

Universidade Federal de Minas Gerais  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## **Instrumentação e Metodologias de Medição de Biopotenciais**

Adriano Silva Vale Cardoso

Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Homero Nogueira Guimarães

Dezembro de 2010



# Resumo

O registro de biopotenciais pode ser visto como uma prática de grande importância na busca do entendimento sobre o funcionamento de sistemas biológicos. Pode também ser entendido como uma valiosa ferramenta de diagnóstico, amplamente divulgada e adotada na literatura médica. Embora consolidado como instrumento de avaliação fisiológica, os dispositivos utilizados para sua prática vêm evoluindo, o que possibilita que limites sejam transpostos, e, principalmente, que novas propostas de medição sejam experimentadas. Este trabalho tem como objetivo o estudo dos sistemas de registro de biopotenciais, visando a compilação de métodos de projeto e avaliação de circuitos eletrônicos voltados para essa finalidade. Em consequência, melhorias são propostas nos sistemas de registro. Contribuições são oferecidas na análise e projeto destes sistemas e através da proposição de circuitos para melhoria de aspectos específicos da medição. A monitoração de parâmetros da fisiologia cardiovascular é de especial interesse, concentrando-se em torno da medição de sinais de eletrocardiografia (ECG) e pressão arterial de animais experimentais. Contribuições relacionadas aos métodos de registro de ECG estão presentes no texto. Diversos módulos de *hardware* foram construídos com a finalidade de reproduzir os resultados registrados na literatura, validar os métodos de projeto discutidos, e adicionalmente, demonstrar a eficácia dos circuitos de medição aqui propostos. Um conjunto de resultados experimentais, viabilizados pela construção dos módulos implementados, é apresentado ao final do estudo.

# Abstract

Biopotential measurement and recording can be seen as a valuable resource in the quest for the understanding of biological systems working principles. It is also a very important tool for medical diagnosis, widely known and accepted in medical literature. Devices used for biopotential recording are subject of research for a long time, and has improved its characteristics towards more reliable measurement systems. This fact made possible the assessment of new circuits and methods, which, in some cases, represented important achievements for electronic instrumentation. The purpose of this work is the study of biopotential recording systems, focused on the design and evaluation methods for electronic instrumentation. Consequently, improvements are proposed in these methods and also, new circuits are presented to solve specific problems of the measurement process. The monitoring of cardiovascular physiological parameters are specially concerned, and are achieved through electrocardiogram (ECG) and blood pressure recording in experimental animals. Contributions regarding ECG recording methods are presented. Several hardware modules were constructed in order to reproduce results from technical literature, to validate the proposed design procedures and to demonstrate the effectiveness of the proposed new circuits. Experimental results obtained from aforementioned hardware modules are presented.



# Agradecimentos

Finda-se mais uma etapa.

Longa, mas não a ponto de tornar-se inatingível.

Difícil, mas não o suficiente para ser considerada impossível.

Repleta de desafios e surpresas, agradáveis ou não.

Enfim, uma jornada de um ser humano, em meio a tantos outros seres humanos, em busca de um ideal.

O aprendizado e crescimento permanecerão até o fim dos tempos.

Uma certeza se consolida: outra etapa de busca se inicia.

Quão longa, difícil ou realizadora, nenhum de nós está apto a responder.

No entanto, de que consiste a vida senão de uma sucessão de odisséias?

Quero expressar minha gratidão, primeiramente a Deus, pela vida e tudo o que ela proporciona. Durante esta longa e sinuosa jornada, na qual encontrei e desencontrei tantas pessoas, há sempre uma mão amiga disposta a ajudar. Impossível seria enumerá-las, portanto, peço desculpas, antecipadamente, por deixar registrada uma injustiça a qualquer destas pessoas.

Registro meus agradecimentos ao professor Homero e à professora Andréa (UFOP), viabilizadores deste trabalho. Agradeço também às colegas do laboratório de Farmacologia Experimental (UFOP), Alessandra, Danielle, Priscila, ...

Agradeço também aos professores e colegas do PPGEE.

Finalmente, agradeço à Mariana, cuja “mão” se destacou pela ternura e ao mesmo tempo, força!

Agradeço ainda à CAPES, FAPEMIG e CNPq pelo suporte financeiro.



“The important thing in science is not so much to obtain new facts as to discover new ways of thinking about them.”  
Sir William Lawrence Bragg



# Sumário

<b>Resumo</b>	<b>i</b>
<b>Abstract</b>	<b>i</b>
<b>Agradecimentos</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Variáveis</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Visão Geral do Problema . . . . .	3
1.2 Motivação e Objetivos . . . . .	4
1.2.1 Contribuições . . . . .	5
1.3 Estrutura do Trabalho . . . . .	5
1.3.1 Convenção de Nomenclatura para Análise de Circuitos . . . . .	6
<b>2 Origem e Medição de Biopotenciais</b>	<b>7</b>
2.1 Fundamentos de Fisiologia Celular . . . . .	7
2.1.1 Potencial de Membrana em Repouso . . . . .	7
2.1.2 Modelo Elétrico das Movimentações Iônicas . . . . .	9
2.1.3 Potenciais de Ação . . . . .	10
2.1.4 Registro de Biopotenciais . . . . .	11
2.2 Eletrodos . . . . .	12
2.2.1 Reações de Oxirredução . . . . .	12
2.2.2 Interface entre Eletrodo e Eletrólito . . . . .	12
2.2.3 Transformação da Corrente Iônica em Corrente Eletrônica . . . . .	13
2.2.4 Eletrodos Polarizáveis e Não-Polarizáveis . . . . .	13
2.2.5 Modelo Elétrico do Eletrodo . . . . .	15
2.2.6 Artefatos de Movimentação . . . . .	16
<b>3 Amplificadores de Biopotenciais</b>	<b>17</b>
3.1 Considerações Iniciais . . . . .	17
3.1.1 Análise dos Amplificadores de Diferença e de Instrumentação . . . . .	18
3.2 Contexto das Medições de Biopotenciais . . . . .	22
3.2.1 Interferências Produzidas pela Rede Elétrica . . . . .	22
3.2.2 Polarização dos Eletrodos . . . . .	25
3.2.3 Interferências de Rádio-Freqüência (RF) . . . . .	25

3.2.4	Tensões Produzidas por Cargas Eletrostáticas . . . . .	26
3.3	Acoplamento Magnético com a Rede Elétrica . . . . .	27
3.4	Corrente de Deslocamento Sobre os Cabos . . . . .	27
3.4.1	Blindagem dos Cabos . . . . .	28
3.4.2	Emprego de Eletrodos Ativos . . . . .	30
3.5	Corrente de Deslocamento Sobre o Corpo . . . . .	30
3.5.1	Amplificador de Dois Eletrodos . . . . .	31
3.5.2	Amplificadores de Três Eletrodos . . . . .	32
3.6	Análise da Estabilidade . . . . .	36
3.6.1	DRL na Configuração Amplificador com Compensação por Pólo Dominante . . . . .	38
3.6.2	DRL na Configuração Amplificador sem Compensação . . . . .	40
3.6.3	DRL na Configuração Integrador . . . . .	41
3.7	Compensação da Polarização dos Eletrodos . . . . .	42
3.8	Redução da Interferência de RF . . . . .	45
<b>4</b>	<b>Metodologia</b> . . . . .	<b>47</b>
4.1	Visão Geral do Sistema de Medição . . . . .	47
4.2	Implementações . . . . .	48
4.2.1	Circuito Emulador de Biopotenciais . . . . .	48
4.2.2	Eletrodos Ativos . . . . .	50
4.2.3	Estágio de Entrada . . . . .	50
4.2.4	Estágio de Entrada de Amplificadores Diferenciais . . . . .	52
4.2.5	Amplificador Referenciado . . . . .	55
4.2.6	Amplificador Diferencial . . . . .	55
4.2.7	Circuito DRL . . . . .	58
4.3	Procedimentos . . . . .	63
4.3.1	Rejeição DC em Amplificadores Diferenciais e Amplificadores Diferenciais Plenos . . . . .	63
4.3.2	Comparação de Desempenho entre Amplificadores Referenciados e Diferenciais . . . . .	64
4.3.3	Verificação dos Efeitos das Blindagens Convencional e de Guarda . . . . .	66
4.3.4	Análise e Projeto do Circuito DRL . . . . .	66
4.3.5	Estimação dos Parâmetros dos Amplificadores Operacionais . . . . .	68
4.3.6	Estimação das Impedâncias dos Eletrodos Através do Sinal de ECG . . . . .	69
4.3.7	Registros de Biopotenciais . . . . .	71
<b>5</b>	<b>Resultados</b> . . . . .	<b>73</b>
5.1	Rejeição DC . . . . .	73
5.2	Comparação de Desempenho . . . . .	75
5.3	Análise dos Efeitos das Blindagens . . . . .	82
5.4	Análise e Projeto do Circuito DRL . . . . .	83
5.4.1	Comparação do Modelo Winter com o Modelo Proposto . . . . .	83
5.4.2	Efeitos da Variação dos Parâmetros do Modelo Proposto . . . . .	88
5.4.3	Efeito do Circuito DRL sobre a Tensão de Modo Comum . . . . .	100
5.5	Estimação dos Parâmetros do Amp Op . . . . .	102
5.6	Estimação das Impedâncias dos Eletrodos . . . . .	103
5.7	Registro de EEG Humano . . . . .	105

<b>6</b>	<b>Discussão</b>	<b>107</b>
6.1	Rejeição DC . . . . .	107
6.2	Comparação de Desempenho . . . . .	108
6.3	Análise dos Efeitos das Blindagens . . . . .	110
6.4	Análise e Projeto do Circuito DRL . . . . .	111
6.4.1	Comparação do Modelo Winter com o Modelo Proposto . . . . .	111
6.4.2	Efeito da Variação dos Parâmetros do Modelo Proposto . . . . .	112
6.4.3	Efeito do Circuito DRL sobre a Tensão de Modo Comum . . . . .	114
6.5	Estimação dos Parâmetros do Amp Op . . . . .	115
6.6	Estimação das Impedâncias dos Eletrodos . . . . .	116
6.7	Considerações Finais . . . . .	117



# Lista de Variáveis

## Convenções de Nomenclatura

- $V_X$  Tensão  $X$  no domínio  $s$  -  $V_X(s)$ .  
 $I_X$  Corrente  $X$  no domínio  $s$  -  $I_X(s)$ .  
 $Z_X$  Impedância  $X$  no domínio  $s$  -  $Z_X(s)$ .  
 $v_X$  Tensão  $X$  no domínio do tempo -  $v_X(t)$ .  
 $i_X$  Corrente  $X$  no domínio do tempo -  $i_X(t)$ .

## Parâmetros do Amplificador Operacional

- $G_o$  Ganho em malha aberta do amplificador operacional.  
 $f_a$  Frequência de corte do modelo de primeira ordem do amplificador operacional.  
 $\tau_a$  Constante de tempo do modelo de primeira ordem do amplificador operacional.  
 $Z_o$  Impedância de saída do amplificador operacional.

## Análise de Circuitos

- $V_+$  Tensão na entrada não-inversora do amplificador operacional.  
 $V_-$  Tensão na entrada inversora do amplificador operacional.  
 $V_{cm}$  Tensão de modo comum.  
 $V_d$  Tensão diferencial.  
 $A_{cm}$  Ganho de modo comum.  
 $A_d$  Ganho diferencial.  
 $R_G$  Resistor de ganho do amplificador de instrumentação.  
 $G_{ia}$  Ganho do amplificador de instrumentação.  
 $CMRR$  Razão de rejeição de modo comum.

## Modelos de Acoplamento de Interferência

$C_p$	Capacitância de acoplamento entre o corpo e a rede elétrica.
$X_{C_p}$	Reatância capacitiva de $C_p$ .
$C_b$	Capacitância de acoplamento entre o corpo e a terra.
$X_{C_b}$	Reatância capacitiva de $C_b$ .
$C_i$	Capacitância de isolamento do amplificador.
$X_{C_i}$	Reatância capacitiva de $C_i$ .
$C_{a_n}$	Capacitância de acoplamento entre a rede elétrica e o cabo de conexão do eletrodo $n$ ao amplificador.
$X_{C_{a_n}}$	Reatância capacitiva de $C_{a_n}$ .
$Z_{e_n}$	Impedância do eletrodo $n$ .
$R_{e_n}$	Componente resistiva da impedância do eletrodo $n$ .
$C_{e_n}$	Componente capacitiva da impedância do eletrodo $n$ .
$V_{p_{e_n}}$	Tensão contínua devida à polarização do eletrodo $n$ .
$Z_{b_n}$	Impedância equivalente do corpo no ponto $n$ .
$Z_{c_n}$	Impedância de modo comum da entrada do amplificador de instrumentação conectada ao eletrodo $n$ .
$R_{c_n}$	Componente resistiva da impedância de modo comum da entrada do amplificador de instrumentação conectada ao eletrodo $n$ .
$Z_d$	Impedância diferencial da entrada do amplificador de instrumentação.
$i_{RF}$	Corrente devida à interferência de RF captada pelo corpo e cabos de conexão entre eletrodos e amplificador.
$v_{im}$	Tensão diferencial de interferência produzida pela indução magnética da rede elétrica sobre os cabos.
$V_{icdc}$	Tensão diferencial de interferência produzida pelo acoplamento capacitivo entre a rede elétrica e os cabos de conexão dos eletrodos ao amplificador.
$V_{iid}$	Tensão de interferência produzida pela conversão da tensão de modo comum sobre o corpo em tensão diferencial devido à diferença entre as impedâncias dos eletrodos.
$V_{re}$	Tensão da rede elétrica.

## Análise do Circuito DRL <sup>1</sup>

$v_{drl}$	Tensão na saída do circuito DRL.
$i_{drl}$	Corrente drenada pelo circuito DRL.
$G_{drl}$	Ganho do circuito DRL.
$R_o$	Resistência de saída do circuito DRL.
$H_{drl}(s)$	Função de transferência do circuito DRL genérico.
$H_{amp}(s)$	Função de transferência do circuito DRL na configuração amplificador.
$H_{ampc}(s)$	Função de transferência do circuito DRL na configuração amplificador com compensação por pólo dominante.
$H_{int}(s)$	Função de transferência do circuito DRL na configuração integrador.
$H_{filtro}(s)$	Função de transferência do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa de 60 Hz.

---

<sup>1</sup>DRL: *Driven-Right-Leg*.

## Variáveis Auxiliares Diversas

$\overline{X_{Ca}}$	Impedância média de acoplamento entre rede elétrica e cabos de conexão dos eletrodos ao amplificador.
$\Delta X_{Ca}$	Diferença entre as reatâncias capacitivas de acoplamento da rede elétrica aos cabos dos eletrodos 1 e 2.
$\overline{Z_e}$	Impedância média dos eletrodos 1 e 2.
$\Delta Z_e$	Diferença entre as impedâncias dos eletrodos 1 e 2.
$\overline{Z_c}$	Impedância média de modo comum das entradas do amplificador de instrumentação.
$\Delta Z_c$	Diferença entre as impedâncias de modo comum de cada braço da entrada do amplificador de instrumentação.
$\overline{R_c}$	Componente resistiva da impedância média de modo comum das entradas do amplificador de instrumentação.
$i_d$	Corrente de deslocamento.
$v_{cce}$	Tensão de modo comum do circuito equivalente de Thévenin do acoplamento da rede elétrica ao corpo.
$C_{ce}$	Capacitância do circuito equivalente de Thévenin do acoplamento da rede elétrica ao corpo.
$X_{C_{ce}}$	Reatância capacitiva do circuito equivalente de Thévenin do acoplamento da rede elétrica ao corpo.
$Z_e'$	Impedância resultante da conexão em paralelo das impedâncias $Z_{e_1}$ e $Z_{e_2}$ .
$R_e'$	Componente resistiva da impedância resultante da conexão em paralelo das impedâncias $Z_{e_1}$ e $Z_{e_2}$ .
$Z_c'$	Impedância resultante da conexão em paralelo das impedâncias $Z_{c_1}$ e $Z_{c_2}$ .
$Z_g$	Impedância equivalente entre o corpo e o potencial de referência do circuito amplificador.
$C_x$	Capacitância parasita.



# Capítulo 1

## Introdução

O estudo dos fenômenos elétricos relacionados à atividade fisiológica das células e tecidos vivos foi determinante para a compreensão de diversos mecanismos de funcionamento de sistemas biológicos. Os potenciais de ação em neurônios e células musculares constituem importantes mecanismos de troca de informação no universo biológico.

Nos neurônios, as sinapses químicas, processo através do qual são transmitidos os estímulos entre neurônios, provocam a modificação do potencial de membrana da célula pós-sináptica, por meio da abertura de canais iônicos (Berne e Levy, 1998; Kandel *et al.*, 2000). Esta variação do potencial de membrana pode ou não resultar na ativação do neurônio, cuja consequência é a ocorrência de uma nova sinapse entre o neurônio em questão e um grupo de outros neurônios a ele conectados. Através das sinapses, sensações experimentadas por células especializadas, como por exemplo, as células fotorreceptoras encontradas na retina e responsáveis pela visão, são transmitidas ao cérebro.

A contração de uma fibra muscular se inicia através de sinapses, realizadas entre um neurônio e um grupo de células musculares, numa região denominada placa motora. Ao receber do neurônio a “mensagem” representada pela presença de uma substância neurotransmissora, inicia-se um processo de despolarização da membrana das células musculares, que por sua vez provoca a liberação de íons cálcio ( $Ca^{2+}$ ), provenientes de reservatórios contidos no interior destas células, denominados retículos sarcoplasmáticos. O influxo destes íons em estruturas situadas no interior da célula muscular, denominadas sarcômeros, provoca reações que culminam com a contração da fibra.

Os fenômenos elétricos relacionados ao funcionamento de grupos de células musculares ou neurônios se propagam através do fluido extracelular, e podem ser percebidos em tecidos distantes daquele que os originou. Tais fenômenos, universalmente tratados por biopotenciais, constituem-se indicadores de grande valor, tanto para a compreensão do funcionamento, quanto no diagnóstico de anormalidades em órgãos e sistemas biológicos (Prutchi e Norris, 2005).

Os sinais de eletrocardiografia (ECG) consistem de uma classe de biopotenciais, coletados na superfície da pele, e refletem a contração do músculo cardíaco. Portanto, trazem registradas informações sobre o funcionamento do coração. Sinais de eletromiografia (EMG) resultam da atividade de fibras musculares, e portanto, fornecem informação sobre o funcionamento do músculo em questão. Sinais de eletroencefalografia (EEG) resultam da atividade conjunta de grupos de células nervosas (neurônios). Portanto, estes sinais fornecem informações relativas ao processamento de informações pelo sistema nervoso.

O registro e análise de biopotenciais tem se mostrado de grande utilidade no diagnóstico de doenças (Flink *et al.*, 2002; Vecht *et al.*, 2009). Tal prática é encontrada com frequência na literatura

médica, e métodos de análise destes sinais são, cada vez mais, objetos de estudo. Também na pesquisa farmacológica, a análise de biopotenciais desempenha um importante papel. Devido a sua capacidade de informar sobre o funcionamento de órgãos e sistemas, os registros de biopotenciais viabilizam o monitoramento da ação de drogas sobre o organismo, possibilitando a identificação de propriedades curativas e tóxicas destas drogas.

Na pesquisa farmacológica, este monitoramento é realizado, em sua maioria, fazendo uso de animais experimentais. Especificamente no estudo dos efeitos de drogas sobre o sistema cardiovascular de ratos, o registro e análise de sinais de ECG vem se consolidando como uma ferramenta de extrema importância. A identificação de propriedades cardioprotetoras e cardiotoxícas das drogas é essencial na busca de novos fármacos e também na quantificação da eficácia de fármacos específicos (Leite *et al.*, 2007; Vidal *et al.*, 2010).

Dentre os métodos de avaliação *in-vivo* e *in-vitro* dos parâmetros fisiológicos do sistema cardiovascular em animais experimentais, destacam-se:

- medição de pressões, tais como pressão arterial sistólica, diastólica e pulsátil;
- medição de força, no estudo da musculatura lisa de vasos isolados ou de inotropismo cardíaco na preparação de coração isolado; e
- registro e análise do sinal de ECG.

O registro da variação da pressão arterial, cujo poder de diagnóstico de patologias cardiovasculares está consolidado na literatura médica há décadas, é realizado em pequenos animais, basicamente, através de dois métodos. O primeiro deles se assemelha ao procedimento amplamente utilizado em seres humanos. Um manguito comprime um membro do animal enquanto um sensor indica se o fluxo sanguíneo foi interrompido ou liberado. A grande limitação deste método reside na necessidade de aprisionamento do animal, seguido de aquecimento e pressão exercida sobre o membro onde ocorrerá a medição. O estresse produzido sobre o animal pode alterar significativamente os parâmetros fisiológicos que se pretende observar.

O segundo método consiste da implantação de cânulas em uma de suas artérias, as quais conectam-se a transdutores de pressão externos. Contudo, tal implantação consiste de um processo cirúrgico minucioso, dependente da habilidade do cirurgião, e é normalmente irreversível, ou seja, culmina com o sacrifício do animal. Aliado a todos estes dificultadores está a necessidade incondicional da aplicação de anestésico, que conforme observado em um trabalho realizado em parceria com o Laboratório de Farmacologia Experimental da Universidade Federal de Ouro Preto (Vale-Cardoso *et al.*, 2008), altera significativamente vários dos parâmetros fisiológicos, especialmente a variabilidade da frequência cardíaca.

A medição de força requer, necessariamente, o isolamento de componentes do sistema cardiovascular do animal, o que novamente constitui-se de um processo cirúrgico minucioso para extração de órgãos e fragmentos do sistema sob análise.

A medição de biopotenciais não necessita de preparações cirúrgicas e cortes de tecidos, mas sim do posicionamento de eletrodos, no pior caso, subcutâneos. É possível, inclusive, fazê-lo através de eletrodos superficiais em animais acordados. O principal benefício deste método está na possibilidade de acompanhamento da evolução da patologia e/ou tratamento no animal estudado.

É importante mencionar que, embora a medição de parâmetros fisiológicos esteja em evidência, o presente trabalho tem como foco a solução de problemas de engenharia referentes à medição de biopotenciais, cujas etapas serão detalhadamente descritas ao longo do texto.

## 1.1 Visão Geral do Problema

A medição de biopotenciais incorre, necessariamente, na utilização de eletrodos em contato com tecidos biológicos. Os fenômenos elétricos oriundos do metabolismo celular provocam a movimentação de íons, que formam correntes iônicas. Por esta razão, a primeira etapa da medição consiste na transformação das correntes iônicas em correntes eletrônicas, que serão conduzidas, através de cabos, ao circuito de medição. Esta transformação consiste de um processo eletro-químico, determinante das características elétricas da interface entre tecido e eletrodo.

A variabilidade das condições em que ocorrem as transformações de corrente na interface é muito elevada, o que provoca uma excessiva variabilidade das características elétricas em discussão, as quais se encontram representadas na figura 1.1.

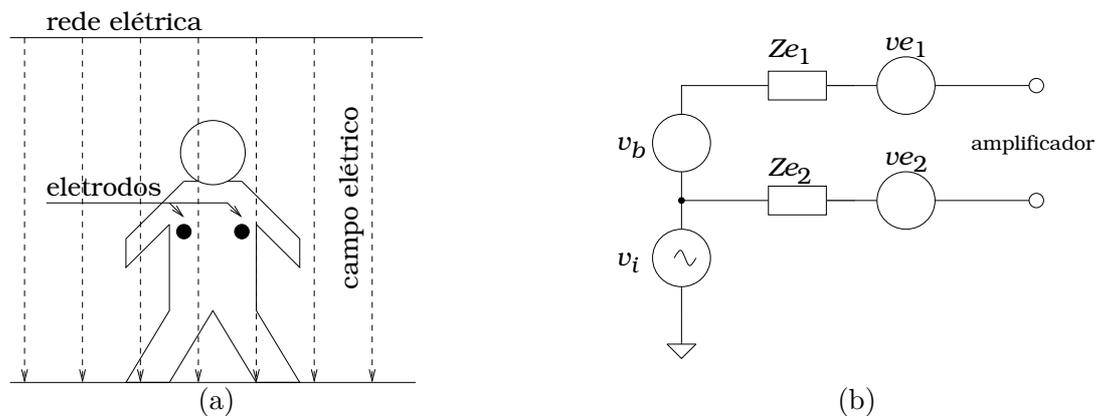


Figura 1.1: (a) Situação típica de um registro de biopotenciais. Dois eletrodos são posicionados sobre a superfície da pele e conectadas à entrada do amplificador. Devido à presença da rede elétrica, todo o sistema está imerso em um campo elétrico de 60 Hz. (b) Circuito equivalente percebido pela entrada do amplificador. As impedâncias  $Z_{e1}$  e  $Z_{e2}$  correspondem ao contato dos eletrodos com o tecido biológico, e são determinadas pela geometria dos eletrodos e, principalmente, pelas características químicas da interface. As fontes de tensão  $v_{e1}$  e  $v_{e2}$  representam as tensões produzidas nas interfaces entre tecido e eletrodos devido à polarização destes. Trata-se de mais um fenômeno eletro-químico. A fonte de tensão  $v_i$  representa o efeito do campo elétrico sobre o tecido biológico (condutor) e, a fonte de tensão  $v_b$  corresponde ao biopotencial a ser registrado.

As impedâncias  $Z_{e1}$  e  $Z_{e2}$  correspondem, respectivamente, às impedâncias de contato dos eletrodos 1 e 2 com o tecido biológico.

As fontes de tensão  $v_{e1}$  e  $v_{e2}$  representam as tensões que surgem nas interfaces entre os eletrodos 1 e 2, respectivamente, e o tecido biológico. Seu aparecimento se deve ao fenômeno de polarização dos eletrodos em contato com uma solução eletrolítica.

A fonte de tensão  $v_i$  representa a interferência produzida pela rede elétrica sobre os tecidos.

Finalmente, a tensão  $v_b$  é o biopotencial que se pretende observar. As magnitudes típicas de biopotenciais, assim como as faixas de frequência dos mesmos, são bem conhecidas para a espécie humana, e encontram-se dentro das faixas a seguir (Webster, 1998):

- EEG: 5 a 300  $\mu\text{V}$ , 0 a 150 Hz;
- ECG: 0,5 a 4 mV, 0,01 a 250 Hz; e
- EMG: 0,1 a 5 mV, 0 a 2,5 kHz.

As variações da tensão de polarização dos eletrodos são, geralmente, lentas, da ordem de segundos, e são extremamente sensíveis à movimentação dos eletrodos. Suas magnitudes atingem, freqüentemente, a casa dos 100 mV. Trata-se, portanto, de uma fonte de interferência muito mais intensa que os sinais que se pretende observar, situada dentro de uma faixa de freqüência comum a alguns destes sinais.

A tensão  $v_i$ , produzida pela rede elétrica sobre o tecido, pode ser considerada de modo comum, devido à baixa impedância do tecido comparada às elevadas impedâncias de acoplamento com a rede elétrica (Winter e Webster, 1983b). Sua magnitude atinge facilmente a casa das centenas de milivolts, e sua freqüência fundamental está inserida nos intervalos de freqüências de todos os biopotenciais anteriormente citados.

Devido à excessiva variabilidade das impedâncias de contato dos eletrodos com o tecido ( $Z_{e1}$  e  $Z_{e2}$ ), seus valores dificilmente serão próximos. Considerando que haverá corrente elétrica fluindo através destas impedâncias para a entrada do circuito de medição, a tensão de modo comum produzirá diferentes correntes em cada uma das impedâncias. Conseqüentemente, haverá diferentes quedas de tensão sobre as mesmas. Por esta razão, a tensão de modo comum de interferência ( $v_i$ ) será convertida em tensão diferencial, que será, inevitavelmente, processada pelo circuito de medição, juntamente com o sinal que se pretende medir.

Tendo em vista que as fontes de interferência apresentadas se encontram no mesmo intervalo de freqüências dos biopotenciais exemplificados, e ainda, estão ordens de grandeza acima das magnitudes típicas dos sinais de origem biológica, o processamento dos sinais captados pelos eletrodos torna-se complexo. Extrair sinais de informação de um contexto de interferência tão hostil quanto o apresentado consiste de um desafio de engenharia no que diz respeito ao projeto de instrumentos de medição.

## 1.2 Motivação e Objetivos

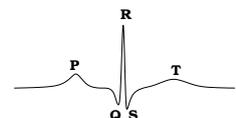
O objetivo deste trabalho é a revisão e reprodução dos métodos de projeto e implementação de amplificadores de biopotenciais, seguido pela proposição de melhorias nos referidos métodos. A intenção é reduzir os efeitos de interferências e, com isso, favorecer a extração de informações contidas nos biopotenciais, relativas à fisiologia do sistema biológico estudado.

Na avaliação dos parâmetros do sistema cardiovascular, o estudo dos potenciais tardios, variações de alta freqüência observadas após o complexo QRS de um registro de ECG,<sup>1</sup> cuja ordem de grandeza é de poucos microvolts, motiva a busca por medições isentas de ruído e interferência externa (Steinbigler *et al.*, 1998; Engin, 2002; Lagarreta *et al.*, 2005; Lin, 2005; Akyüz *et al.*, 2009).

Essa busca é também alimentada pela análise estatística de parâmetros neurológicos através de sinais de EEG, cuja magnitude é, também, da ordem de microvolts. A identificação de padrões de variabilidade dos sinais de EEG em função de excitações diversas, tais como padrões de imagens, sons ou estímulos tácteis (*event-related potentials*), consiste de um objeto de pesquisa (Hajcak e Dennis, 2009; Kirmse *et al.*, 2009; Scott *et al.*, 2009). Há que se mencionar, também, a busca pela identificação de padrões cerebrais, obtidos de registros de EEG, com finalidade de interação com o ambiente (*brain-computer interface*), seja através da movimentação de um cursor na tela de um

---

<sup>1</sup> Desde sua primeira observação através dos experimentos de Einthoven, no início do século XX, o registro de ECG teve seus segmentos denominados conforme ilustrado na figura.



computador ou a manipulação de uma neuroprótese (Wolpaw *et al.*, 2000; Leuthardt *et al.*, 2004; Penghai e Baikun, 2007; Faradji *et al.*, 2009).

Os procedimentos de teste e validação dos diferentes blocos funcionais de um amplificador de biopotenciais estão esparsos na literatura. Métodos sistemáticos de projeto de determinadas etapas são incompletos ou inexistentes. Portanto, é objetivo deste trabalho reunir tais procedimentos de verificação do funcionamento e robustez à interferência eletromagnética, além de rever e completar, no que for necessário, os métodos de projeto de cada bloco funcional de um amplificador de biopotencial clássico.

A medição de biopotenciais é viabilizada através de eletrodos, que exercem a função de transdutores eletro-químicos. As características elétricas destes transdutores são facilmente encontradas na literatura científica, e ainda, sua influência sobre a medição de biopotenciais, especialmente em meio a interferência eletromagnética, são bem conhecidas. No entanto, a medição das referidas impedâncias requer, necessariamente, o emprego de eletrodos adicionais para excitação do tecido. Um último objetivo deste trabalho é contribuir com os métodos de medição de impedância, no sentido de reduzir o *hardware* usualmente aplicado a este tipo de medição.

### 1.2.1 Contribuições

Durante muitos anos vêm-se utilizando sistemas de medição de biopotenciais projetados para humanos em roedores, e têm-se assumido que as características elétricas são compatíveis. Contudo, experimentos recentemente realizados em conjunto com o Laboratório de Farmacologia Experimental da Universidade Federal de Ouro Preto revelaram que registros de ECG em ratos e camundongos podem ser significativamente distorcidos se obtidos de amplificadores projetados para humanos (Vale-Cardoso e Guimarães, 2010a,b).

As seguintes contribuições, relacionadas ao projeto de amplificadores de biopotenciais, são encontradas ao longo do trabalho:

1. modificação do modelo de sistema formado por amplificador e circuito DRL (*driven-right-leg*), que melhorou significativamente os resultados obtidos em frequências elevadas;
2. obtenção de um procedimento sistemático para o projeto do circuito DRL ótimo;
3. proposta de uma nova arquitetura de circuito DRL com garantia de estabilidade;
4. análise comparativa entre as arquiteturas de amplificador referenciado (*single-ended*) e diferencial;
5. proposta de um circuito *front-end* diferencial com rejeição DC e garantia de estabilidade; e
6. proposta de um método para estimação das impedâncias dos eletrodos a partir do sinal de ECG.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta, de maneira sucinta, os conceitos fundamentais da origem e medição de biopotenciais. Primeiramente, conceitos elementares da fisiologia celular são expostos, com o objetivo de contextualizar o leitor engenheiro (ou oriundo das ciências exatas) com os fenômenos elétricos que ocorrem em células e tecidos vivos. Em seguida são discutidos, também de maneira

resumida, os fenômenos físico-químicos ocorridos na interface entre tecidos biológicos e eletrodos. Tais fenômenos determinam as características elétricas dos eletrodos.

No Capítulo 3 é apresentado um estudo bibliográfico bastante completo a respeito dos amplificadores de biopotenciais, explicitando as soluções existentes e as dificuldades remanescentes a este tipo de medição. Trata-se de um texto técnico, voltado para a análise de circuitos elétricos e eletrônicos.

No Capítulo 4 são apresentados os circuitos implementados, métodos de projeto e propostas de melhoria para os amplificadores de biopotenciais. São descritos, também, os métodos de estudo, comparação e verificação dos circuitos implementados.

O Capítulo 5 traz registrado todo o conjunto de resultados obtidos dos procedimentos descritos no Capítulo 4.

Finalmente, o Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e discute os objetivos alcançados e os problemas remanescentes.

### 1.3.1 Convenção de Nomenclatura para Análise de Circuitos

Na análise de circuitos elétricos, é comum expressar a mesma grandeza em função do tempo ou da frequência. Dessa forma, faz-se necessário a adoção de um padrão para representação destas grandezas nos diferentes domínios.

Ao longo do texto, tensões e correntes no domínio do tempo ( $v_x(t)$  e  $i_x(t)$ ) serão representadas com letras minúsculas:  $v_x$  e  $i_x$ .

Tensões, correntes e impedâncias no domínio da frequência ( $V_x(s)$ ,  $I_x(s)$  e  $Z_x(s)$ ) serão representadas com letras maiúsculas:  $V_x$ ,  $I_x$  e  $Z_x$ .

## Capítulo 2

# Origem e Medição de Biopotenciais

**E**ste capítulo apresenta, de maneira resumida e introdutória, os princípios físicos, químicos e fisiológicos envolvidos no processo de geração, propagação e registro de biopotenciais. A discussão proposta se inicia pela descrição dos componentes de uma célula envolvidos na geração de biopotenciais, passando pelo mecanismo de ativação de células excitáveis e culmina com os processos químicos ocorridos nas transferências de cargas elétricas nos eletrodos.

### 2.1 Fundamentos de Fisiologia Celular

Biopotenciais são diferenças de potencial elétrico produzidas pelas condições dos meios interno e externo à célula, juntamente com sua atividade metabólica. Portanto, sua compreensão depende do conhecimento de alguns aspectos referentes à fisiologia celular.

Os fluidos intra e extracelulares são ricos em diversos tipos de íons, que por sua vez, são dotados de mobilidade. Por esta razão, constituem-se partículas portadoras de carga elétrica capazes de formarem, através do movimento em presença de um campo elétrico, e também por difusão, correntes elétricas, que são denominadas correntes iônicas.

#### 2.1.1 Potencial de Membrana em Repouso

A figura 2.1 ilustra uma representação esquemática de um trecho da fronteira entre uma célula e o fluido extracelular. Os fluidos intra e extracelulares estão separados por uma membrana semi-permeável, conhecida como membrana citoplasmática. A concentração de íons sódio ( $Na^+$ ) no meio externo é maior que no meio interno, ao passo que a concentração de íons potássio ( $K^+$ ) é maior no meio intracelular. Por esta razão, gradientes de difusão impulsionam os íons  $K^+$  para fora da célula e íons  $Na^+$  para seu interior. Contudo, a transferência de íons entre estes meios só é possível devido à existência de canais iônicos que transpassam a membrana celular.

O gradiente de difusão dá origem a uma diferença de potencial, determinada pela equação de Nernst (Kandel *et al.*, 2000):

$$V_X = \frac{RT}{zF} \ln \left( \frac{[X]_o}{[X]_i} \right), \quad (2.1)$$

onde  $V_X$  é a diferença de potencial devido ao gradiente de difusão,  $R$  é a constante universal dos gases,  $T$  é a temperatura,  $z$  é a valência do íon envolvido ( $X$ ),  $F$  é a constante de Faraday,  $[X]_o$  denota a concentração do íon em questão no meio exterior e  $[X]_i$  denota a concentração no meio interior.

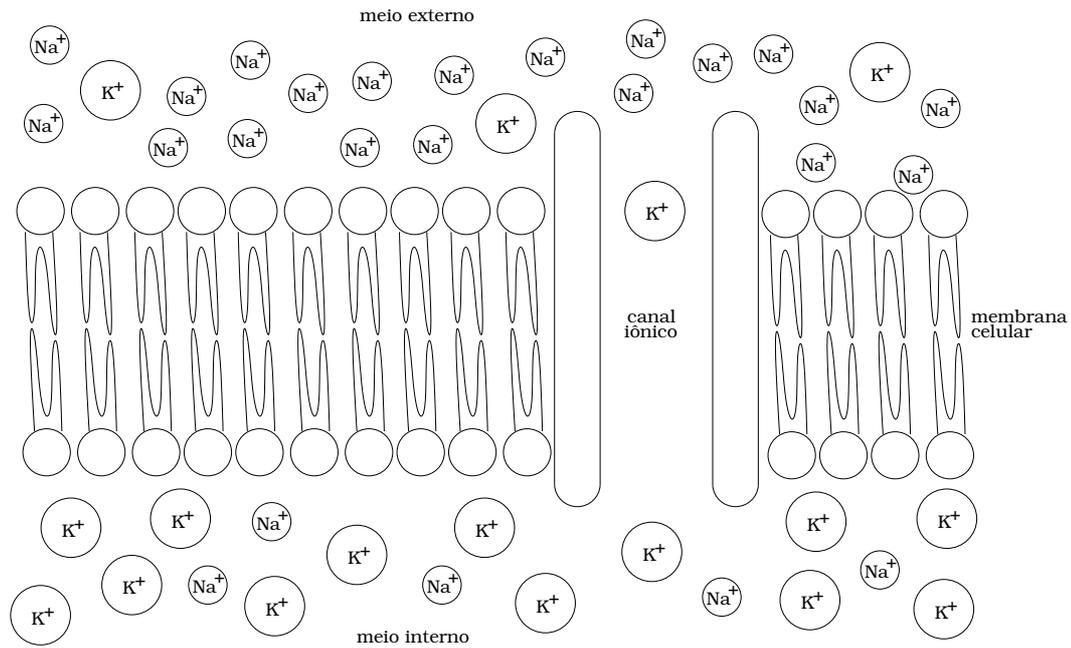


Figura 2.1: Ilustração esquemática da separação dos meios intra e extracelular pela membrana citoplasmática. As diferentes concentrações de íons  $Na^+$  e  $K^+$ , dentro e fora da célula, dão origem a gradientes de difusão, que empurram os íons  $Na^+$  para o interior da célula, e também, os íons  $K^+$  para fora. No entanto, a movimentação de íons entre os meios intra e extracelulares só é possível através de canais iônicos.

Os canais iônicos permitem que alguns íons  $Na^+$  entrem na célula, ao mesmo tempo em que permitem que alguns íons  $K^+$  se movam para o meio externo. A quantidade de canais iônicos disponíveis determina a permeabilidade da membrana a determinados íons.

Bombas iônicas possibilitam a troca de íons  $K^+$  do meio exterior por íons  $Na^+$  do interior da célula. O tipo de bomba em questão é conhecido como bomba de sódio-potássio. Esta troca de íons consome energia devido a ocorrer na direção contrária ao gradiente de difusão destes íons. A energia necessária a esta troca é fornecida pelo processamento da molécula de ATP<sup>1</sup> nas bombas.

Um equilíbrio é estabelecido quando as forças químicas, devidas ao gradiente de difusão dos íons, se igualam às forças elétricas, devidas à concentração de cargas elétricas de mesma polaridade. Nesta situação, existe uma diferença de potencial, denominada potencial de repouso da membrana, do interior para o exterior da célula. O valor desta diferença de potencial depende das concentrações dos vários íons envolvidos dentro e fora da célula, e também da permeabilidade da membrana a cada íon em questão. O potencial de repouso pode ser calculado pela equação de Goldman, que consiste de uma generalização da equação de Nernst:

$$V_r = \frac{RT}{F} \ln \left( \frac{P_K[K^+]_o + P_{Na}[Na^+]_o + P_{Cl}[Cl^-]_o}{P_K[K^+]_i + P_{Na}[Na^+]_i + P_{Cl}[Cl^-]_i} \right), \quad (2.2)$$

onde  $P_K$ ,  $P_{Na}$  e  $P_{Cl}$  denotam, respectivamente, a permeabilidade da membrana aos íons  $K^+$ ,  $Na^+$  e  $Cl^-$ .

<sup>1</sup>ATP: adenosina trifosfato. Composto químico capaz de armazenar energia em suas ligações para uso posterior. A energia armazenada provém da respiração celular, que se baseia no processamento da glicose e oxigênio, e resulta na liberação de energia e  $CO_2$ .

Tabela 2.1: Concentrações iônicas típicas nos meios intra e extra-celular, potenciais de equilíbrio e condutividade da membrana relativos aos íons  $K^+$ ,  $Na^+$  e  $Cl^-$ .

íon X	$[X]_i$ (mM)	$[X]_o$ (mM)	$V_X$ (mV)	$g_X$ ( $\mu S$ )
$K^+$	400	20	-75	10
$Na^+$	50	440	+55	0,5
$Cl^-$	52	560	-69	2,5

### 2.1.2 Modelo Elétrico das Movimentações Iônicas

As concentrações dos íons  $K^+$ ,  $Na^+$  e  $Cl^-$ , experimentalmente determinadas, assim como seus potenciais de equilíbrio individuais, foram obtidos por Hodgkin e Katz (1949), e estão resumidos na tabela 2.1 (Kandel *et al.*, 2000). As permeabilidades da membrana a cada um dos íons são também conhecidas, e se encontram representadas na tabela pela condutância  $g_X$ . O circuito equivalente, ilustrado na figura 2.2 é capaz de reproduzir o potencial de repouso da membrana. As

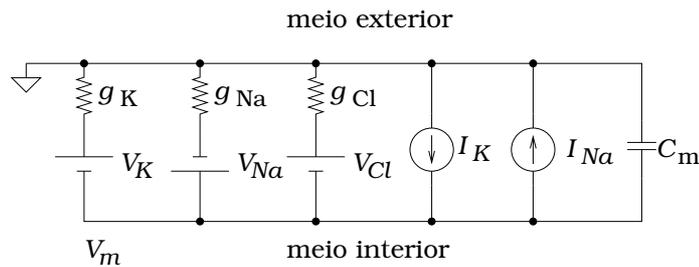


Figura 2.2: Ilustração do circuito elétrico equivalente para análise do potencial de repouso da membrana citoplasmática. As fontes de tensão representam os potenciais de equilíbrio individuais dos íons  $Na^+$ ,  $K^+$  e  $Cl^-$ . As condutâncias modelam a permeabilidade da membrana a cada um dos íons envolvidos. As fontes de corrente representam as ações das bombas de sódio-potássio. As correntes produzidas pelas bombas iônicas garantem que as tensões  $V_{Na}$  e  $V_K$  permanecerão constantes, o que é conseguido pela manutenção das diferentes concentrações iônicas nos meios interno e externo à célula. A capacitância  $C_m$  modela o acúmulo de cargas elétricas em torno da membrana citoplasmática.

fontes de tensão representam os potenciais de equilíbrio de cada íon envolvido, individualmente calculados pela equação de Nernst. As condutâncias representam a permeabilidade da membrana a cada tipo de íon em particular. Esta condutância é tanto maior quanto maior for a quantidade de canais iônicos disponíveis na membrana. As fontes de corrente modelam a movimentação dos íons em questão na direção contrária àquela imposta pelo gradiente de difusão. Trata-se da ação das bombas de sódio-potássio. Substituindo os valores dos potenciais de equilíbrio de cada íon e sua respectiva condutividade, chega-se ao potencial de equilíbrio da membrana, que vale, aproximadamente, -68,85 mV. Nota-se, portanto, que a corrente de íons  $Cl^-$  na célula em repouso é aproximadamente nula, uma vez que a diferença de potencial sobre a condutância  $g_{Cl}$ , a qual modela a permeabilidade da membrana a este íon, se aproxima de zero.

### 2.1.3 Potenciais de Ação

Na seção 2.1.1 foram apresentados os canais iônicos, responsáveis pela transferência de íons para dentro e fora da célula. De acordo com as equações (2.1) e (2.2), a quantidade de canais iônicos influencia o potencial da membrana. Nas células excitáveis, neurônios e células musculares, existem canais que, embora presentes, não se encontram acessíveis à movimentação dos íons durante todo o tempo. Tais canais são denominados gatilháveis, uma vez que se abrem à passagem de íons somente em situações específicas. Há uma grande variedade destes canais, ativados pela variação de uma grandeza física ou pela presença de uma determinada substância. Dois tipos de canais gatilháveis são particularmente interessantes ao estudo dos potenciais de ação: os canais de sódio e de potássio ativados pela despolarização da membrana.

Os canais de  $Na^+$  ativados pela despolarização da membrana se abrem rapidamente quando o potencial da membrana atinge um limiar próximo de  $-55$  mV. Uma vez abertos, o influxo de íons  $Na^+$  acelera o processo de despolarização, causando a abertura de mais e mais canais. Outra característica importante destes canais é que eles permanecem abertos por um curto período de tempo, da ordem de 1 ms. Após este período, o canal é desativado, e só estará novamente pronto para ativação após a repolarização da membrana.

A proporção de canais de  $Na^+$  gatilháveis para os canais de  $Na^+$  (não gatilháveis) é da ordem de 500:1. Isso significa que a permeabilidade ao íon  $Na^+$  é vigorosamente elevada na despolarização da membrana. Multiplicando o valor da condutância  $g_{Na}$  por 500 na figura 2.2, obtém-se o novo potencial de membrana, que vale, aproximadamente,  $48,87$  mV. Trata-se do máximo valor do potencial de membrana antes que os canais gatilháveis de  $Na^+$  comecem a se fechar.

Os canais de  $K^+$  ativados pela despolarização da membrana têm características semelhantes aos canais gatilháveis de  $Na^+$ . Assim como os canais de  $Na^+$ , os canais de  $K^+$  se fecham espontaneamente um tempo depois da ativação. As principais diferenças destes canais para os anteriores são as quantidades e os tempos de abertura e fechamento. Os canais de  $K^+$  se abrem mais lentamente que os de  $Na^+$ , e também permanecem mais tempo abertos. Dessa forma, quando os canais de  $Na^+$  começarem a se fechar, um grande número de canais de  $K^+$  estarão em processo de abertura. No momento em que todos os canais gatilháveis de  $K^+$  estiverem abertos, os canais de  $Na^+$  já estarão inativos.

A relação entre canais de  $K^+$  gatilháveis e não gatilháveis é da ordem de 1:20. Portanto, multiplicando por 20 a condutância  $g_K$  na figura 2.2, obtém-se o potencial de membrana quando os canais gatilháveis de  $Na^+$  estiverem inativos e todos os canais de  $K^+$  estiverem abertos. Nesta situação, a condutância  $g_{Na}$  terá o valor exibido na tabela 2.1 devido ao fechamento dos canais gatilháveis de  $Na^+$ . Portanto, o potencial de membrana calculado é de, aproximadamente,  $-74,61$  mV. Após o fechamento de todos os canais de  $K^+$ , o potencial de membrana retorna a seu valor de repouso.

Podem ser identificadas quatro fases componentes do potencial de ação, ilustradas na figura 2.3. São elas:

1. membrana em repouso;
2. despolarização: abertura dos canais de  $Na^+$  e  $K^+$ . Após a despolarização da membrana atingir o limiar de ativação, a abertura dos canais de  $Na^+$  dispara o processo em cadeia;
3. repolarização: fechamento dos canais de  $Na^+$ . A abertura dos canais de  $K^+$  é lenta, de maneira que apenas uma pequena parcela destes canais estará aberta no momento em que todos os canais de  $Na^+$  estiverem abertos. Fechados os canais de  $Na^+$ , o efluxo de íons  $K^+$  provoca a repolarização da membrana no sentido de reestabelecer o potencial de repouso; e

4. fechamento dos canais de  $K^+$ . O efluxo de íons  $K^+$  torna a membrana hiperpolarizada. O reestabelecimento do potencial de repouso só ocorrerá após o fechamento de todos os canais gatilháveis de  $K^+$ .

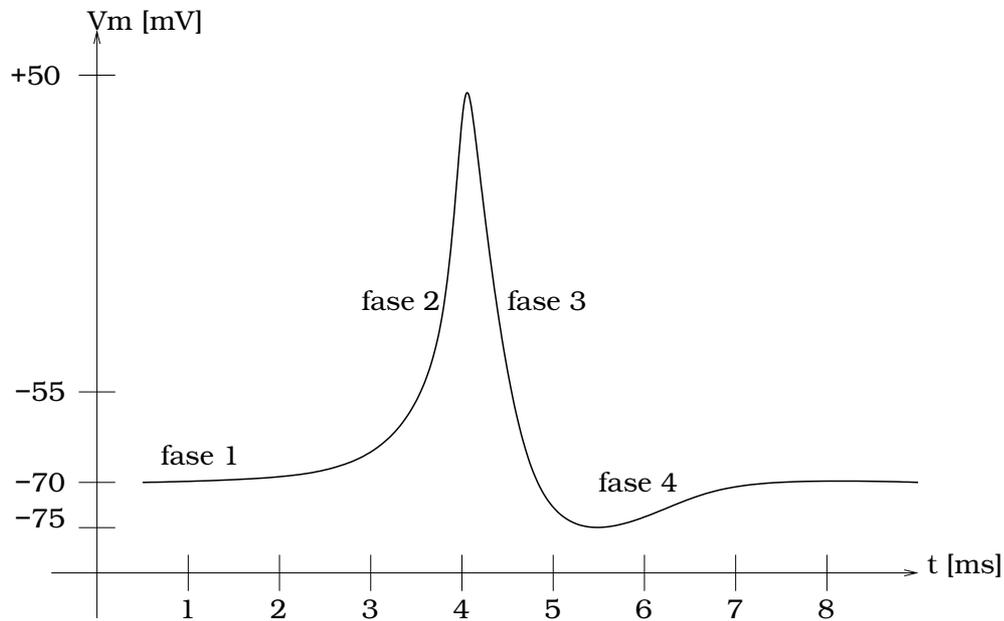


Figura 2.3: Ilustração do aspecto da variação do potencial de membrana durante um potencial de ação. A fase 1 corresponde ao potencial de repouso e início da despolarização da membrana. Se a despolarização nesta fase não for suficiente para que o limiar de -55 mV seja atingido, o potencial de ação não ocorre. A fase 2 consiste da despolarização realimentada da membrana, provocada pela abertura dos canais de  $Na^+$  e  $K^+$ . A fase 3, repolarização da membrana, corresponde ao fechamento dos canais de  $Na^+$ . Nesta fase, o efluxo de íons  $K^+$  causa a repolarização da membrana. Na fase 4 a membrana se encontra hiperpolarizada. Após o fechamento dos canais de  $K^+$ , o potencial de repouso é reestabelecido.

Os potenciais de ação constituem um importante mecanismo de transferência de informação (Kandel *et al.*, 2000). As contrações em fibras musculares, bem como a transmissão de estímulos nervosos, são viabilizados pela ocorrência de potenciais de ação nos tecidos envolvidos. A atividade conjunta de células componentes de um tecido, seja em uma fibra muscular ou em um nervo, resulta nos biopotenciais. O registro destes biopotenciais contém informação sobre o funcionamento da estrutura envolvida, e por esta razão, é de grande valia no diagnóstico de doenças e identificação de anomalias.

#### 2.1.4 Registro de Biopotenciais

Biopotenciais produzidos na membrana celular se propagam para tecidos vizinhos devido a correntes iônicas, de maneira que podem ser medidos em tecidos distantes daqueles que os originou. Registros de eletrocardiografia (ECG) consistem da observação de biopotenciais produzidos pelas células do miocárdio medidos na superfície da pele (Webster, 1998; Prutchi e Norris, 2005), através de eletrodos de contato não-invasivos, ou através de eletrodos-agulhas inseridos abaixo da pele.

A medição destes potenciais requer a transformação das correntes iônicas em correntes eletrônicas, já que a conexão do eletrodo ao amplificador se dá através de um condutor metálico, onde

o transporte de cargas ocorre através de elétrons livres. Portanto, o eletrodo consiste de um transdutor de corrente iônica para corrente eletrônica.

O registro de biopotenciais consiste da medição da diferença de potencial entre dois pontos na superfície do corpo. Os circuitos e métodos empregados neste tipo de registro serão minuciosamente discutidos no capítulo 3.

## 2.2 Eletrodos

Conforme anteriormente mencionado, os eletrodos consistem de transdutores de corrente iônica para correntes eletrônicas. O processo de conversão destas correntes depende de reações químicas ocorridas na superfície do eletrodo, e que serão resumidamente apresentadas nesta seção.

### 2.2.1 Reações de Oxirredução

Reações de oxirredução (oxidação e redução) são reações químicas que envolvem transferência de elétrons, e sempre ocorrem em conjunto (Brown e Holme, 2010). Na oxidação ocorre a perda de elétrons por átomos do eletrodo, resultando na liberação de íons para o eletrólito. Este consiste de um meio aquoso onde existem íons dissolvidos. Na redução ocorre o recebimento de elétrons por íons contidos no eletrólito, resultando no acúmulo do material correspondente sobre o eletrodo. As duas semi-reações podem ser descritas pelas equações químicas a seguir:



e



A equação (2.3) descreve a semi-reação de oxidação do elemento químico  $A$ , inicialmente na fase sólida, resultando na formação do íon  $A^{n+}$ , que passa a fazer parte do eletrólito. Nesta semi-reação,  $n$  elétrons são liberados no eletrodo. A equação (2.4) descreve a semi-reação de redução do íon  $B^{m+}$ , inicialmente dissolvido no eletrólito, resultando na formação do material  $B$ , que passa a fazer parte do eletrodo. Nesta semi-reação,  $m$  elétrons são coletados do eletrodo.

### 2.2.2 Interface entre Eletrodo e Eletrólito

Se um único eletrodo é inserido numa solução eletrolítica, em temperaturas maiores que zero kelvin, iniciam-se reações de oxirredução. A liberação de íons metálicos (cátions) na solução eletrolítica, e, simultaneamente, o acúmulo de elétrons no metal, dá origem a um desequilíbrio eletrostático na fronteira entre eletrodo e eletrólito. Os elétrons liberados na oxidação do metal se acumulam na superfície do eletrodo. A carga elétrica negativa distribuída sobre a superfície do metal atrai cátions presentes no eletrólito devido a forças coulombianas, formando uma dupla camada elétrica na fronteira (Ticianelli e Gonzalez, 2005). Este fenômeno está ilustrado na figura 2.4.

Assim como os átomos do metal sofrem oxidação, os cátions presentes na dupla camada elétrica, situada na fronteira entre eletrodo e eletrólito, sofrem redução. Portanto, após atingido o equilíbrio, a taxa de oxidação se iguala à de redução, o que resulta na estabilização da dupla camada elétrica, e, conseqüentemente, do campo elétrico na fronteira. Existirá, portanto, uma diferença de potencial entre o eletrodo e a solução eletrolítica, em conseqüência do aparecimento da dupla camada elétrica. A formação da distribuição de cargas na fronteira dá origem, também, a uma capacitância entre o eletrodo e a solução eletrolítica (Webster, 1998).

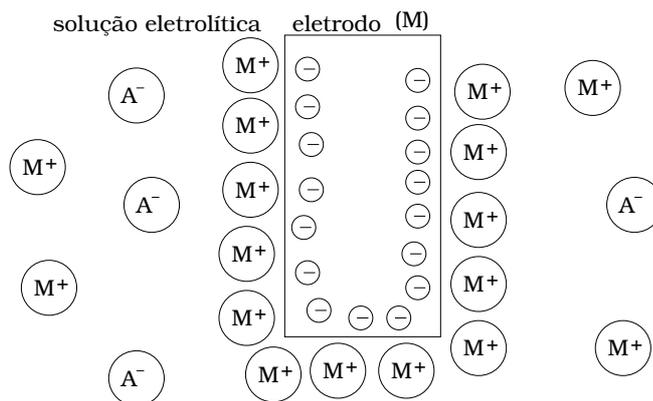


Figura 2.4: Ilustração das reações na fronteira entre o eletrodo e a solução eletrolítica. O eletrodo de metal ( $M$ ) está inserido numa solução eletrolítica, contendo íons do metal ( $M^+$ ) e ânions de uma determinada espécie ( $A^-$ ). Alguns átomos do metal, em contato com o eletrólito, sofrem oxidação, o que provoca a liberação de um cátion  $M^+$ , que passa a fazer parte do eletrólito, e também de um elétron no metal. As cargas opostas dos elétrons no metal e dos cátions no eletrólito formam uma dupla camada elétrica na fronteira entre eletrodo e eletrólito, devido à forças coulombianas. Quando o equilíbrio químico é atingido, a taxa de oxidação se iguala a taxa de redução dos íons  $M^+$ , de modo que a dupla camada elétrica se estabiliza.

### 2.2.3 Transformação da Corrente Iônica em Corrente Eletrônica

A figura 2.4 ilustra o efeito da inserção de um eletrodo metálico em uma solução eletrolítica em repouso. Caso exista corrente iônica na solução eletrolítica, os íons  $M^+$  se moverão na direção da corrente enquanto os íons  $A^-$  se moverão na direção contrária à corrente. Neste caso, a dupla camada elétrica na fronteira do eletrodo com o eletrólito é perturbada, de maneira que as taxas de oxidação e redução se desequilibram. A redução dos íons  $M^+$  retira elétrons do eletrodo, enquanto a oxidação dos átomos de metal os insere. Se a taxa de redução é maior que a taxa de oxidação, existe uma corrente resultante de elétrons deixando o eletrodo, o que significa uma corrente elétrica, em seu sentido convencional, penetrando no eletrodo. Esta corrente tem mesma direção da corrente de íons  $M^+$  na solução, conforme ilustrado na figura 2.5(a). Por outro lado, se a taxa de oxidação é maior, existe uma corrente resultante de elétrons penetrando no eletrodo, o que significa uma corrente elétrica (sentido convencional) no sentido contrário, conforme ilustrado na figura 2.5(b). Conclui-se, portanto, que a corrente iônica foi convertida em corrente eletrônica (e vice-versa) através das reações de oxirredução na fronteira entre eletrodo e eletrólito.

### 2.2.4 Eletrodos Polarizáveis e Não-Polarizáveis

A análise precedente mostra o que ocorre quando correntes eletrônicas (ou iônicas) atingem a fronteira entre eletrodo e eletrólito. Existe ainda, um aspecto relevante a ser considerado. Para isso, considera-se a situação ilustrada na figura 2.5(b), na qual um átomo do metal, situado na interface entre eletrodo e eletrólito, sofre oxidação. Ao perder um elétron e se tornar um cátion, podem ocorrer duas situações:

- o cátion  $M^+$  fica retido na dupla camada elétrica; ou
- o cátion  $M^+$  escoa rapidamente para a solução eletrolítica.

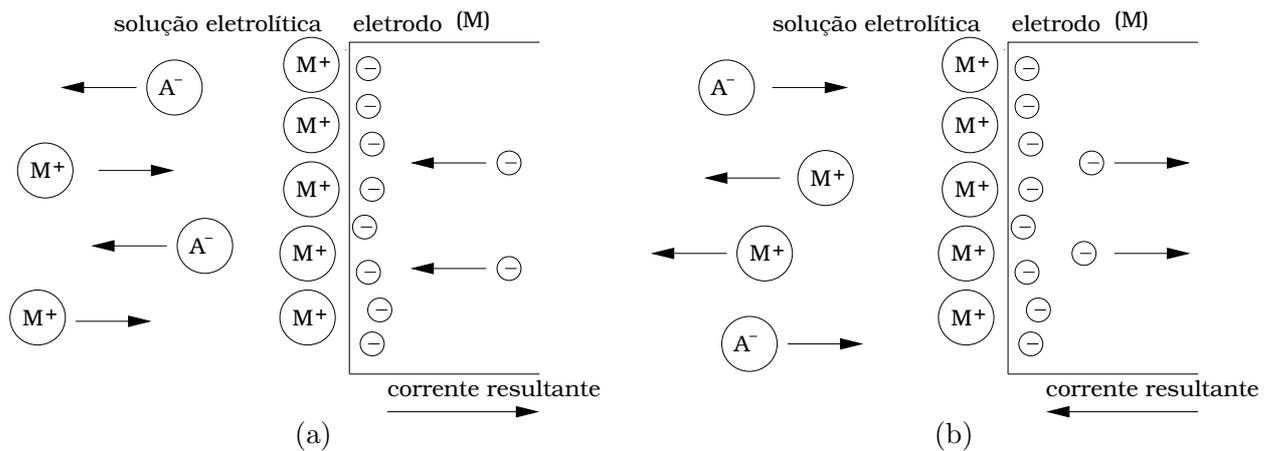


Figura 2.5: Ilustração da conversão das correntes iônicas em correntes eletrônicas na fronteira entre eletrodo e eletrólito. (a) Os cátions  $M^+$  movendo-se na direção do eletrodo aumentam a taxa de redução, o que significa que a quantidade de elétrons que deixa o eletrodo pela redução é maior que a quantidade inserida no eletrodo pela oxidação. (b) Os cátions  $M^+$  movendo-se na direção oposta ao eletrodo elevam a taxa de oxidação na fronteira, de modo que a quantidade de elétrons inseridos no eletrodo é maior que a quantidade retirada pela redução.

O primeiro caso ocorre em eletrodos do tipo polarizável, os quais apresentam grande concentração de carga elétrica na fronteira entre eletrodo e eletrólito, e conseqüentemente, elevada capacitância. O segundo caso ocorre em eletrodos não-polarizáveis.

Nenhum eletrodo real é perfeitamente polarizável ou não-polarizável. Alguns se aproximam mais de uma característica que de outra. Logo, em eletrodos reais imersos em soluções eletrolíticas (Ticianelli e Gonzalez, 2005):

- a dupla camada elétrica sempre se forma;
- há uma diferença de potencial entre o eletrodo e o interior da solução; e
- esta diferença de potencial resulta na adsorção de íons na dupla camada elétrica.

### Eletrodos Metálicos

Este tipo de eletrodo se aproxima mais do tipo polarizável. Em certos metais, como ouro e platina, a oxidação dos átomos na fronteira entre eletrodo e eletrólito é menos provável de ocorrer. As conseqüências desta difícil oxidação do metal são (Webster, 1998):

- elevada resistência elétrica entre eletrodo e eletrólito, devido ao pequeno número de cargas elétricas transferidas na interface; e
- elevada capacitância entre eletrodo e eletrólito, devido ao grande acúmulo de íons no eletrólito, e de elétrons no eletrodo, que formam a dupla camada elétrica ilustrada na figura 2.4.

Os eletrodos metálicos mais comumente aplicados ao registro de biopotenciais são os de aço inox. Podem ser encontrados também, com menor freqüência, eletrodos de platina ou ouro.

### Eletrodo de Prata/Cloreto de Prata

O eletrodo de prata/cloreto de prata (Ag/AgCl) consiste de um eletrodo relativamente simples de ser fabricado, e cujas características se aproximam do tipo não-polarizável. Trata-se de um disco de prata recoberto por uma fina camada de cloreto de prata. Este sal é pouco solúvel em água, portanto, o contato com o eletrólito não resulta na completa dissolução da camada. As reações químicas envolvidas entre o eletrodo em questão e o eletrólito são:



e



Devido a pequenas fissuras na camada de cloreto de prata sobre o eletrodo, átomos de prata entram em contato com a solução eletrolítica e sofrem oxidação, conforme descrito pela equação (2.5). O cátion  $Ag^+$ , em contato com o ânion  $Cl^-$  presente na solução eletrolítica, reage formando cloreto de prata, que se deposita sobre o eletrodo, conforme descrito pela equação (2.6).

O eletrodo de prata/cloreto de prata apresenta as seguintes características elétricas (Webster, 1998):

- baixa resistência entre eletrodo e eletrólito;
- baixa capacitância entre eletrodo e eletrólito; e
- baixo ruído comparado aos eletrodos metálicos.

### 2.2.5 Modelo Elétrico do Eletrodo

As características elétricas da interface entre eletrodo e eletrólito são determinadas pelos fenômenos químicos ocorridos na fronteira entre os dois meios, conforme previamente discutido nas seções 2.2.2 a 2.2.4. O modelo elétrico equivalente da interface em questão está ilustrado na figura 2.6 (Xu *et al.*, 1999; Umino *et al.*, 2002; Greve *et al.*, 2003; Shah *et al.*, 2007; Bogónez-Franco *et al.*, 2009). Neste modelo estão representados os seguintes elementos:

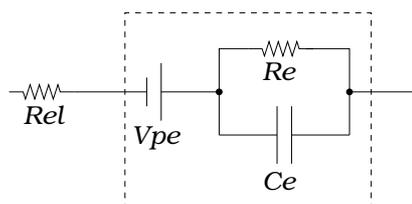


Figura 2.6: Modelo elétrico equivalente da interface entre solução eletrolítica e eletrodo. O resistor  $Rel$  modela a resistência do eletrólito. A fonte de tensão  $Vpe$  modela a diferença de potencial existente entre o eletrodo e o eletrólito, consequência da formação da dupla camada elétrica. A resistência  $Re$  modela a resistência da interface entre eletrodo e eletrólito, que tem origem na transferência de elétrons na região da fronteira. A capacitância  $Ce$  modela a propriedade do acúmulo de cargas elétricas em ambos os lados da junção entre eletrodo e eletrólito.

- *Rel* - corresponde à resistência elétrica da solução eletrolítica;
- *V<sub>pe</sub>* - corresponde à diferença de potencial entre o eletrodo e o interior da solução eletrolítica. Esta tensão se deve à concentração de cargas de naturezas opostas nos dois lados da junção entre eletrodo e eletrólito;
- *Re* - corresponde à resistência de contato entre a solução eletrolítica e o eletrodo. Esta resistência se deve à facilidade ou não da transferência de elétrons do eletrodo para o eletrólito, ou vice-versa, e portanto, depende da capacidade de oxidação e redução dos materiais envolvidos;
- *Ce* - corresponde à capacitância formada na junção eletrodo eletrólito, devida ao acúmulo de cargas elétricas opostas em torno da fronteira. Esta capacitância se deve à facilidade ou não de escoamento dos íons liberados na oxidação para a solução eletrolítica. Em eletrodos polarizáveis, estas capacitâncias são elevadas, o que se pode atribuir à quantidade de carga elétrica acumulada na dupla camada, e principalmente, à fina espessura desta camada, usualmente da ordem de poucos ångströms ( $1 \text{ \AA} = 1 \times 10^{-10} \text{ m}$ );

É importante ressaltar que os parâmetros elétricos ilustrados na figura 2.6 se devem, invariavelmente, a características químicas dos materiais presentes na fronteira. Por este motivo, seus valores dependem da intensidade da corrente elétrica envolvida, o que caracteriza uma não-linearidade dos parâmetros. Em se tratando da medição de biopotenciais, a intensidade destas correntes é extremamente baixa, de modo que a não-linearidade dos parâmetros não constitui, em primeira análise, um problema.

A resistência da solução eletrolítica (*Rel*) só é significativa quando a resistência da interface entre eletrodo e eletrólito (*Re*) é baixa, o que somente é verdadeiro para eletrodos Ag/AgCl. Quando eletrodos metálicos são utilizados, o valor de *Rel* é costumeiramente omitido, pois a resistência *Re*, assim como o módulo da reatância capacitiva devida a *Ce*, na faixa de frequência dos biopotenciais, é muito maior que os valores típicos de *Rel* em tecidos biológicos.

### 2.2.6 Artefatos de Movimentação

Na seção 2.2.2 foram discutidos os aspectos físico-químicos resultantes da inserção de um eletrodo numa solução eletrolítica. Como previamente descrito, os cátions liberados do eletrodo se acumulam na fronteira entre eletrodo e eletrólito, do lado do eletrólito. Ao mesmo tempo, os elétrons liberados na oxidação são atraídos para a região da fronteira, do lado do eletrodo, dando origem à dupla camada elétrica.

Se o eletrodo experimenta movimentação, esta dupla camada elétrica é também perturbada, o que provoca uma variação do módulo do campo elétrico na região da fronteira, e, conseqüentemente, uma variação da diferença de potencial entre eletrodo e solução eletrolítica, representada na figura 2.6 pela fonte de tensão *V<sub>pe</sub>*. Trata-se de uma variação momentânea, uma vez que os íons e elétrons se rearranjarão, e um valor estável para *V<sub>pe</sub>* será reestabelecido.

A flutuação da tensão *V<sub>pe</sub>* em discussão é denominada artefato de movimentação, uma vez que é conseqüência do deslocamento do eletrodo. Este tipo de artefato produz variações de tensão em baixas frequências que perturbam o registro de biopotenciais. É importante mencionar que, devido a sua origem na perturbação da dupla camada elétrica, este tipo de artefato ocorre, predominantemente, em eletrodos polarizáveis. Os eletrodos de Ag/AgCl, devido a seu forte caráter não-polarizável, são, reconhecidamente, os mais robustos a este tipo de interferência. Contudo, a existência da película de AgCl em sua superfície dificulta seu uso em situações onde o eletrodo precisa ser inserido no tecido biológico. Por este motivo, embora apresentem desempenho inferior aos eletrodos de Ag/AgCl, os eletrodos metálicos são os mais amplamente utilizados em aplicações invasivas.

## Capítulo 3

# Amplificadores de Biopotenciais

**A**mplificadores de biopotenciais são circuitos eletrônicos projetados com a finalidade de ampliar tensões produzidas sobre eletrodos, posicionados sobre tecidos biológicos, para níveis adequados a seu processamento e/ou armazenamento. Têm também a função de rejeitar interferências inerentes ao processo de medição. Trata-se de uma combinação de unidades funcionais, cujos objetivos individuais só ficarão evidentes após uma cuidadosa análise do contexto da medição proposta.

### 3.1 Considerações Iniciais

Na análise de circuitos elétricos é comum atribuir potencial zero a um de seus nós, normalmente aterrado, e determinar os potenciais de todos os outros nós em relação a este potencial zero. Dessa forma, as diferenças de potenciais entre os nós do circuito, relativas ao potencial zero, coincidem com a diferença de seus potenciais absolutos. Num contexto mais realista, a ligação do potencial de referência do circuito com a terra nem sempre ocorre, de maneira que a determinação de potenciais absolutos torna-se puramente teórica. Na maioria das situações práticas, um potencial de referência é normalmente adotado (não necessariamente nulo) e as tensões nos nós do circuito são determinadas de maneira relativa.

A medição de potenciais elétricos implica no registro da diferença entre os potenciais de dois nós quaisquer do circuito ( $V_A$  e  $V_B$ ). O potencial de referência adotado não necessariamente é um dos potenciais envolvidos na medição, e por este motivo surgem duas componentes da medição: tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ) e tensão diferencial ( $V_d$ ), matematicamente definidas a seguir (Stout, 1976; Franco, 1998; Mancini, 2001a; Kitchin e Counts, 2006).

$$V_d \equiv V_A - V_B, \quad (3.1)$$

$$V_{cm} \equiv \frac{V_A + V_B}{2}. \quad (3.2)$$

Combinando as equações (3.1) e (3.2) determinam-se as tensões  $V_A$  e  $V_B$  em função das componentes de modo comum e diferencial:

$$V_A = V_{cm} + V_d/2, \quad (3.3)$$

$$V_B = V_{cm} - V_d/2. \quad (3.4)$$

A partir da decomposição anterior é possível separar, através de amplificadores diferenciais, a componente de informação, representada pela tensão diferencial, das componentes de interferência,

produzidas sobre os sensores ou acopladas aos cabos, que são normalmente tensões de modo comum. Idealmente este tipo de amplificador é capaz de eliminar a componente de modo comum. Contudo, em circuitos reais, uma parcela da tensão de modo comum é transferida à saída do amplificador, tornando necessária sua caracterização quanto à capacidade de rejeição desta componente.

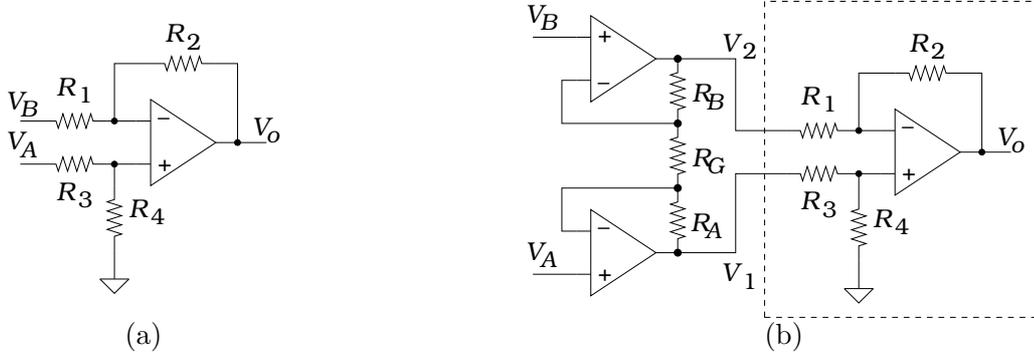


Figura 3.1: Algumas implementações de amplificadores diferenciais. (a) Amplificador de diferença ou amplificador subtrator. A saída é proporcional à tensão diferencial de entrada desde que  $R_1/R_2 = R_3/R_4$ . (b) Implementação clássica de um amplificador de instrumentação. Consiste de um amplificador de diferença precedido de um duplo estágio não-inversor, que além de proporcionar elevadíssima impedância de entrada ao circuito, possibilita o ajuste de ganho através do resistor  $R_G$ . Usualmente,  $R_A = R_B$ .

### 3.1.1 Análise dos Amplificadores de Diferença e de Instrumentação

O circuito da figura 3.1(a) ilustra o conhecido amplificador de diferença, ou ainda, amplificador subtrator (Stout, 1976; Franco, 1998; Mancini, 2001a; Kitchin e Counts, 2006). Devido à realimentação negativa no circuito da figura 3.1(a),

$$V_- = V_+ = V_A \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad (3.5)$$

onde  $V_+$  e  $V_-$  são as tensões nas entradas não-inversora e inversora do amplificador operacional, respectivamente. A aplicação da lei de Kirchhoff das correntes no nó  $V_-$  resulta em:

$$\frac{V_B - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_o}{R_2}. \quad (3.6)$$

Após manipulações algébricas, juntando as equações (3.5) e (3.6), tem-se:

$$V_o = V_A \underbrace{\left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)} - V_B \underbrace{\left( \frac{R_2}{R_1} \right)}. \quad (3.7)$$

Igualando os termos agrupados por chaves na equação (3.7), chega-se à condição para que a saída seja proporcional à diferença  $V_A - V_B$ :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}. \quad (3.8)$$

Neste caso, a tensão de saída do amplificador é dada por:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_A - V_B) = \frac{R_2}{R_1} V_d. \quad (3.9)$$

A equação (3.9) mostra que não há componente da tensão de modo comum na saída do amplificador, desde que a condição expressa na equação (3.8) seja satisfeita, o que por sua vez significa um perfeito casamento dos pares  $R_1R_3$  e  $R_2R_4$  do circuito. Admitindo-se que a condição da equação (3.8) não seja verdadeira, ou seja, que existe uma pequena diferença entre os lados da equação,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}(1 - \varepsilon), \quad (3.10)$$

onde  $\varepsilon$  é o coeficiente de erro da igualdade entre as razões, a equação (3.9) torna-se inválida. Na análise que se segue, considera-se que o erro  $\varepsilon$  na equação (3.10) esteja concentrado no resistor  $R_2$ , ou seja:

$$R_2' = R_2(1 - \varepsilon), \quad (3.11)$$

onde  $R_2$  representa o resistor casado e  $R_2'$  o resistor real, imperfeito. Substituindo o novo valor de  $R_2$  na equação (3.7), e ainda, substituído  $V_A$  e  $V_B$  por suas componentes diferencial e de modo comum (equações (3.3) e (3.4)), tem-se a nova expressão de  $V_o$ :

$$\begin{aligned} V_o &= \left( V_{cm} + \frac{V_d}{2} \right) \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_2'}{R_1} \right) - \left( V_{cm} - \frac{V_d}{2} \right) \left( \frac{R_2'}{R_1} \right) \\ &= \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2'}{R_1} - \frac{R_2'}{R_1} \right) V_{cm} + \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2'}{R_1} + \frac{R_2'}{R_1} \right) \frac{V_d}{2} \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$= A_{cm}V_{cm} + A_dV_d. \quad (3.13)$$

$A_{cm}$  representa o ganho de modo comum e  $A_d$  representa o ganho diferencial. Manipulando algebricamente os termos referentes a  $A_{cm}$  e  $A_d$  na equação (3.12), e ainda, substituindo  $R_2'$ , conforme a equação (3.11), chega-se às expressões dos referidos ganhos.

$$A_{cm} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \varepsilon \quad (3.14)$$

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \frac{\varepsilon}{2} \right) \quad (3.15)$$

A equação (3.14) mostra que, se o erro  $\varepsilon$  é nulo o ganho de modo comum também é nulo. Ao mesmo tempo, o ganho diferencial (equação (3.15)) se torna o mesmo do caso ideal (equação (3.9)).

É comum expressar a habilidade do amplificador em rejeitar a componente de modo comum através de um indicador denominado razão de rejeição de modo comum (CMRR),<sup>1</sup> definido como:

$$\begin{aligned} CMRR &= 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \\ &= 20 \log \left\{ \frac{R_2}{R_1} \left[ \frac{R_1/R_2 + 1}{\varepsilon} - \left( \frac{R_1}{2R_2} + 1 \right) \right] \right\} \\ &\approx 20 \log \left( \frac{1 + R_2/R_1}{\varepsilon} \right). \end{aligned} \quad (3.16)$$

---

<sup>1</sup>Do inglês *Common-Mode Rejection Ratio*.

A presença do coeficiente de erro ( $\varepsilon$ ) no denominador da equação (3.16) mostra que, seu crescimento resulta na deterioração da capacidade do amplificador em rejeitar a componente de modo comum. Todavia, a presença do termo  $R_2/R_1$  (ganho diferencial ideal) no numerador conduz a uma importante conclusão: a elevação do ganho do estágio subtrator eleva a razão de rejeição de modo comum do amplificador. A figura 3.2(a) ilustra a variação do CMRR em função do ganho diferencial ( $A_d$ ) para diversos valores do erro  $\varepsilon$ , enquanto a figura 3.2(b) mostra o erro cometido pelo emprego da aproximação da equação (3.16) sobre as curvas da figura 3.2(a). É importante ressaltar que a aproximação mencionada é válida somente para valores de  $\varepsilon$  próximos de zero.

Pallás-Areny e Webster (1991) demonstraram que o CMRR resultante da conexão de vários amplificadores em cascata pode ser aproximado por:

$$\frac{1}{CMRR_t} \approx \frac{1}{CMRR_1} + \frac{1}{CMRR_2} + \dots + \frac{1}{CMRR_N}. \quad (3.17)$$

O amplificador mostrado na figura 3.1(b) corresponde à implementação clássica do amplificador de instrumentação, cujas características referentes à rejeição da componente de modo comum serão determinadas, praticamente em sua totalidade, pelo estágio subtrator, mostrado em destaque na figura 3.1(b). O estágio de entrada possibilita uma elevação substancial da impedância de entrada do circuito ao mesmo tempo em que permite o ajuste do ganho pelo resistor  $R_G$ , o qual não tem absolutamente nenhuma influência sobre o amplificador de diferença, e, conseqüentemente, não afeta a razão de rejeição de modo comum do conjunto. Este tipo de implementação permite que os resistores do estágio subtrator ( $R_1$  a  $R_4$ ) sejam ajustados, através de *laser*, no processo de fabricação, de forma a minimizar  $\varepsilon$ , o que garantirá uma elevada razão de rejeição de modo comum, independente do valor adotado para o resistor de ganho ( $R_G$ ).

O ganho proporcionado pelo estágio de entrada é facilmente determinado pela aplicação da lei de Ohm ao ramo  $R_A R_G R_B$  do circuito. Devido à realimentação negativa,  $V_- = V_+$  nos dois amplificadores operacionais do estágio de entrada. Portanto,

$$\frac{V_1 - V_A}{R_A} = \frac{V_A - V_B}{R_G} = \frac{V_B - V_2}{R_B}. \quad (3.18)$$

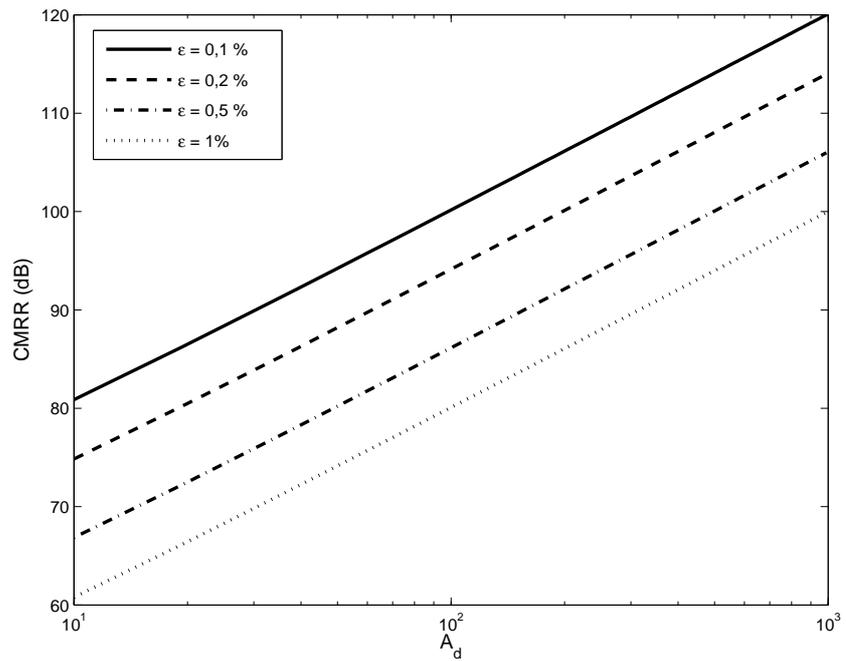
As tensões  $V_A$  e  $V_B$  aparecem virtualmente nos nós  $R_A R_G$  e  $R_B R_G$  respectivamente. Fazendo  $R_A = R_B$  e combinando as equações em (3.18) tem-se:

$$V_1 - V_2 = \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) (V_A - V_B). \quad (3.19)$$

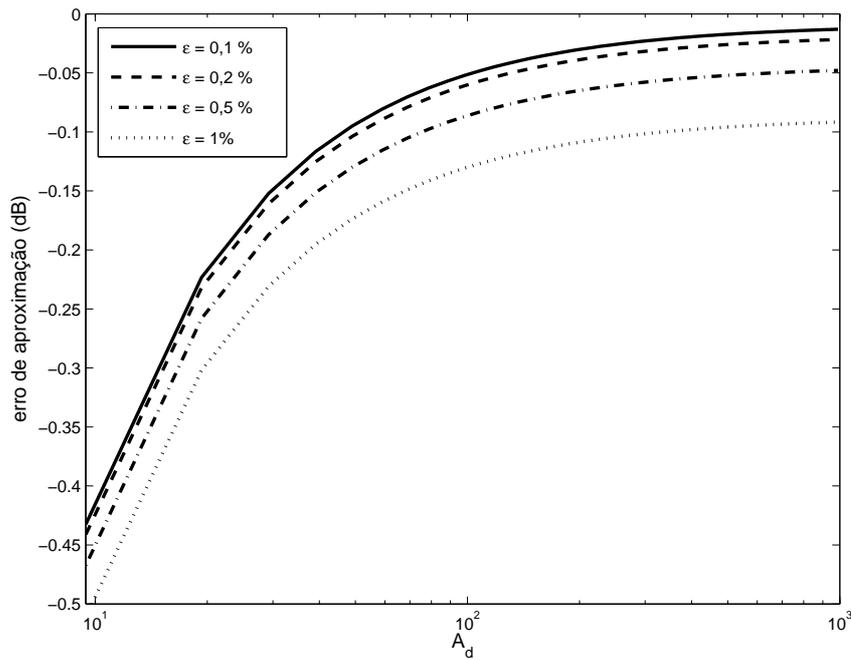
Portanto, a equação do ganho do amplificador de instrumentação é o produto dos ganhos de cada estágio, dados pelas equações (3.9) e (3.19):

$$G_{ia} = \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.20)$$

O amplificador de instrumentação tornou-se a plataforma base para a implementação de amplificadores de biopotenciais (Huntsman e Nichols, 1971; Rijn *et al.*, 1994; Dunseath e Kelly, 1995; Virtanen *et al.*, 1997; Dobrev e Daskalov, 1998; Romanca *et al.*, 1998; Amer, 1999; Burke e Gleeson, 1999, 2000; Spinelli *et al.*, 2001; Dobrev, 2002, 2004; Yazicioglu *et al.*, 2007) devido às seguintes características:



(a)



(b)

Figura 3.2: (a) Variação da razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador em função do ganho diferencial. Cada curva corresponde a um valor de  $\varepsilon$ . (b) Erro cometido pela aproximação adotada na equação (3.16). Nota-se, claramente, que o erro de aproximação cresce com o aumento de  $\varepsilon$ , e ainda, que ele é consideravelmente baixo para os valores de  $\varepsilon$  adotados (0,001, 0,002, 0,005 e 0,01).

- elevada impedância de entrada;
- baixa impedância de saída;
- possibilidade de elevado ganho; e
- elevado CMRR.

São encontradas também variações da implementação clássica ilustrada na figura 3.1(b) (Dobrev e Daskalov, 2002; Dobrev, 2002, 2004; Spinelli *et al.*, 2004; Neihart e Harisson, 2005). Portanto, a análise do amplificador de instrumentação, e conseqüentemente, o conhecimento de suas particularidades, consiste de uma etapa fundamental no estudo dos amplificadores de biopotenciais.

## 3.2 Contexto das Medições de Biopotenciais

Diversas são as fontes de interferências que atuam sobre o processo de medição de biopotenciais (Huhta e Webster, 1973; Gordon, 1975; Winter e Webster, 1983b; Scheer, 1987; Pallás-Areny, 1986, 1988; Pallás-Areny *et al.*, 1989; Rijn *et al.*, 1990, 1991a; Vargas e Pallás-Areny, 1994; Vargas e Pállas-Areny, 1996; Dobrev e Daskalov, 1998; Yamamoto e Nakamura, 1998; Chimeno e Pallás-Areny, 2000; Spinelli e Mayosky, 2005; Scheer *et al.*, 2006). A figura 3.3(a), baseada naquela originalmente proposta por Chimeno e Pallás-Areny (2000), ilustra o acoplamento de tais fontes ao corpo sob medição, que pode ser um paciente ou um animal experimental. Podem ser observadas três fontes de interferência na figura: rede elétrica (60 Hz), tensões produzidas por cargas eletrostáticas e ondas de rádio-freqüência. Cada uma delas será separadamente analisada nas seções que se seguem.

### 3.2.1 Interferências Produzidas pela Rede Elétrica

As interferências de 60 Hz produzidas pela rede elétrica ocorrem devido à proximidade do corpo sob medição com o cabeamento de energia elétrica. Huhta e Webster (1973) demonstraram que o acoplamento do sinal de 60 Hz ocorre de três maneiras:

- através da indução magnética sobre a espira formada pelos cabos, eletrodos e tecidos do corpo sob medição (figura 3.4(a));
- através de correntes de deslocamento acopladas aos cabos; e
- através de corrente de deslocamento acoplada diretamente ao corpo sob medição.

No primeiro caso, a tensão interferente resulta de indução magnética sobre o conjunto cabos-eletrodos-corpo. As correntes elétricas que circulam pelo barramento de energia dão origem a campos magnéticos variáveis no tempo, que são capazes de induzir tensões sobre uma espira condutora, conforme previsto pela lei de Faraday (Kraus e Carver, 1973). Considerando que o campo magnético resultante em uma situação real, mesmo distante dos cabos de energia, dificilmente será nulo, haverá uma tensão induzida no conjunto cabos-eletrodos-corpo, a qual será aplicada diretamente aos terminais do estágio de entrada do amplificador de biopotencial, sendo portanto, uma tensão diferencial. Contudo, conforme será abordado na seção 3.3, trata-se de um tipo de interferência relativamente fácil de ser minimizada.

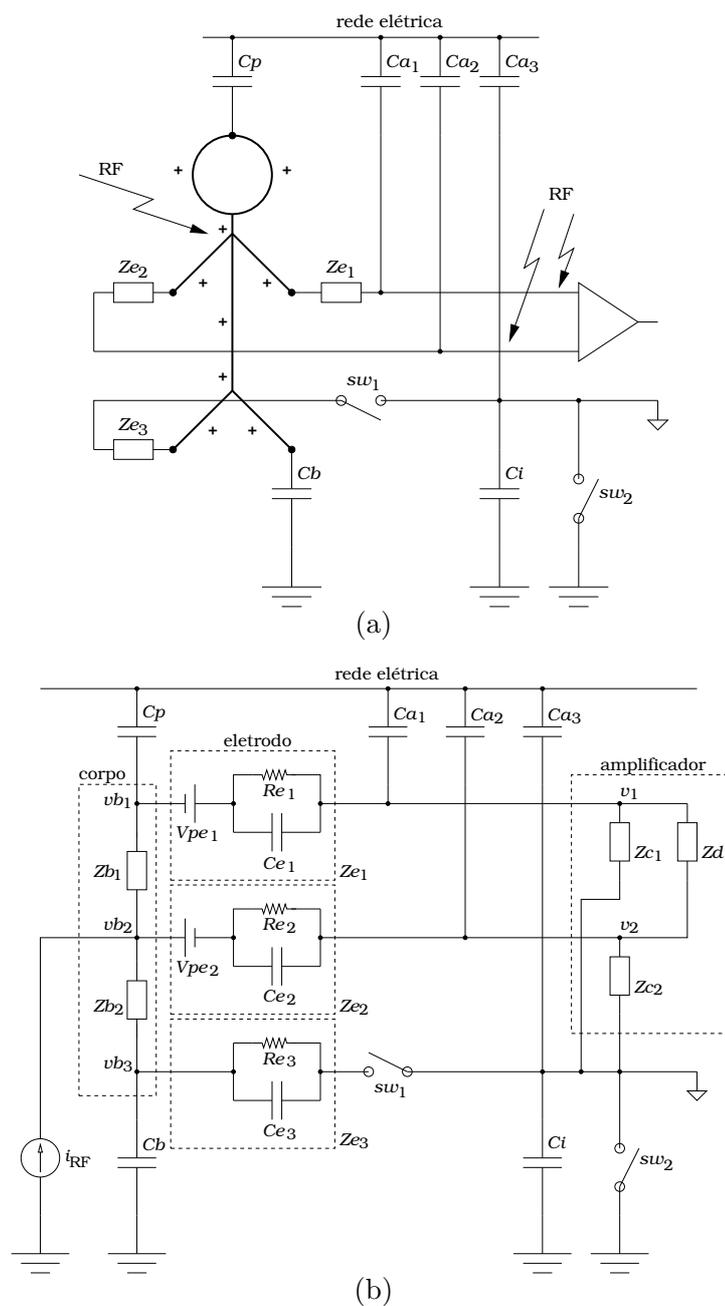


Figura 3.3: (a) Acoplamento das fontes de interferência sobre o corpo sob medição. Três fontes são incluídas: rede elétrica, rádio-frequência e cargas eletrostáticas, representadas pelos sinais ‘+’ distribuídos próximos ao corpo do indivíduo. (b) Circuito equivalente. O corpo sob medição é representado pelas impedâncias  $Z_{b1}$  e  $Z_{b2}$ , cujos módulos são muito menores que os das reatâncias capacitivas envolvidas ( $X_{C_b}$  e  $X_{C_p}$ ). A tensão produzida por cargas eletrostáticas não está representada neste diagrama. Ela surge devido a flutuações da carga sobre as capacitâncias  $C_p$  e  $C_b$ . As chaves  $sw_1$  e  $sw_2$  possibilitam ao modelo adaptar-se à existência ou não do terceiro eletrodo, assim como à condição de amplificador isolado ou não isolado.

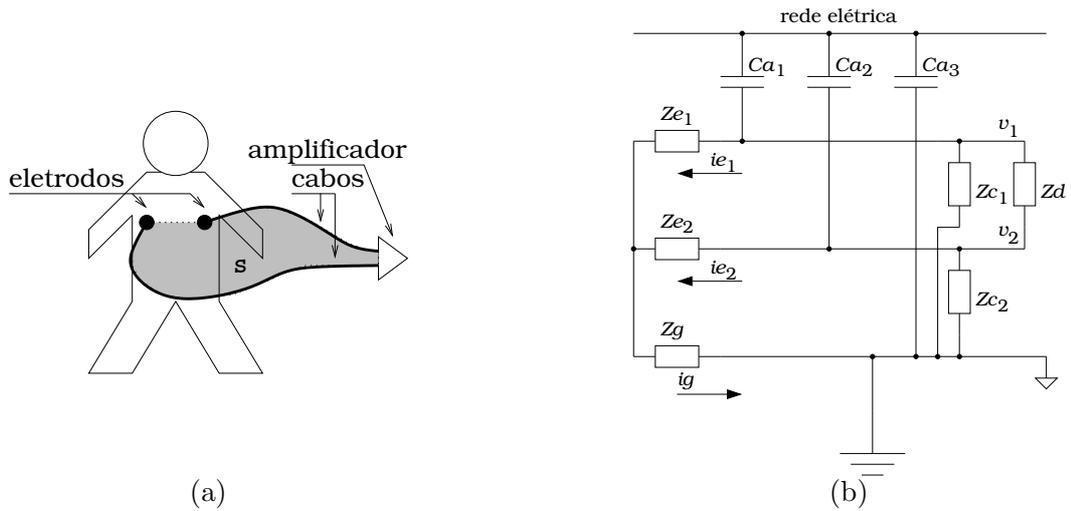


Figura 3.4: (a) Ilustração da espira formada pelo conjunto cabos-eletrodos-corpo. O entrelaçamento dos cabos minimiza a área sombreada (S) e conseqüentemente, a tensão de interferência produzida pelo acoplamento magnético com a rede elétrica. (b) Circuito simplificado usado na análise das tensões de interferência produzidas pelas correntes de deslocamento acopladas a cada um dos cabos de entrada. As capacitâncias  $C_p$  e  $C_b$  são consideradas pequenas o suficiente para serem ignoradas, de forma que toda a corrente de deslocamento acoplada aos cabos flui para a terra através da impedância  $Z_g$ . Assume-se ainda que as impedâncias de modo comum e diferencial do amplificador são muito maiores que as impedâncias dos eletrodos, de forma que toda corrente de deslocamento flua através das impedâncias  $Z_{e1}$ ,  $Z_{e2}$  e  $Z_g$ . É importante destacar que, a impedância aqui denominada  $Z_g$  é a impedância do terceiro eletrodo. A razão da nova denominação está na possibilidade de diminuição de seu módulo proporcionada pelo circuito DRL, a ser discutido na seção 3.5. Dessa forma, pode-se assumir  $Z_g < Z_{e1}$  e  $Z_g < Z_{e2}$  nas análises subsequentes.

As correntes de deslocamento produzidas sobre os cabos que interligam os eletrodos ao amplificador, se devem a capacitâncias existentes entre estes e os cabos de energia elétrica. Na figura 3.3, os capacitores  $Ca_1$ ,  $Ca_2$  e  $Ca_3$  modelam este acoplamento. A capacitância  $Ca_3$  inclui, também, uma parcela responsável pelo acoplamento das mencionadas correntes de deslocamento ao potencial de referência do amplificador, de maneira que, mesmo na ausência do terceiro eletrodo, e conseqüentemente inexistência do respectivo cabo, esta capacitância será maior que zero. Considerando que os parâmetros  $Ca_1$  e  $Ca_2$  dificilmente terão mesmo valor em uma situação real, as correntes de deslocamento acopladas a cada braço de entrada do amplificador serão diferentes, o que dará origem a uma tensão diferencial de interferência.

A corrente de deslocamento, acoplada ao corpo através da capacitância  $C_p$  (figura 3.3(a)), produz uma tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ) devido à relativamente baixa impedância do corpo sob medição, representada na figura 3.3(b) pelas impedâncias  $Z_{b1}$  e  $Z_{b2}$ , comparada às reatâncias capacitivas de  $C_p$  e  $C_b$ . No entanto, parte dessa tensão é convertida em tensão diferencial devido à diferença entre as impedâncias da interface entre eletrodo e pele (Spach *et al.*, 1966; Pacela, 1967; Huhta e Webster, 1973; Thakor e Webster, 1980; Winter e Webster, 1983b; Pallás-Areny, 1988; Chimeno e Pallás-Areny, 2000; Spinelli *et al.*, 2006). A magnitude da tensão diferencial resultante pode ser calculada tomando-se a diferença entre as tensões  $V_1$  e  $V_2$  na figura 3.3(b). Huhta e Webster (1973) realizaram esta análise para um amplificador de dois eletrodos não isolado ( $sw_1$  aberta e  $sw_2$  fechada) assumindo que  $Z_{c1} = Z_{c2} \equiv Z_c$ ,  $Z_{b1} = 0$ ,  $Z_d \gg Z_c$ ,  $Z_c \gg Z_{e1}$  e  $Z_c \gg Z_{e2}$ . Os significados das aproximações adotadas são, respectivamente: a impedância do corpo sob medição

( $Zb_1$ ) é pequena o suficiente, de modo que  $V_{cm} \equiv Vb_1 = Vb_2$ ; <sup>2</sup> a impedância de modo diferencial do amplificador ( $Zd$ ) é grande o suficiente, de modo que pode ser ignorada; e a impedância de modo comum do amplificador ( $Zc$ ) é grande o suficiente para não produzir efeito de carga sobre o circuito dos eletrodos ( $Ze_1$  e  $Ze_2$ ). As tensões de polarização dos eletrodos ( $Vpe_1$  e  $Vpe_2$ ) também são desconsideradas nesta análise. Portanto,

$$V_1 = \frac{Zc_1}{Ze_1 + Zc_1} V_{cm} \quad e \quad V_2 = \frac{Zc_2}{Ze_2 + Zc_2} V_{cm}$$

e conseqüentemente,

$$V_2 - V_1 \approx V_{cm} \left( \frac{Ze_1 - Ze_2}{Zc} \right). \quad (3.21)$$

A equação (3.21) mostra que, parte da tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ) produzida no corpo sob medição pela corrente de deslocamento acoplada, é transformada em tensão diferencial pela desigualdade entre as impedâncias da interface entre eletrodo e pele. Essa transformação é referenciada na literatura como *efeito divisor de tensão* (Winter e Webster, 1983b).

Conforme discutido na seção 3.1.1, amplificadores diferenciais são capazes de rejeitar, até certo ponto, tensões de modo comum aplicadas a suas entradas, característica esta representada pela razão de rejeição de modo comum (CMRR). Tendo em vista a disponibilidade e relativo baixo custo de amplificadores de instrumentação com elevado CMRR, interferências de modo comum são facilmente rejeitadas. Por esta razão, a maior preocupação no projeto de amplificadores de biopotenciais são as tensões de interferência diferenciais, produzidas por efeitos semelhantes ao demonstrado pela equação (3.21).

### 3.2.2 Polarização dos Eletrodos

A polarização dos eletrodos pode ser entendida como o aparecimento de uma tensão contínua na interface eletrodo-eletrólito ( $Vpe_1$  e  $Vpe_2$  na figura 3.3(b)), que tem origem nas reações químicas entre os eletrodos e o eletrólito (Pacela, 1967; Bergey *et al.*, 1971; Webster, 1998; Prutchi e Norris, 2005) as quais transformam as correntes iônicas existentes nos tecidos em correntes eletrônicas.

Trata-se de uma tensão diferencial cujo valor típico é menor que 1 V, mas em alguns casos se aproxima dos 3 V (Pacela, 1967). Mesmo nos casos em que esta tensão não ultrapassa 0,1 V, tal magnitude supera em muito o valor típico dos biopotenciais. A tentativa de amplificar biopotenciais antes da remoção das tensões de polarização resulta, invariavelmente, na saturação do amplificador.

Outra particularidade desta fonte de interferência é que ela é intrínseca ao processo de medição de biopotenciais. Dessa forma, não há como eliminá-la em sua origem, mas sim, dotar o circuito amplificador de habilidade para compensar seus efeitos, evitando assim, sua saturação.

### 3.2.3 Interferências de Rádio-Freqüência (RF)

Conforme anteriormente mencionado, os tecidos são bons condutores elétricos, o que confere ao corpo sob medição a capacidade de se comportar como uma antena para sinais de rádio-freqüência

---

<sup>2</sup> $Vb_1$  e  $Vb_2$  são tensões medidas em diferentes pontos da superfície do corpo. Contudo, na análise aqui realizada, estas tensões possuem mesmo valor por se tratar de uma tensão de interferência produzida pelo acoplamento com a rede elétrica, e por este motivo são chamadas de tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ). Quando a componente diferencial, representativa do biopotencial medido, for considerada, a tensão de modo comum será ignorada, e nesta situação, tem-se  $Vb_1 \neq Vb_2$ .

cujos comprimentos de onda sejam da mesma ordem de grandeza do corpo (Balanis, 1997). Vale lembrar que os cabos de conexão entre os eletrodos e amplificador estão sujeitos ao mesmo fenômeno. Em meio à crescente utilização de sistemas de comunicação sem fio, torna-se cada vez mais relevante a parcela de contribuição deste tipo de interferência agregada ao montante de sinais espúrios que degradam o sinal registrado.

Embora grande parte dos amplificadores de instrumentação não respondam à faixa de frequência destas radiações, fenômenos não-lineares ocorridos nos transistores do estágio de entrada do amplificador de instrumentação acarretam na transformação dos sinais de RF captados pelo corpo e cabos em tensões contínuas, as quais produzem erros de *offset* na saída do amplificador de instrumentação (Kitchin e Counts, 2006). Embora indesejáveis, erros de *offset* são relativamente comuns em circuitos implementados a partir de amplificadores operacionais. Por esta razão, é possível conviver com a interferência de RF captada pelo corpo, embora alguns trabalhos sugiram o uso de um filtro passa-baixas diferencial entre os cabos de medição e a entrada do amplificador (Huntsman e Nichols, 1971; Winter e Webster, 1983a; Spinelli *et al.*, 1999; Dobrev e Daskalov, 2002).

### 3.2.4 Tensões Produzidas por Cargas Eletrostáticas

São tensões produzidas pelo acúmulo de carga elétrica sobre a superfície do corpo sob medição, originado da fricção da pele com outras superfícies, ou por indução eletrostática (Kraus e Carver, 1973; Gordon, 1975; Thakor e Webster, 1980). Devido à capacitância observada entre o referido corpo e a terra, uma tensão contínua de módulo  $V = Q/Cb$  surgirá (Nilsson e Riedel, 2001), onde  $Q$  é a carga acumulada e  $Cb$  a capacitância de acoplamento do corpo com a terra (figura 3.3). É importante mencionar que, os valores de  $Cb$  são tipicamente da ordem de  $10^{-12}$  F (Winter e Webster, 1983b,a; Chimeno e Pallás-Areny, 2000). Conseqüentemente, pequenos valores de carga elétrica serão suficientes para produzir tensões de modo comum relativamente grandes, da ordem de milivolts (Gordon, 1975), comparadas aos valores típicos dos biopotenciais medidos.

Descargas eletrostáticas dão origem a tensões de modo comum impulsivas e de curta duração, capazes de, no melhor caso, provocar a saturação dos estágios de entrada do amplificador de instrumentação, causando forte deterioração do sinal de biopotencial registrado. Em casos extremos, estas tensões podem dar origem a danos permanentes ao circuito. No entanto, este tipo de interferência nem sempre resulta em tensões impulsivas. A movimentação de corpos eletricamente carregados nas proximidades do corpo sob medição provoca flutuações na carga elétrica sobre a superfície do corpo, causando variações da tensão de interferência (Gordon, 1975). A constante de tempo de carga e descarga da capacitância  $Cb$  vale, aproximadamente,  $CbRc$ ,<sup>3</sup> onde  $Rc$  é a componente resistiva da impedância  $Zc$ . A referida constante de tempo pode atingir a marca de segundos dependendo da impedância de modo comum do amplificador de instrumentação. Isso significa que, movimentações lentas, da ordem de centenas de milissegundos a segundos, de objetos eletricamente carregados na vizinhança do corpo sob medição, produzirão tensões de interferência sobre o corpo, cuja intensidade não pode ser considerada desprezível. Este tipo de fenômeno será responsável por flutuações espúrias de baixa frequência no registro de biopotenciais. É importante mencionar que, assim como as tensões de modo comum produzidas pela rede elétrica, a tensão

---

<sup>3</sup>A constante de tempo é aproximada porque não leva em consideração as componentes resistivas das impedâncias dos eletrodos ( $Re$ ) e da impedância diferencial da entrada do amplificador de instrumentação ( $Rd$ ). De fato, a componente resistiva de  $Zc$  ( $Rc$ ) é muito maior que a componente resistiva de  $Ze$  ( $Re$ ), de maneira que  $Rc$  prevalece sobre  $Re$ . A componente resistiva de  $Zd$  ( $Rd$ ) é tão grande que pode ser considerada um circuito aberto, e por essa razão não afeta significativamente a constante de tempo em questão.

de interferência devida a cargas eletrostáticas é o resultado do efeito divisor de tensão, provocado pelas diferenças entre as impedâncias dos eletrodos.

### 3.3 Redução dos Efeitos do Acoplamento Magnético com a Rede Elétrica

Huhta e Webster (1973) demonstraram que a tensão de interferência, no domínio do tempo, devido a indução magnética obedece à seguinte equação:

$$v_{im} = -\frac{dB}{dt}S \quad (3.22)$$

onde  $B = B_M \cos \phi \cos \theta \cos \omega t$  é o fluxo magnético (ou indução magnética) produzido pela circulação de corrente na rede elétrica, e  $S$  é a área da espira formada pelos cabos, eletrodos e corpo sob medição, conforme ilustrado na figura 3.4(a).  $\phi$  e  $\theta$  são os ângulos de acoplamento entre o plano da referida espira e o vetor de indução magnética.<sup>4</sup> A figura 3.4(a) ilustra a conexão dos cabos e eletrodos ao corpo sob medição, de forma a explicitar a formação da espira por onde ocorre o acoplamento magnético. A maneira mais simples de reduzir  $v_{im}$  é atuando sobre a área da espira em questão, o que pode ser feito trançando-se os cabos ou mesmo prendendo-os uns aos outros, de forma que a área  $S$  seja minimizada.

### 3.4 Redução dos Efeitos da Corrente de Deslocamento Sobre os Cabos

Para a análise do efeito das correntes de deslocamento sobre os cabos, Huhta e Webster (1973) fizeram algumas simplificações no circuito da figura 3.3(b), que resultaram no circuito equivalente ilustrado na figura 3.4(b). As capacitâncias  $C_p$  e  $C_b$  foram desprezadas e assumiu-se que as impedâncias de modo comum e diferencial do amplificador são muito maiores que as impedâncias dos eletrodos ( $Z_{c_n} \gg Z_{e_n}$  e  $Z_d \gg Z_{c_n}$ ), e ainda, que o amplificador é do tipo não isolado. Trata-se do pior caso, onde toda a corrente de deslocamento fluirá pelos eletrodos e corpo. Assumiu-se ainda que a impedância do terceiro eletrodo ( $Z_{e_3} = Z_g$ ) se afasta das impedâncias dos demais eletrodos, o que, conforme será discutido na seção 3.5, pode ser de fato conseguido através da utilização do circuito DRL. A análise da figura 3.4(b) mostra que, as correntes de deslocamento sobre as capacitâncias de acoplamento  $C_{a_1}$  e  $C_{a_2}$ , aqui denominadas respectivamente  $I_{e_1}$  e  $I_{e_2}$ , produzirão as seguintes tensões de interferência,  $V_1$  e  $V_2$ , no domínio  $s$ :

$$V_1 = I_{e_1}Z_{e_1} + (I_{e_1} + I_{e_2})Z_g,$$

$$V_2 = I_{e_2}Z_{e_2} + (I_{e_1} + I_{e_2})Z_g.$$

Assim, a diferença de potencial  $V_2 - V_1$  pode ser calculada como:

$$V_2 - V_1 = I_{e_2}Z_{e_2} - I_{e_1}Z_{e_1}, \quad (3.23)$$

<sup>4</sup>A espira formada pelo conjunto cabos-eletrodos-corpo determina uma área  $S$  (figura 3.4(a)). Considera-se, para fins de estudo, que esta espira está contida em um plano, e que o vetor  $\vec{s}$  seja perpendicular a este plano. Os ângulos  $\phi$  e  $\theta$  correspondem aos ângulos formados entre o vetor de indução magnética ( $\vec{B} = \mu\vec{H}$ , onde  $\vec{H}$  é o vetor campo magnético) e o vetor  $\vec{s}$ , em relação aos planos vertical e horizontal.

onde  $Z_{e_1}$ ,  $Z_{e_2}$  e  $Z_g$  são as impedâncias, respectivamente, dos eletrodos 1, 2 e 3 ilustrados nas figuras 3.3 e 3.4(b). A equação (3.23) mostra que, mesmo que as correntes de deslocamento  $I_{e_1}$  e  $I_{e_2}$  tenham valores iguais, haverá uma componente diferencial de interferência aplicada à entrada do amplificador oriunda da diferença entre as impedâncias das interfaces entre eletrodo e pele, semelhantemente ao que foi observado na seção 3.2.1 (equação (3.21)).

Chimeno e Pallás-Areny (2000) obtiveram a tensão diferencial provocada pelas correntes de deslocamento acopladas aos cabos,  $V_{icdc}$ , levando em consideração o circuito equivalente da figura 3.3(b):

$$V_{icdc} \approx V_{re} \left[ \frac{Zb_1}{\overline{X_{Ca}}} + \frac{\overline{Z_e}^2 X_{Ci}}{\overline{Z_c} \overline{X_{Ca}} (X_{Ci} + X_{Cb})} \times (A + B + C) \right] \quad (3.24)$$

onde

$$A = \frac{\overline{Z_c} (X_{Ci} + X_{Cb})}{\overline{Z_e} X_{Ci}} \left( \frac{\Delta Z_e}{\overline{Z_e}} - \frac{\Delta X_{Ca}}{\overline{X_{Ca}}} \right);$$

$$B = \left( \frac{\Delta X_{Ca}}{\overline{X_{Ca}}} - \frac{\Delta Z_c}{\overline{Z_c}} \right);$$

$$C = \left( \frac{\Delta Z_e}{\overline{Z_e}} - \frac{\Delta Z_c}{\overline{Z_c}} \right);$$

$$\Delta Z_c = Z_{c_1} - Z_{c_2};$$

$$\Delta Z_e = Z_{e_1} - Z_{e_2};$$

$$\Delta X_{Ca} = X_{Ca_2} - X_{Ca_1};$$

$\overline{Z_e}$  é a média das impedâncias dos eletrodos ( $Z_{e_1}$ ,  $Z_{e_2}$  e  $Z_{e_3}$ );

$\overline{Z_c}$  é a média das impedâncias de modo comum do amplificador ( $Z_{c_1}$  e  $Z_{c_2}$ );

$\overline{X_{Ca}}$  é a média das impedâncias de acoplamento devido a  $Ca_1$ ,  $Ca_2$  e  $Ca_3$ ;

$X_{Cb}$  é a reatância capacitiva de  $Cb$ ;

$X_{Ci}$  é a reatância capacitiva de  $Ci$ ; e

$V_{re}$  é a tensão da rede elétrica.

Analisando a equação (3.24) percebe-se duas maneiras de minimizar a tensão diferencial produzida pelas correntes de deslocamento acopladas aos cabos e eletrodos. Uma delas consiste em maximizar a impedância de acoplamento de cada braço do circuito com a rede elétrica, o que é conseguido pela minimização das capacitâncias de acoplamento  $Ca_1$ ,  $Ca_2$  e  $Ca_3$ . Nota-se claramente na equação (3.24), que a tensão de interferência tende a zero à medida em que a reatância capacitiva  $\overline{X_{Ca}}$  tende a infinito, o que é conseguido fazendo com que as capacitâncias de acoplamento  $Ca_1$ ,  $Ca_2$  e  $Ca_3$  se aproximem de zero. A segunda maneira é a minimização da impedância dos eletrodos, o que pode ser conseguido pela utilização de eletrodos ativos (Chen *et al.*, 1996; Lagow *et al.*, 1971; Degen *et al.*, 2007).

### 3.4.1 Blindagem dos Cabos

A primeira abordagem na análise precedente conduz à blindagem dos cabos, conforme ilustrado na figura 3.5. As correntes de deslocamento sobre os cabos são diretamente conduzidas ao potencial de referência do circuito, o que impede que as mesmas produzam tensões sobre as impedâncias dos eletrodos. Contudo, a blindagem insere uma capacitância em paralelo com a entrada do amplificador,

o que diminui sua impedância e provoca o aumento da tensão de interferência originada da tensão de modo comum, o que será visto na seção seguinte (equação (3.25)). A utilização da blindagem de guarda resolve esse problema através da minimização da capacitância entre o condutor de entrada e a blindagem, o que é conseguido por meio da conexão da blindagem à saída de um *buffer* com baixa impedância de saída, cuja entrada é o próprio potencial do condutor central (Rijn *et al.*, 1990). A figura 3.5(b) ilustra a referida conexão. Como a impedância de saída do *buffer* é baixa, as correntes de deslocamento acopladas à blindagem fluem para o potencial de referência da mesma maneira que na blindagem convencional.

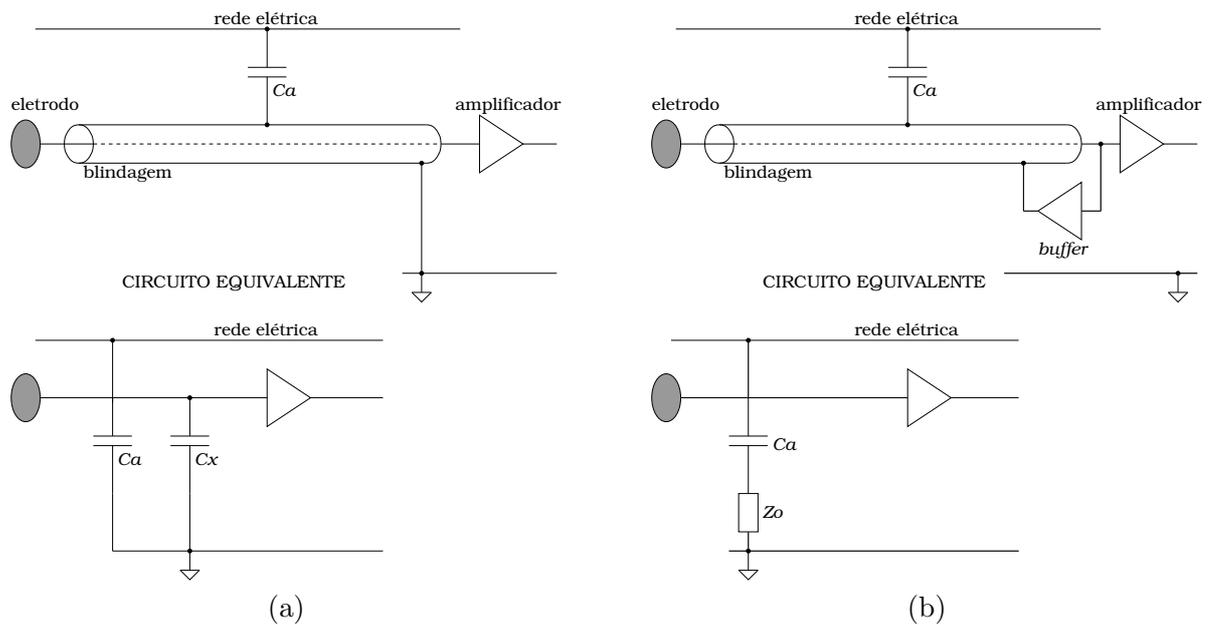


Figura 3.5: (a) Ilustração da blindagem dos cabos de conexão com os eletrodos e seu circuito equivalente. Como pode ser visto na figura, a conexão da blindagem ao potencial de referência impede que a corrente de deslocamento originada da rede elétrica seja introduzida no circuito de medição. Contudo, a blindagem tem como consequência a inserção de uma capacitância na entrada do amplificador ( $C_x$ ), cujos efeitos negativos estão descritos no texto. (b) Ilustração do esquema de blindagem de guarda e seu circuito equivalente. Devido à baixa impedância de saída do *buffer* ( $Z_o$ ), a corrente de deslocamento flui para o potencial de referência do amplificador, como no caso anterior, e ainda, a capacitância antes inserida na entrada do amplificador foi removida pelo efeito da realimentação.

Embora a blindagem seja eficaz na redução da capacitância de acoplamento dos cabos com a rede elétrica, o mesmo não pode ser dito quanto ao acoplamento da rede com os eletrodos diretamente. O modelo proposto por Chimeno e Pallás-Areny (2000) sugere a divisão de cada uma das capacitâncias  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $C_{a3}$  em duas parcelas, uma relativa ao acoplamento sobre o eletrodo e a outra representando o acoplamento sobre o cabo. Como as dimensões dos cabos são muito maiores que as dos eletrodos, a maior parte das capacitâncias  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$  e  $C_{a3}$  se deverão a suas componentes originadas dos cabos. Dessa forma, o emprego da blindagem produzirá uma significativa redução das capacitâncias de acoplamento, mesmo não sendo eficaz na proteção do eletrodo.

### 3.4.2 Emprego de Eletrodos Ativos

A segunda abordagem para a redução dos efeitos das correntes de deslocamento sobre os cabos consiste no emprego de eletrodos ativos, ou seja, a integração de um *buffer* ou amplificador ao eletrodo. A saída do referido *buffer* alimenta os cabos ligados ao estágio de entrada do amplificador. As correntes de deslocamento acopladas aos cabos serão conduzidas ao potencial de referência do amplificador pela baixa impedância de saída do *buffer* do eletrodo ativo, semelhantemente ao que ocorre com a blindagem de guarda. Conseqüentemente, não haverá tensão de interferência originada do produto  $Ie_nZe_n$  (equação (3.23)).

Da mesma maneira que observado para a blindagem, nota-se que os eletrodos ativos não são eficazes na minimização do acoplamento das correntes de deslocamento em discussão diretamente aos eletrodos, a menos que estes possam ser também blindados. A miniaturização dos eletrodos, por outro lado, contribui positivamente para a redução da capacitância de acoplamento do eletrodo com a rede elétrica. Embora as duas abordagens tenham sido apresentadas separadamente, nada impede que ambas sejam adotadas, o que, certamente, torna a medição de biopotenciais bastante robusta à interferência produzida pelas correntes de deslocamento em questão.

## 3.5 Redução dos Efeitos da Corrente de Deslocamento sobre o Corpo

Na seção 3.2.1 foi analisado o resultado da corrente de deslocamento acoplada sobre o corpo e sua transformação em interferência diferencial pelo efeito divisor de tensão. Um pouco adiante, na mesma seção, a análise das correntes de deslocamento acopladas sobre os cabos permitiu a conclusão de que tais correntes produzem uma tensão de modo comum sobre a impedância  $Zg$ , a qual é convertida em tensão de interferência diferencial, novamente, pela diferença entre as impedâncias dos eletrodos 1 e 2, conforme demonstrado pelas equações (3.21) e (3.23).

Esses dois resultados são combinados para o tratamento da tensão de interferência oriunda da corrente de deslocamento acoplada diretamente ao corpo sob medição. Para isso é necessário considerar os casos em que o amplificador possui dois ou três eletrodos.

Outra abordagem adotada para a redução dos efeitos da referida tensão de modo comum, que pode ser igualmente aplicada a amplificadores de dois ou três eletrodos, consiste do emprego de filtros *notch* de 60 Hz. Trata-se da frequência fundamental da tensão de interferência em questão. Na grande maioria das situações, a máxima componente de frequência do sinal registrado está abaixo de 100 Hz, e por esse motivo, componentes harmônicas do sinal interferente são rejeitadas pelo filtro passa-baixas (*anti-aliasing*) do amplificador. Em casos particulares, é possível que os filtros de segundo e terceiro harmônicos (120 Hz e 180 Hz) estejam presentes.

Os filtros *notch* são freqüentemente aplicados a registros de ECG de humanos para a redução dos efeitos da tensão de interferência em discussão (Tsai *et al.*, 1994; Joshi e S. C., 1997; Yoo *et al.*, 1997; Franco, 1998; Bock *et al.*, 2000; Gruetzmann *et al.*, 2007; Beck *et al.*, 2009). No entanto, foi observado que sua aplicação a registros de ratos pode causar distorção ao sinal de ECG (Vale-Cardoso e Guimarães, 2010a). Por este motivo, a utilização de filtros *notch* nem sempre é adequada ao registro de biopotenciais em animais, o que, definitivamente, reforça a necessidade da análise das abordagens discutidas nas seções seguintes.

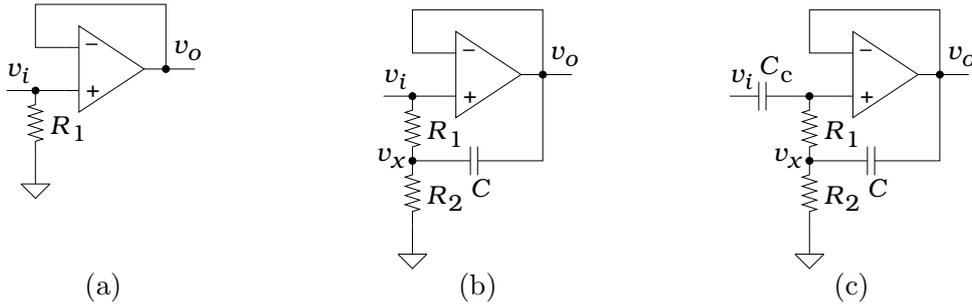


Figura 3.6: (a) Ilustração do resistor de polarização na entrada do *buffer* para medição de biopotenciais com dois eletrodos. A impedância de entrada deste estágio fica reduzida pela presença do resistor  $R_1$ . (b) *Buffer* de alta impedância proposto para amplificadores de dois eletrodos. Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  são necessários para fornecerem um caminho à corrente de polarização da entrada não-inversora. Porém, na configuração em (a), tais resistores provocariam a redução da impedância de entrada do circuito. O capacitor da realimentação insere uma componente indutiva na impedância de entrada do circuito, de tal forma que é possível elevar tal impedância na frequência da interferência de modo comum, e assim, minimizar esta interferência nos estágios consecutivos. (c) *Buffer* de alta impedância de entrada com acoplamento AC. O capacitor  $C_c$  evita o acoplamento das tensões de polarização dos eletrodos à entrada do *buffer*. Seu valor é determinado pela frequência de corte desejada do circuito, levando em consideração a impedância de entrada definida pelos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

### 3.5.1 Amplificador de Dois Eletrodos

Em um amplificador de dois eletrodos, a tensão diferencial de interferência devida à corrente de deslocamento sobre o corpo ( $V_{iid}$ ) é dada por

$$V_{iid} \approx I_d X_{Cb} \left( \frac{Z_{e2} - Z_{e1}}{Z_c + X_{Ci}} \right), \quad (3.25)$$

onde  $I_d$  é a corrente de deslocamento acoplada ao corpo. A variabilidade das impedâncias das interfaces entre eletrodo e pele tornam difícil a minimização do numerador da equação (3.25). Portanto, a solução é a maximização do denominador, que pode ocorrer através do aumento da impedância do estágio de entrada do amplificador ou de sua impedância de isolamento.

Os amplificadores operacionais, componentes dos amplificadores de instrumentação, largamente utilizados neste tipo de medição, possuem impedâncias de entrada muito elevadas, o que, naturalmente, colabora com a minimização da tensão de interferência. Contudo, em se tratando de amplificadores de dois eletrodos, é necessária a colocação de resistores em paralelo com a entrada, a fim de fornecerem um caminho para as correntes de polarização (*bias*) dos amplificadores (figura 3.6(a)). Esses resistores provocam a redução de  $Z_c$ , e conseqüentemente, a elevação da tensão de interferência (equação (3.25)).

Uma solução para esse problema foi proposta por Thakor e Webster (1980) e posteriormente melhorada por Pallás-Areny *et al.* (1989) e Dobrev e Daskalov (1998), que se baseia no uso de um *buffer* com realimentação positiva, ilustrado na figura 3.6(b), cujo efeito é a inserção de uma reatância indutiva em série com a impedância de entrada do amplificador.

A realimentação negativa no circuito da figura 3.6(b) impõe que  $V_o = V_i$ . A aplicação da lei de Kirchoff das correntes no nó  $V_x$  resulta em:

$$\frac{V_i - V_x}{R_1} + \frac{V_o - V_x}{\frac{1}{sC}} = \frac{V_x}{R_2}, \quad (3.26)$$

onde  $s$  é a variável de Laplace ( $s = \sigma + j\omega$ ). Substituindo  $V_o$  por  $V_i$  na expressão acima, chega-se

à relação  $V_x/V_i$ :

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{R_2 + sCR_1R_2}{R_1 + R_2 + sCR_1R_2}. \quad (3.27)$$

A corrente na entrada do circuito é dada por

$$I_i = \frac{V_i - V_x}{R_1}, \quad (3.28)$$

e a impedância equivalente da entrada é

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}. \quad (3.29)$$

A substituição das equações (3.27) e (3.28) na equação (3.29) resulta em:

$$Z_i = R_1 + R_2 + sCR_1R_2. \quad (3.30)$$

A equação (3.30) mostra que, devido à realimentação positiva, surge uma componente indutiva na impedância de entrada, de módulo  $CR_1R_2$ . Ajustando-se os valores de  $R_1$ ,  $R_2$  e  $C$  no circuito é possível elevar substancialmente a impedância de entrada na frequência da tensão de modo comum, de maneira que a tensão de interferência, determinada pela equação (3.25), seja reduzida.

Outra possibilidade de redução da tensão de interferência em amplificadores de dois eletrodos é a elevação da impedância de isolamento, o que pode ser conseguido através do emprego de acopladores ópticos (Chen *et al.*, 1996) ou amplificadores de isolamento capacitivos ou magnéticos (Heuningen *et al.*, 1984; Rijn *et al.*, 1991b; Piipponen *et al.*, 2007). O isolamento do estágio de entrada de amplificadores de biopotenciais é interessante também sob o ponto de vista da proteção do indivíduo contra choques elétricos.

### 3.5.2 Amplificadores de Três Eletrodos

Nos amplificadores de três eletrodos, a minimização da tensão de interferência é proporcionada pela redução da tensão de modo comum produzida sobre o corpo sob medição. A fim de facilitar a compreensão deste processo, o circuito da figura 3.3(b) foi redesenhado, conforme ilustrado na figura 3.7. As seguintes modificações foram realizadas:

- as correntes de deslocamento acopladas aos cabos através das capacitâncias  $Ca_1$ ,  $Ca_2$  e  $Ca_3$  foram desprezadas;
- as impedâncias  $Zb_1$  e  $Zb_2$  foram negligenciadas, uma vez que são muito menores que as reatâncias capacitivas  $X_{Cp}$  e  $X_{Cb}$ ;
- as tensões de polarização dos eletrodos,  $Vpe_1$  e  $Vpe_2$ , foram desconsideradas da análise em questão;
- os *buffers* de entrada, anteriormente representados pelas impedâncias  $Zc_1$ ,  $Zc_2$  e  $Zd$ , foram acrescentados ao modelo; e
- as tensões nas saídas dos *buffers* ( $v_a$ ) foram consideradas iguais.

Um procedimento semelhante foi proposto por Winter e Webster (1983a), considerando, entretanto, apenas as componentes resistivas das impedâncias dos eletrodos.

Como o terceiro eletrodo participa do circuito, a chave  $sw_1$  da figura 3.3 está fechada, e ainda, admite-se que o circuito é isolado, o que corresponde ao estado aberto da chave  $sw_2$  na mesma figura. O modelo obtido, ilustrado na figura 3.7(a), inclui o circuito de excitação de perna direita, denominado, daqui por diante, circuito DRL <sup>5</sup> (Winter e Webster, 1983a; Rijn *et al.*, 1990, 1991a; Spinelli *et al.*, 1999). No circuito da figura 3.7(a) foi incluída, também, uma chave ( $sw_3$ ) que possibilita o acoplamento direto do terceiro eletrodo ao potencial de referência do circuito ou através do circuito DRL.

O modelo de acoplamento da rede elétrica ao corpo, ilustrado na figura 3.7(a), foi simplificado pela aplicação do teorema de Thévenin, dando origem ao circuito equivalente ilustrado na figura 3.7(b). A fonte de tensão  $v_{cce}$  corresponde à tensão de modo comum sobre o corpo quando os eletrodos estão desconectados, enquanto a capacitância equivalente  $C_{ce}$  corresponde ao valor de capacitância percebido pelos eletrodos. Nota-se, na figura 3.7(b), que a capacitância equivalente  $C_{ce}$  inclui a capacitância de isolamento do amplificador ( $C_i$ ), o que se justifica pelo fato do potencial de referência do amplificador ser diferente do potencial de referência da rede elétrica. Os *buffers* de entrada foram substituídos pelas impedâncias  $Z_{c1}$  e  $Z_{c2}$ , que representam as impedâncias de modo comum de cada *buffer*, seguida pela fonte de tensão dependente  $v_a$ .

Primeiramente, considera-se a conexão do terceiro eletrodo ao potencial de referência do circuito ( $sw_3$  na posição 1). Nessas condições a tensão de modo comum aplicada aos eletrodos ( $V_{cm}$ ) é facilmente obtida:

$$V_{cm} = V_{cce} \frac{Z_{e3} \parallel (Z_{e'} + Z_{c'})}{X_{C_{ce}} + Z_{e3} \parallel (Z_{e'} + Z_{c'})} \quad (3.31)$$

onde

$X_{C_{ce}} = X_{C_i} + (X_{C_p} \parallel X_{C_b})$  (reatância capacitiva resultante da combinação das capacitâncias  $C_i$ ,  $C_p$  e  $C_b$ ),

$Z_{e'} = Z_{e1} \parallel Z_{e2}$  (impedância resultante dos eletrodos 1 e 2 em paralelo) e

$Z_{c'} = Z_{c1} \parallel Z_{c2}$  (impedância resultante das entradas do *buffers* 1 e 2 em paralelo).

Admitindo-se  $Z_{c'} \gg Z_{e'}$  e ainda,  $X_{C_{ce}} \gg Z_{e3}$ , a equação (3.31) se simplifica a:

$$V_{cm} \approx V_{cce} \frac{Z_{e3}}{X_{C_{ce}}} \quad (3.32)$$

Portanto, é fácil verificar que a redução da impedância do terceiro eletrodo reduz a tensão de modo comum sobre o corpo sob medição. No entanto, sabe-se que, além de elevada, a impedância resultante entre superfície da pele e eletrodo é extremamente variável (Pacela, 1967; Bergey *et al.*, 1971; Spinelli *et al.*, 2006).

Uma maneira elegante de minimizar a impedância equivalente entre o corpo sob medição e o potencial de referência do circuito, que no caso anterior corresponde à própria impedância do terceiro eletrodo, consiste da utilização do circuito DRL citado anteriormente. Seu princípio de funcionamento baseia-se no exposto a seguir. Admitindo-se a chave  $sw_3$  na posição 2 (figura 3.7), a tensão  $V_{drl}$  será determinada por:

$$V_{drl} = -V_a \frac{Z_2}{R_1}. \quad (3.33)$$

---

<sup>5</sup>Do inglês *Driven-Right-Leg*. O nome tem origem em sua aplicação original à eletrocardiografia. Para obtenção dos registros em conformidade com as derivações DI, DII e DIII, eletrodos são presos aos pulsos e ao tornozelo da perna esquerda. O eletrodo do circuito em questão foi então, conectado ao tornozelo da perna direita, por questões de praticidade.

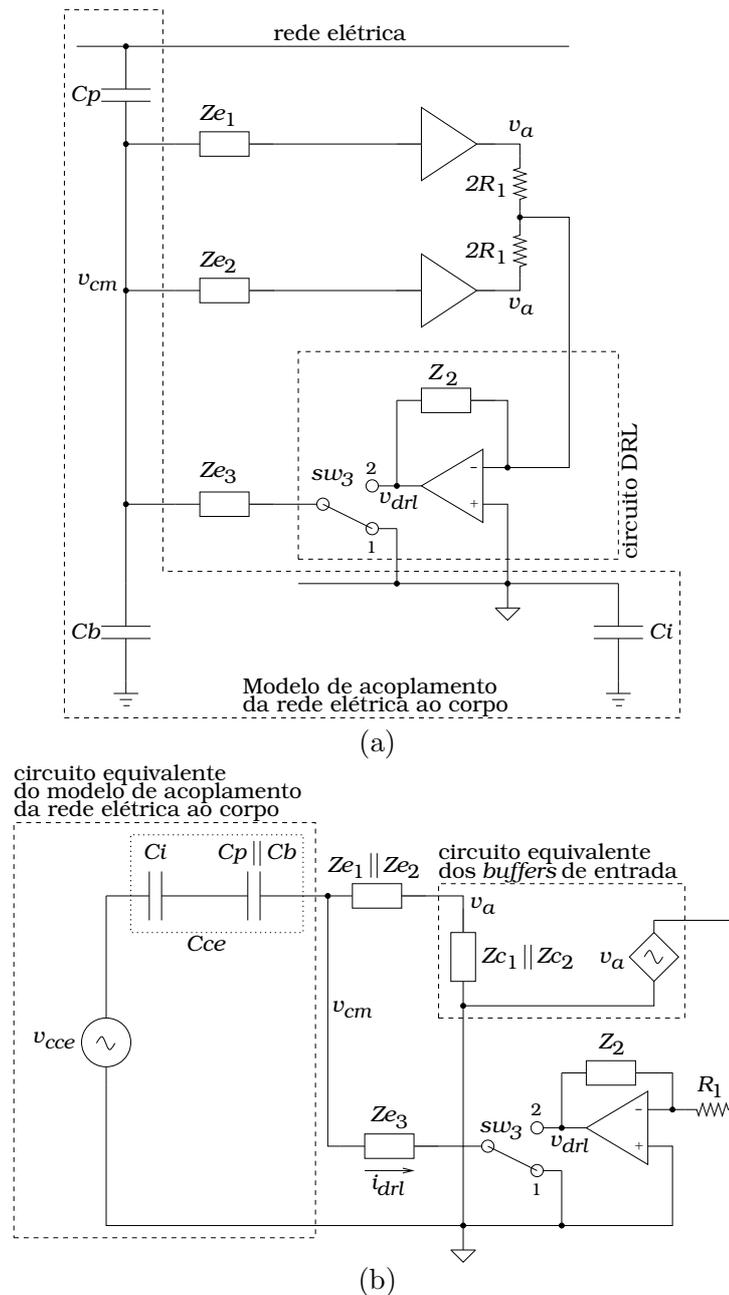


Figura 3.7: (a) Modelo de acoplamento da corrente de deslocamento ao corpo sob medição visto separadamente. A impedância do corpo sob medição foi desprezada devido às elevadas impedâncias de acoplamento representadas por  $X_{C_p}$  e  $X_{C_b}$ . Os *buffers* após as impedâncias dos eletrodos correspondem ao estágio de entrada do amplificador de instrumentação, cujas impedâncias de modo comum são extremamente elevadas. (b) Circuito equivalente do modelo em (a). O modelo de acoplamento da rede elétrica ao corpo foi substituído por seu circuito equivalente de Thévenin. A tensão  $v_{cce}$  corresponde ao valor de  $v_{cm}$  em (a) quando os eletrodos são desconectados do corpo sob medição. A capacitância equivalente  $C_{ce}$  corresponde à capacitância percebida pelos eletrodos. Os *buffers* foram substituídos por suas impedâncias de entrada ( $Z_{c_1}$  e  $Z_{c_2}$ ) e uma fonte de tensão dependente.

A tensão  $V_a$ , por sua vez, é determinada por:

$$V_a = V_{cm} \frac{Zc'}{Ze' + Zc'}. \quad (3.34)$$

Portanto,

$$V_{drl} = -V_{cm} \frac{Zc'}{Ze' + Zc'} \frac{Z_2}{R_1}. \quad (3.35)$$

A impedância equivalente do terceiro eletrodo é calculada a partir da razão

$$Zg = \frac{V_{cm}}{I_{drl}}, \quad (3.36)$$

sendo que a corrente que percorre este eletrodo vale:

$$I_{drl} = \frac{V_{cm} - V_{drl}}{Ze_3}. \quad (3.37)$$

Combinando as equações (3.35), (3.36) e (3.37), obtém-se:

$$Zg = \frac{Ze_3}{1 + \frac{Zc'}{Ze' + Zc'} \frac{Z_2}{R_1}}. \quad (3.38)$$

Considerando que  $Zc' \gg Ze'$ , tem-se:

$$\frac{Zc'}{Ze' + Zc'} \approx 1, \quad (3.39)$$

e conseqüentemente,

$$Zg = \frac{Ze_3}{1 + \frac{Z_2}{R_1}}. \quad (3.40)$$

Há três possibilidades para a impedância  $Z_2$ , de acordo com a escolha da arquitetura do circuito DRL:

- amplificador, situação em que  $Z_2$  é uma resistência;
- integrador, situação em que  $Z_2$  é uma capacitância; e
- amplificador com compensação por pólo dominante, situação em que  $Z_2$  é a impedância resultante da associação em paralelo de uma resistência e uma capacitância.

Cada um dos três casos é discutido, separadamente, a seguir.

### DRL na Configuração Amplificador com Compensação

Trata-se do caso geral dentre as três configurações anteriormente apresentadas. Neste caso,  $Z_2 = R_2 || C_2$ , o que resulta, no domínio  $s$ , em:

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + sC_2R_2}. \quad (3.41)$$

Substituindo a equação (3.41) em (3.40), tem-se, após manipulações algébricas:

$$Zg = Ze_3 \frac{R_1 + sC_2R_1R_2}{(R_1 + R_2) + sC_2R_1R_2}. \quad (3.42)$$

Não é óbvio inferir o comportamento da impedância equivalente do terceiro eletrodo a partir da equação (3.42), embora uma análise um pouco mais cautelosa revele que numerador e denominador são idênticos, exceto por  $R_2$  no denominador. Isso mostra que  $|Zg| < |Ze_3|$ . No entanto, a equação (3.42) é útil para a obtenção da impedância equivalente do eletrodo em questão nos casos particulares, anteriormente mencionados.

### DRL na Configuração Amplificador sem Compensação

Neste caso, a impedância  $Z_2$  é uma resistência, conforme anteriormente definido. Fazendo  $C_2 = 0$  na equação (3.42), obtém-se facilmente a impedância equivalente do terceiro eletrodo nesta configuração:

$$Zg = Ze_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.43)$$

Retornando à figura 3.7(b), verifica-se que a razão  $R_2/R_1$  ( $Z_2 = R_2$ ) é o ganho do amplificador, correspondente ao circuito DRL. Esta observação permite que a equação (3.43) seja reescrita como:

$$Zg = \frac{Ze_3}{1 + G_{drl}}, \quad (3.44)$$

onde

$$G_{drl} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Dessa forma, fica evidente que a impedância equivalente do terceiro eletrodo ( $Zg$ ) é reduzida em proporção inversa ao ganho do circuito DRL.

### DRL na Configuração Integrador

Nesta configuração, a impedância  $Z_2$  é uma capacitância. Assim como para o amplificador sem compensação, a impedância equivalente do terceiro eletrodo pode ser obtida do caso geral, representado pela equação (3.42). Para isso,  $R_2$  deve ser elevado até o infinito, de maneira que  $Zg$  é obtida da solução do limite:

$$Zg = \lim_{R_2 \rightarrow \infty} Ze_3 \frac{R_1 + sC_2 R_1 R_2}{(R_1 + R_2) + sC_2 R_1 R_2}. \quad (3.45)$$

A aplicação do teorema de L'Hopital a (3.45) resulta em:

$$Zg = Ze_3 \left( \frac{sC_2 R_1}{1 + sC_2 R_1} \right). \quad (3.46)$$

A equação (3.46) mostra que a impedância equivalente do terceiro eletrodo é modificada por uma função passa-altas, cujo pólo está localizado em  $s = -1/R_1 C_2$ , ou  $f = 1/2\pi R_1 C_2$ . A determinação da frequência do pólo da equação (3.46) vem da análise da estabilidade do sistema, realizada na seção seguinte, para todas as três configurações apresentadas.

## 3.6 Análise da Estabilidade do Sistema Formado pela Utilização do Circuito DRL

Para a realização da análise de estabilidade do sistema em questão, os elementos do circuito da figura 3.7 foram substituídos pelas funções de transferências de seus blocos funcionais, conforme proposto

por Winter e Webster (1983a). A análise desenvolvida pelo referido autor inclui um circuito RC antes dos *buffers* de entrada do circuito da figura 3.7, cujo propósito é filtrar interferências de rádio-freqüência captadas nos cabos, eletrodos ou corpo sob medição. A discussão a respeito deste filtro é realizada na seção 3.8.

Na análise de estabilidade aqui desenvolvida foram consideradas apenas as componentes resistivas dos eletrodos, em concordância com Winter e Webster (1983a). A figura 3.8 ilustra o diagrama de blocos do sistema correspondente ao circuito da figura 3.7(b). Partindo do circuito DRL, identificam-se os seguintes blocos funcionais:

- circuito DRL analisado, representado por sua função de transferência;
- circuito RC formado pela componente resistiva do eletrodo 3 ( $Re_3$ ) e a capacitância equivalente do modelo de acoplamento da rede elétrica ao corpo ( $Cce$ );
- filtro de RF, não incluído na figura 3.7. Trata-se de um circuito RC formado pela soma do resistor do filtro ( $Rf$ ) com a componente resistiva de  $Ze'$  e o capacitor do filtro ( $Cf$ ); e
- *buffer* do circuito de entrada do amplificador, representado por sua função de transferência.

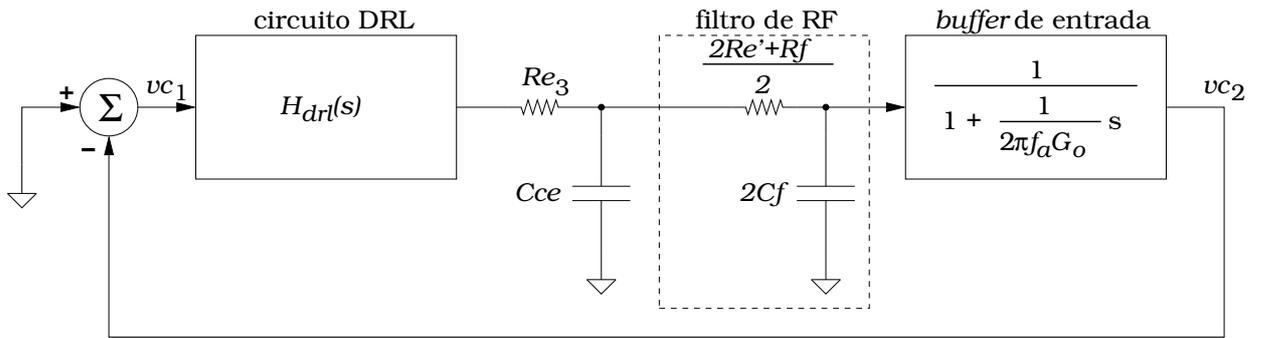


Figura 3.8: Diagrama de blocos do sistema formado pelo circuito DRL, circuito RC formado pela resistência do terceiro eletrodo ( $Re_3$ ) e capacitância resultante do acoplamento com a rede elétrica e terra ( $Cce$ ), circuito RC inserido antes dos *buffers* de entrada para rejeição de interferências de rádio-freqüência, e *buffer* de entrada. Os amplificadores operacionais que implementam os *buffers* e o circuito DRL são considerados sistemas de primeira ordem com ganho em malha aberta  $G_o$  e freqüência de corte  $f_a$ , também em malha aberta. Foi considerada somente a componente resistiva das impedâncias dos eletrodos e ainda, o mesmo valor de resistência para todos os eletrodos.

A função de transferência correspondente à conexão em cascata dos dois circuitos RCs da figura 3.8 é (Winter e Webster, 1983a):

$$H_{RC}(s) = \left[ \frac{1}{1 + \frac{k}{2\pi f_n} s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi k f_n} s} \right], \quad (3.47)$$

onde

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}},$$

$$k = \zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1},$$

$$\begin{aligned}\zeta &= (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)\pi f_n, \\ \tau_1 &= (Ro + Re_3)Cce, \\ \tau_2 &= (2Re' + Rf)Cf \text{ e} \\ \tau_3 &= 2(Ro + Re_3)Cf.\end{aligned}$$

As constantes de tempo  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$  referem-se, respectivamente, ao circuito RC formado pela resistência do terceiro eletrodo e capacitância equivalente de acoplamento do corpo sob medição com a rede elétrica e terra ( $Re_3Cce$ ), ao circuito RC inserido antes do *buffer* de entrada ( $(Rf + 2Re')Cf$ ) e, finalmente, ao efeito de carga do segundo circuito RC sobre o primeiro. Em  $\tau_1$  e  $\tau_3$  aparecem também a contribuição da resistência de saída do circuito DRL ( $Ro$ ).

Admite-se que os amplificadores operacionais que implementam os *buffers* de entrada e o circuito DRL na figura 3.7 são amplificadores de ganho finito  $G_o$  e resposta em frequência de um sistema de primeira ordem, com frequência de corte  $f_a$ , assim como considerado por Winter e Webster (1983a). A função de transferência do amplificador operacional é:

$$\frac{V_o}{V_+ - V_-} = \frac{G_o}{1 + \frac{1}{2\pi f_a} s}. \quad (3.48)$$

O emprego da equação (3.48) na análise do *buffer* de entrada conduz à seguinte função de transferência:

$$H_{buffer}(s) = \frac{G_o}{1 + G_o + \frac{1}{2\pi f_a} s} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi f_a G_o} s}. \quad (3.49)$$

A aproximação é válida desde que  $G_o \gg 1$ , o que, seguramente, é verdadeiro.

A análise da estabilidade do laço depende, portanto, da configuração do circuito DRL, e conseqüentemente, de sua função de transferência. Os três casos em discussão são analisados separadamente, nas seções seguintes.

Os valores dos parâmetros do modelo apresentado foram estimados por Winter e Webster (1983a). As capacitâncias de acoplamento e a resistência do eletrodo possuem valores maiores que os típicos enquanto o ganho em malha aberta e o produto ganho-largura de banda do amplificador operacional são menores que os comumente encontrados em amplificadores operacionais de uso geral comerciais. Nessas condições, tem-se o pior caso, ou seja, a situação em que o sistema está mais próximo da condição de oscilação. Os valores são:

$$G_o = 100.000,$$

$$GBw = 1 \times 10^6 \Rightarrow f_a = 10 \text{ Hz},$$

$$Ci = Cb = Cf = 200 \text{ pF},$$

$$Cp = 2 \text{ pF},$$

$$Re_1 = Re_2 = Re_3 = 100 \text{ k}\Omega \text{ e}$$

$$Rf = 10 \text{ k}\Omega.$$

Estes valores conduzem aos seguintes resultados:  $f_n \approx 10,7 \text{ kHz}$  e  $k \approx 4,6$ .

### 3.6.1 DRL na Configuração Amplificador com Compensação por Pólo Dominante

A função de transferência obtida para o circuito DRL na configuração amplificador com compensação por pólo dominante, anteriormente tratada como o caso geral da impedância  $Z_2$  da figura

3.7, levando em consideração o modelo de amplificador operacional da equação (3.48), foi:

$$H_{ampc}(s) = \frac{-G_{drl}}{\left(1 + \frac{1+G_{drl}}{G_o}\right) + \left[R_2C_2 \left(1 + \frac{1}{G_o}\right) + \frac{1+G_{drl}}{2\pi f_a G_o}\right] s + \frac{R_2C_2}{2\pi f_a G_o} s^2}, \quad (3.50)$$

ou simplificadamente,

$$H_{ampc}(s) \approx \frac{-G_{drl}}{1 + R_2C_2s}. \quad (3.51)$$

Conforme anteriormente estabelecido,

$$G_{drl} = \frac{R_2}{R_1}.$$

A aproximação é válida desde que  $G_{drl} \ll G_o$ , o que é válido para valores de  $G_{drl}$  até o limite de 10.000, considerando que  $G_o$  é tipicamente maior que 100.000. Neste caso a função de transferência em malha aberta do sistema é:

$$H(s) = \left[ \frac{-G_{drl}}{1 + R_2C_2s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{k}{2\pi f_n}s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi k f_n}s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi f_a G_o}s} \right]. \quad (3.52)$$

Na função de transferência da equação (3.52), as frequências dos pólos correspondentes ao segundo, terceiro e quarto termos da equação (3.52) são, respectivamente 2,31 kHz, 49,6 kHz e 1 MHz. A frequência do pólo referente ao primeiro termo da função de transferência da equação (3.52) é dada por  $f = 1/(2\pi R_2C_2)$ . Ajustando-se a frequência de corte deste estágio, através da constante de tempo  $R_2C_2$ , de maneira que o ganho na frequência do segundo pólo (2,31 kHz) seja unitário, tem-se uma margem de fase de  $45^\circ$ , o que garante a estabilidade do sistema. A tabela 3.1 exibe os valores da constante de tempo  $R_2C_2$  calculada para três valores de ganho do circuito DRL, 10, 100 e 1000, seguidos dos módulos da resposta do sistema na frequência do segundo pólo,  $|H(s)|_{f=2312}$ , frequências em que a fase do sistema atinge  $180^\circ$ ,  $f_{180^\circ}$ , e os módulos da resposta do sistema nestas frequências,  $|H(s)|_{f=f_{180^\circ}}$ . Os resultados na tabela mostram que o sistema é estável em todos os casos, e ainda, que o módulo da resposta do sistema na frequência do segundo pólo é, praticamente, unitário, em todos os casos, conforme estabelecido no cálculo de  $R_2C_2$ . Verifica-se, portanto, que o pólo inserido pelo capacitor  $C_2$  no circuito DRL promove compensação na resposta do sistema, de maneira a garantir sua estabilidade.

Tabela 3.1: Efeito do ganho e constante de tempo de compensação sobre indicadores de estabilidade do sistema.

$G_{drl}$	$R_2C_2$	$ H(s) _{f=2312}$	$f_{180^\circ}$	$ H(s) _{f=f_{180^\circ}}$
10	$482 \times 10^{-6}$ s	0,999	11,190 kHz	0,058
100	$487 \times 10^{-5}$ s	0,999	10,513 kHz	0,065
1000	$487 \times 10^{-4}$ s	0,999	10,444 kHz	0,066

### 3.6.2 DRL na Configuração Amplificador sem Compensação

A função de transferência do circuito DRL na configuração amplificador sem compensação é obtida fazendo  $C_2 = 0$  na equação (3.50), o que resulta em:

$$H_{amp}(s) = \frac{-G_{drl}}{\left(1 + \frac{1+G_{drl}}{G_o}\right) + \frac{1+G_{drl}}{2\pi f_a G_o} s}, \quad (3.53)$$

ou, simplificadaamente,

$$H_{amp}(s) \approx \frac{-G_{drl}}{1 + \frac{(1+G_{drl})}{2\pi f_a G_o} s}. \quad (3.54)$$

Esta aproximação é válida desde que  $G_{drl} \ll G_o$ . A função de transferência em malha aberta do sistema, levando em consideração esta configuração do circuito DRL é:

$$H(s) = \left[ \frac{-G_{drl}}{1 + \frac{(1+G_{drl})}{2\pi f_a G_o} s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{k}{2\pi f_n} s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi k f_n} s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi f_a G_o} s} \right]. \quad (3.55)$$

Na função de transferência da equação (3.55), as frequências dos pólos correspondentes ao segundo, terceiro e quarto termos da equação são, assim como no caso anterior, respectivamente 2,31 kHz, 49,6 kHz e 1 MHz. A frequência do pólo referente ao primeiro termo é dada pela razão

$$f = \frac{2\pi f_a G_o}{1 + G_{drl}}. \quad (3.56)$$

Nota-se, pela equação (3.56), que o único parâmetro passível de ajuste é o ganho do circuito DRL. Por esta razão, a título de exemplo, dois valores foram adotados: 10 e 100. As frequências dos pólos correspondentes a estes valores de ganho valem, respectivamente 90,9 kHz e 9,9 kHz. A tabela 3.2 exibe, para cada um dos valores de ganho, os dois menores valores de frequência dos pólos,  $f_1$  e  $f_2$ , acompanhados do ganho do sistema na frequência do segundo pólo,  $|H(s)|_{f=f_2}$ , frequência em que a fase do sistema atinge  $180^\circ$ ,  $f_{180^\circ}$ , e, finalmente, o módulo da resposta do sistema na frequência em que sua fase atinge  $180^\circ$ ,  $|H(s)|_{f=f_{180^\circ}}$ . Como pode ser visto na tabela, o sistema é estável somente para o ganho de 10, situação em que, o módulo da resposta em malha aberta, na frequência em que a fase da referida resposta atinge  $180^\circ$ , é muito menor que a unidade. Nota-se também que o módulo da resposta em malha aberta do sistema é menor que a unidade na frequência do segundo pólo, condição estabelecida para garantir estabilidade em amplificadores com compensação. Com o ganho em 100 o sistema é instável. Não há como garantir a estabilidade, de maneira independente do valor do ganho, nesta configuração do circuito DRL.

Tabela 3.2: Efeito do ganho sobre indicadores de estabilidade do sistema.

$G_{drl}$	$f_1$	$f_2$	$ H(s) _{f=f_2}$	$f_{180^\circ}$	$ H(s) _{f=f_{180^\circ}}$
10	2,31 kHz	49,6 kHz	0,29	65,08 kHz	0,17
100	2,31 kHz	9,9 kHz	15,77	24,34 kHz	3,2

### 3.6.3 DRL na Configuração Integrador

A função de transferência do circuito DRL na configuração integrador é obtida do limite da equação (3.50), quando  $R_2$  tende ao infinito.

$$\begin{aligned} H_{int}(s) &= \lim_{R_2 \rightarrow \infty} \frac{-G_{drl}}{\left(1 + \frac{1+G_{drl}}{G_o}\right) + \left[R_2 C_2 \left(1 + \frac{1}{G_o}\right) + \frac{1+G_{drl}}{2\pi f_a G_o}\right] s + \frac{R_2 C}{2\pi f_a G_o} s^2} \\ &= \frac{-1}{R_1 C_2 \left(1 + \frac{1}{G_o}\right) s + \frac{R_1 C_2}{2\pi f_a G_o} s^2} \end{aligned} \quad (3.57)$$

A solução do limite é conseguida pela aplicação do teorema de L'Hopital. A função de transferência da equação (3.57) pode ser expressivamente simplificada por uma aproximação, considerando o limite quando  $G_o \rightarrow \infty$ . A função de transferência resultante é:

$$H_{int}(s) \approx \frac{-1}{R_1 C_2 s}. \quad (3.58)$$

Embora existam outras fontes de interferência de modo comum (Winter e Webster, 1983a), a mais intensa delas é, sem dúvida, a resultante do acoplamento do corpo com a rede elétrica (60 Hz). Por este motivo, é interessante que o ganho do circuito DRL possua o maior valor possível nesta frequência. O emprego de um integrador como circuito DRL maximiza este ganho em todas as frequências inferiores à do segundo pólo, ou seja, 2,31 kHz, o que certamente se aproxima do ótimo, em se tratando do problema de minimização da tensão de interferência de modo comum. Neste caso, a função de transferência do sistema em malha aberta é:

$$H(s) = \left[ \frac{-1}{R_1 C_2 s} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{k}{2\pi f_n s}} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi k f_n s}} \right] \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{2\pi f_a G_o s}} \right]. \quad (3.59)$$

Calculando a constante de tempo  $R_1 C_2$  de forma que o módulo da resposta do sistema na frequência do segundo pólo seja unitário, assim como foi feito na seção 3.6.1, garante-se a estabilidade do sistema. O valor obtido para a referida constante de tempo é de 49  $\mu$ s. Nesta situação, o módulo da resposta do integrador, em 60 Hz, vale 54,48.

A análise das três configurações de circuito DRL mostra que, para garantir estabilidade é necessário introduzir compensação. Ao mesmo tempo, não há razão para se reduzir o ganho do circuito em questão em frequências baixas (Winter e Webster, 1983a), o que leva naturalmente à escolha da configuração integrador para o circuito DRL. Devido à expressiva variabilidade das impedâncias dos eletrodos, conseqüentemente  $Re'$ , e das capacitâncias de acoplamento do corpo sob medição à rede elétrica e à terra ( $Cb$  e  $Cp$ ), e ainda, da capacitância de isolamento do amplificador ( $Ci$ ), as localizações dos pólos referentes ao segundo e terceiro termos da função de transferência das equações (3.52), (3.55) e (3.59) não podem ser precisamente determinadas. Contudo, os parâmetros em questão foram considerados maiores que os típicos nas análises precedentes, de maneira que a frequência estimada para os referidos pólos consiste de um limite inferior. Assim, a estabilidade está assegurada em condições em que  $Re'$ ,  $Cb$ ,  $Cp$  e  $Ci$  assumirem valores menores que os aqui considerados, o que levará a maiores valores de frequência dos pólos que as estimativas adotadas nesta seção.

### 3.7 Compensação da Polarização dos Eletrodos

O fenômeno da polarização dos eletrodos, mencionado na seção 3.2.2, tem como consequência o aparecimento de uma tensão DC, cuja magnitude pode variar de dezenas de milivolts a volts (Pacela, 1967; Bergey *et al.*, 1971). A intensidade dos biopotenciais medidos é, no melhor dos casos, poucos milivolts, o que significa que sua amplificação, na presença de tamanha componente DC, causará a saturação dos amplificadores. Há duas formas de se rejeitar a componente DC em questão. A primeira delas, encontrada primeiramente em Heuningen *et al.* (1984), consiste de um circuito integrador ativo conectado ao estágio de entrada, conforme ilustrado na figura 3.9(a), que resulta numa resposta passa-altas. Reconhece-se que o circuito envolvido pela linha tracejada na figura 3.9(a) corresponde ao amplificador de instrumentação da figura 3.1(b), analisado na seção 3.1. Retornando à análise realizada naquela seção, se o resistor  $R_4$  for conectado a um potencial de referência diferente de zero, a tensão  $V_+$  se altera:

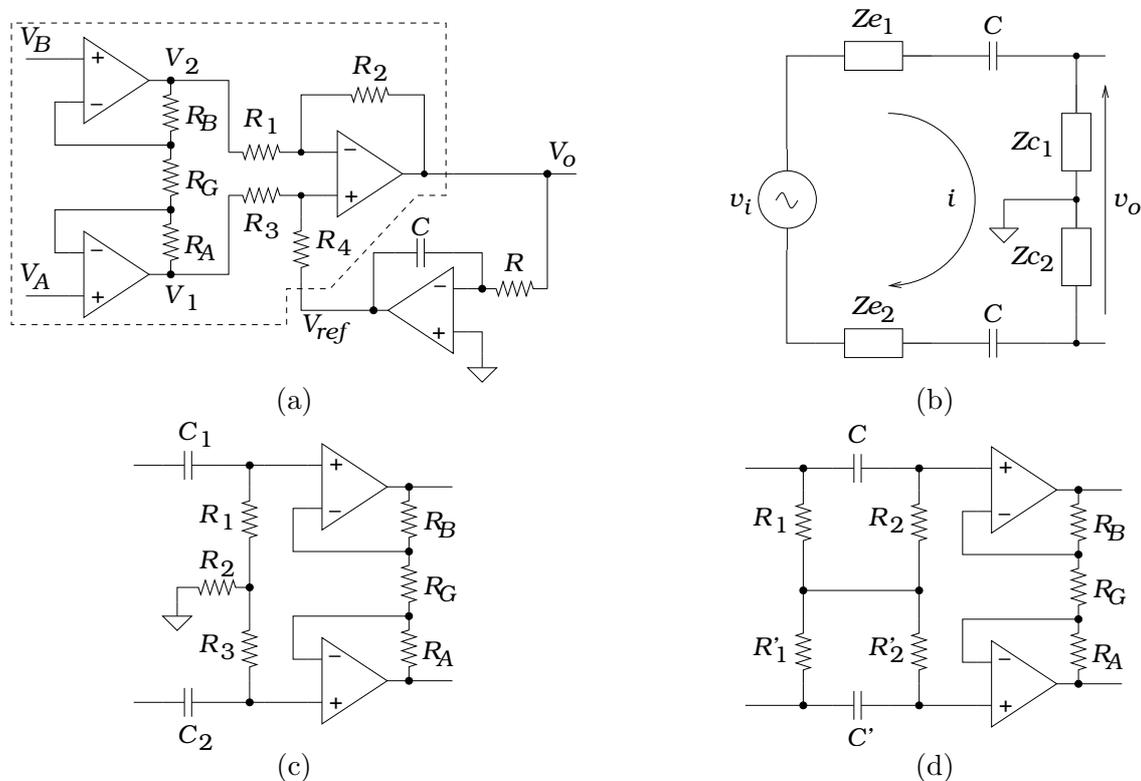


Figura 3.9: (a) Supressor DC ativo. Consiste de um filtro passa-baixas de primeira ordem conectado entre a saída e o terminal de referência do amplificador de instrumentação, o que resulta em uma resposta passa-altas. (b) Circuito equivalente do acoplamento capacitivo entre eletrodos e estágio de entrada do amplificador, o que corresponde a um supressor DC passivo. O referido circuito não pode ser conectado diretamente à entrada de um amplificador de instrumentação, uma vez que bloqueará as correntes de polarização da entrada do mesmo. (c) Modificação do supressor DC passivo a fim de que haja caminho para as correntes de polarização da entrada. Embora o circuito resolva o problema das correntes de polarização das entradas, os resistores  $R_1$  e  $R_3$  precisam ser rigorosamente iguais para não transformarem tensões de modo comum em diferencial. (d) Segunda modificação do supressor DC passivo. Como não há conexão com o potencial de referência, o circuito não transforma componentes de modo comum em diferencial devido a diferenças de impedâncias entre seus braços. As correntes de polarização são conduzidas para o potencial de referência do circuito através do terceiro eletrodo, via corpo sob medição. Logo a aplicação deste circuito é restrita a amplificadores de três eletrodos.

$$V_- = V_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_1 + \frac{R_3}{R_3 + R_4}V_{ref}. \quad (3.60)$$

Conseqüentemente, a tensão de saída do amplificador diferencial também se altera.

$$V_o = V_1 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_2 \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (3.61)$$

Se a condição para que a saída seja proporcional à tensão diferencial de entrada (equação (3.8)) for satisfeita, a equação (3.61) se reduz a

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) + V_{ref}. \quad (3.62)$$

No entanto,  $V_{ref}$  é a saída de um circuito integrador cuja função de transferência é

$$H(s) = -\frac{1}{sCR}. \quad (3.63)$$

Portanto,

$$V_{ref} = -V_o \frac{1}{sCR}. \quad (3.64)$$

Substituindo a equação (3.64) na equação (3.62) tem-se função de transferência do amplificador de instrumentação (em destaque na figura 3.9(a)) acoplado ao integrador, que corresponde a um sistema passa-altas de primeira ordem com ganho  $R_2/R_1$ .

$$\frac{V_o}{V_1 - V_2} = \frac{R_2}{R_1} \frac{sCR}{1 + sCR} \quad (3.65)$$

Acrescentando a contribuição do estágio de entrada ao circuito da figura 3.1(b), chega-se à função de transferência do circuito completo da figura 3.9(a), que vem da substituição da equação (3.19) na equação (3.65):

$$\frac{V_o}{V_A - V_B} = \left( 1 + \frac{2R_A}{R_G} \right) \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{sCR}{1 + sCR}. \quad (3.66)$$

A maior limitação deste tipo de supressor DC reside no fato da componente de tensão contínua produzida nos eletrodos ser amplificada pelo estágio de entrada do amplificador de instrumentação. Por esse motivo o ganho deste estágio precisa ser limitado a fim de não ocorrer saturação. Portanto, o circuito da figura 3.9(a) requer, necessariamente, outro estágio amplificador para que o ganho total seja adequado à amplificação do sinal de biopotencial.

Uma segunda abordagem para a supressão da componente contínua produzida pelos eletrodos consiste na utilização de acoplamento capacitivo. Esse tipo de acoplamento pode ser inserido entre os eletrodos e o estágio de entrada do amplificador de instrumentação, ou entre os *buffers* de entrada (se existirem) e o estágio de entrada do amplificador. Pode ocorrer também entre o estágio de entrada, normalmente um amplificador de instrumentação, e o segundo amplificador (McRobbie, 1990; Pallás-Areny e Webster, 1993; Romanca *et al.*, 1998; Spinelli *et al.*, 2001). Seu efeito é facilmente entendido a partir da análise do circuito da figura 3.9(b). A tensão diferencial de saída é

$$V_o = I(Zc_1 + Zc_2). \quad (3.67)$$

enquanto a corrente do circuito é

$$I = \frac{V_i}{Z_{e_1} + Z_{e_2} + Z_{c_1} + Z_{c_2} + \frac{2}{sC}}. \quad (3.68)$$

Substituindo a equação (3.68) na equação (3.67), chega-se à função de transferência do circuito:

$$H(s) = \frac{sC \frac{Z_{c_1} + Z_{c_2}}{2}}{1 + sC \frac{Z_{e_1} + Z_{e_2} + Z_{c_1} + Z_{c_2}}{2}}. \quad (3.69)$$

Admitindo que  $Z_{c_1} \gg Z_{e_1}$  e  $Z_{c_2} \gg Z_{e_2}$ , e ainda, que as impedâncias de modo comum são predominantemente resistivas, ou seja,  $Z_{c_1} = R_{c_1}$  e  $Z_{c_2} = R_{c_2}$ , chega-se à função de transferência de um sistema passa-altas:

$$H(s) = \frac{sC \frac{R_{c_1} + R_{c_2}}{2}}{1 + sC \frac{R_{c_1} + R_{c_2}}{2}} = \frac{sC \overline{Rc}}{1 + sC \overline{Rc}}. \quad (3.70)$$

Se o acoplamento estiver localizado entre o *buffer* e o estágio de entrada do amplificador de instrumentação, a aproximação adotada fica ainda mais realista, visto que as impedâncias  $Z_{e_1}$  e  $Z_{e_2}$  serão substituídas pelas resistências de saída dos *buffers*, que são certamente muito menores. Nos dois casos (com e sem *buffer*) o problema da limitação do ganho do estágio de entrada do amplificador de instrumentação é solucionado, porém surgem dois novos. Os capacitores de acoplamento bloqueiam as correntes de polarização das entradas dos amplificadores operacionais, o que acarretará na necessidade da colocação de resistores destas entradas para o potencial de referência do circuito (figura 3.9(c)). A presença destes resistores reduz as impedâncias de modo comum do amplificador, o que, de acordo com as equações (3.21), (3.24) e (3.25), provoca o aumento da tensão de interferência de modo comum. Além disso, se os capacitores e resistores não forem idênticos, eles contribuirão diretamente para a conversão da tensão de modo comum da entrada em tensão diferencial de interferência. Para verificar esta afirmação basta somar as reatâncias capacitivas dos capacitores de acoplamento às impedâncias dos eletrodos na equação (3.21).

$$Z_{e'_1} = Z_{e_1} + \frac{1}{sC} \quad (3.71)$$

e

$$Z_{e'_2} = Z_{e_2} + \frac{1}{sC} \quad (3.72)$$

onde  $Z_{e'_1}$  e  $Z_{e'_2}$  são as impedâncias dos eletrodos modificadas pela presença dos capacitores de acoplamento.

Outra solução para o problema das correntes de polarização das entradas dos amplificadores operacionais foi proposta por Spinelli *et al.* (2003), e consiste no circuito da figura 3.9(d). Este circuito é restrito a amplificadores de três eletrodos. Nesse caso, o caminho das correntes de polarização das entradas é composto pelos resistores  $R_2 R'_1$  ou  $R'_2 R_1$ , e se fecha no corpo sob medição, que está conectado, via terceiro eletrodo, ao potencial de referência do circuito. Como não há conexão da entrada com o potencial de referência, não há corrente sobre o circuito produzida pela tensão de modo comum, desde que a impedância de modo comum dos amplificadores operacionais seja suficientemente elevada, o que, em geral, é verdadeiro. Por esse motivo, a tensão de interferência diferencial dependerá, como antes, apenas da diferença entre as impedâncias dos eletrodos.

Assumindo que o circuito é perfeitamente simétrico, o que significa  $R'_1 = R_1$ ,  $R'_2 = R_2$  e  $C' = C$ , demonstra-se que o circuito tem uma resposta passa-altas de primeira ordem:

$$H(s) = \frac{sCR_2}{1 + sCR_2} \quad (3.73)$$

Spinelli *et al.* (2003) demonstraram que a função de transferência do circuito, caso a premissa anterior não seja verdadeira, é:

$$H(s) = \frac{s\{(R_1\tau_2 + R'_1\tau'_2) + s[R_1\tau_2(\tau'_1 + \tau'_2) + R'_1\tau'_2(\tau_1 + \tau_2)]\}}{s^2[R_1\tau_2(\tau'_1 + \tau'_2) + R'_1\tau'_2(\tau_1 + \tau_2)] + s[R_1\tau_2 + R_1(\tau'_1 + \tau'_2) + R'_1(\tau_1 + \tau_2) + R'_1\tau'_2] + [R_1 + R'_1]} \quad (3.74)$$

onde  $R'_1 = R_1 + \varepsilon_{R_1}$ ,  $R'_2 = R_2 + \varepsilon_{R_2}$ ,  $C' = C + \varepsilon_C$ ,  $\tau_1 = R_1C$ ,  $\tau_2 = R_2C$ ,  $\tau'_1 = R'_1C'$  e  $\tau'_2 = R'_2C'$ . Se  $\tau_1 = \tau'_1$  e  $\tau_2 = \tau'_2$ , a função de transferência em questão se reduz àquela obtida na equação (3.73). Caso contrário, tem-se um sistema de segunda ordem cujas posições dos pólos e zeros foram obtidas por aproximação, válida para pequenos valores de  $\varepsilon_{R_1}$ ,  $\varepsilon_{R_2}$  e  $\varepsilon_C$ .

$$z_1 = 0$$

$$z_2 = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon_{R_1} + \varepsilon_{R_2}}{R_1 + R_2} + \frac{\varepsilon_C}{C} \right) \right]$$

$$p_1 = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon_{R_1} + \varepsilon_{R_2}}{R_1 + R_2} + \frac{\varepsilon_C}{C} \right) \right]$$

$$p_2 = \frac{1}{\tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon_{R_2}}{R_2} + \frac{\varepsilon_C}{C} \right) \right]$$

Nota-se que há um cancelamento entre o pólo  $p_1$  e o zero  $z_2$ , de tal forma que o circuito é reduzido a um sistema de primeira ordem com resposta passa-altas e frequência de corte aproximadamente em  $1/2\pi\tau_2$ , o que novamente concorda com o obtido na condição de perfeita simetria.

Em todos os casos anteriormente analisados, a constante de tempo do sistema de primeira ordem, ou frequência de corte e tipo de resposta em sistemas de segunda ordem (Lin *et al.*, 1999), referente ao supressor DC, precisa ser determinada. Essa determinação se baseia no estudo da distorção provocada sobre o sinal de ECG pela limitação de sua largura de banda (Daskalov *et al.*, 1997; Hejjele e Kellenyi, 2005). Contudo, há que se mencionar que tais estudos foram realizados com ECG de humanos (Langner, 1952; Kerwin, 1953; Cronvich *et al.*, 1953; Scher e Young, 1960; Kossmann *et al.*, 1967), e certamente os valores das frequências limites não se aplicam ao sinal de ECG de pequenos roedores. Trata-se de um objeto de estudo específico, cujos valores adequados a estes animais foram experimentalmente determinados no decorrer deste trabalho.

### 3.8 Redução da Interferência de RF

Conforme descrito na seção 3.2.3, interferências de rádio-frequência na entrada do amplificador de instrumentação provocam o aparecimento de tensões DC na saída, devido à geralmente baixa rejeição de modo comum dos amplificadores em frequências elevadas, combinada ao efeito de retificação destes sinais no interior do amplificador (Kitchin e Counts, 2006). Portanto, interferências de RF precisam ser rejeitadas, necessariamente, antes do estágio de entrada do amplificador. A estratégia mais comumente adotada é a inserção de um filtro passa-baixas diferencial (Casas e

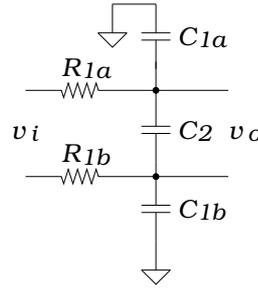


Figura 3.10: Implementação típica de um filtro de RF para a entrada de amplificadores diferenciais.  $C_{1a}$  e  $C_{1b}$ , juntamente com os resistores  $R_{1a}$  e  $R_{1b}$  correspondem a um filtro passa-baixas para tensões de modo comum. O capacitor  $C_2$  não influencia esta componente, desde que  $R_{1a}$  seja igual a  $R_{1b}$ . A componente diferencial é submetida ao filtro passa-baixas formado por  $R_{1a}$ ,  $R_{1b}$  e  $C_2$ .

Pállas-Areny, 1996) entre os cabos de conexão com os eletrodos e a entrada do primeiro estágio do amplificador, conforme ilustra a figura 3.10.

Analisando, primeiramente, o efeito do filtro sobre a componente diferencial da entrada, percebe-se que o capacitor  $C_2$  está em paralelo com a conexão em série dos capacitores  $C_{1a}$  e  $C_{1b}$ , o que resulta na seguinte função de transferência:

$$H_{dif}(s) = \frac{1}{1 + s \left( C_2 + \frac{C_{1a}C_{1b}}{C_{1a} + C_{1b}} \right) (R_{1a} + R_{1b})}. \quad (3.75)$$

Se  $R_{1a} = R_{1b}$  e  $C_{1a} = C_{1b}$ , a frequência de corte do circuito é:

$$f_{dif} = \frac{1}{2\pi R_1 (2C_2 + C_1)}. \quad (3.76)$$

O capacitor  $C_2$  não influencia a resposta do circuito a excitações de modo comum, já que a diferença de potencial sobre o mesmo é, teoricamente, zero. Nesta situação, a impedância de modo comum é determinada pela combinação em paralelo dos ramos  $R_{1a}C_{1a}$  e  $R_{1b}C_{1b}$ . Portanto, a função de transferência de modo comum do circuito é:

$$H_{cm}(s) = \frac{1}{1 + s(C_{1a} + C_{1b}) \left( \frac{R_{1a}R_{1b}}{R_{1a} + R_{1b}} \right)}. \quad (3.77)$$

Novamente, se  $R_{1a} = R_{1b}$  e  $C_{1a} = C_{1b}$ , a frequência de corte da componente de modo comum é:

$$f_{cm} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (3.78)$$

O projeto de tais circuitos é relativamente simples, visto que as frequências de corte adotadas podem ser bastantes baixas (poucos quilohertz), o que se justifica pelo fato das componentes de frequência dos biopotenciais se concentrarem, em sua grande maioria, abaixo de 200 Hz. Isso faz com que a atenuação do circuito na faixa dos megahertz seja bastante elevada, o que torna o circuito eficiente na rejeição do tipo de interferência em questão. O problema deste tipo de circuito, mais uma vez, vem da assimetria entre seus componentes, ou seja,  $R_{1a} \neq R_{1b}$  e  $C_{1a} \neq C_{1b}$ , o que contribuirá para a transformação da tensão de modo comum sobre o corpo, produzida pela rede elétrica, em tensão diferencial de interferência (equação (3.21)).

## Capítulo 4

# Metodologia

Este capítulo é dedicado à descrição das etapas percorridas ao longo do trabalho, que podem ser organizadas em dois grupos: implementações e procedimentos. Após uma seção que apresenta, de maneira sintetizada, os elementos do sistema de medição de biopotenciais, sobre o qual todo o estudo foi realizado, segue-se uma seção que trata das implementações. Estas correspondem a um amplo conjunto de circuitos, que juntos formam o sistema de medição de biopotenciais outrora mencionado. A descrição de cada tipo de circuito construído aborda os seguintes aspectos:

1. apresentação do circuito;
2. apresentação das técnicas adotadas e/ou propostas para projeto dos circuitos; e
3. comentários ou particularidades, se aplicável.

Em seguida, encontra-se uma seção que descreve os procedimentos adotados e/ou propostos para a avaliação do funcionamento do sistema, bem como os métodos destinados às comparações entre topologias e estimação da impedância dos eletrodos.

### 4.1 Visão Geral do Sistema de Medição

Antes das descrições das implementações propriamente, apresenta-se uma visão geral do sistema de medição de biopotencias, base sobre a qual foram realizados todos os procedimentos experimentais, referentes aos aspectos doravante abordados. A figura 4.1 ilustra o diagrama de blocos do sistema de medição em questão. Como pode ser observado, em alguns casos, a fonte do sinal medido é um sistema biológico (animal experimental), e em outros, um circuito que possibilita o acoplamento de um gerador de funções aos eletrodos, de modo a emular suas características quando em contato com tecidos vivos. O circuito emulador de biopotenciais, assim como todas as demais unidades funcionais componentes da figura 4.1, estão minuciosamente descritos adiante, neste capítulo.

Diferentes configurações são adotadas para cada unidade funcional. Eletrodos passivos e ativos são utilizados nas medições. O estágio de entrada varia conforme a configuração de amplificador, cujas possibilidades estudadas são três: amplificador referenciado (*single-ended*), amplificador diferencial e amplificador diferencial pleno. O circuito DRL, conforme abordado na seção 3.5.2 pode também assumir diferentes configurações.

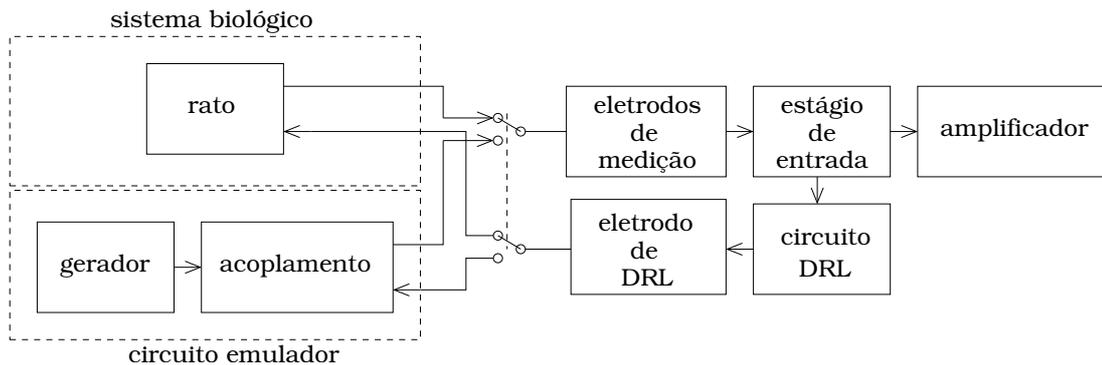


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de medição sobre o qual foram realizados todos os procedimentos descritos neste capítulo. O sinal a ser registrado pode ser de natureza fisiológica ou proveniente de um gerador eletrônico ligado a um circuito emulador de biopotenciais. Este sinal é acoplado aos eletrodos de medição, através do contato com a pele ou através de um circuito representativo da impedância de contato destes eletrodos. O sinal captado é processado pelas unidades funcionais seguintes, cujas finalidades e princípios de funcionamento estão registrados ao longo do texto.

Um amplificador referenciado é aquele que converte a diferença de potencial a ser medida ( $v_a - v_b$ ) em uma tensão  $v_d = G(v_a - v_b)$  referenciada ao potencial zero do circuito. Entende-se por amplificador diferencial o sistema composto por dois amplificadores referenciados, A e B, idênticos, cada um deles responsável pelo processamento de um dos potenciais  $v_a$  e  $v_b$ . A tensão de saída deste amplificador é também uma tensão diferencial:  $v_{oA} - v_{oB} = G(v_a - v_b)$ .

O amplificador diferencial pleno é conceitualmente equivalente ao amplificador diferencial, ou seja, apresenta na saída uma tensão diferencial  $v_{oA} - v_{oB} = G(v_a - v_b)$ . A diferença está no aspecto construtivo. Ele não é formado por dois amplificadores referenciados idênticos, cada um responsável pelo processamento de um dos potenciais  $v_a$  e  $v_b$ . O processamento destes potenciais acontece em conjunto, de maneira que não há conexão com o potencial zero em nenhuma parte do circuito.

Os objetivos de cada unidade funcional ilustrada na figura 4.1, bem como as peculiaridades de cada uma de suas variantes serão apresentados, conforme anteriormente dito, nas seções que se seguem.

## 4.2 Implementações

### 4.2.1 Circuito Emulador de Biopotenciais

Do estudo dos eletrodos e das características das medições de biopotenciais, sabe-se que a impedância da interface entre eletrodos e tecidos vivos, além de muito elevada, é extremamente variável. A maior parte dos problemas encontrados na medição de biopotenciais decorre deste contexto de variabilidade, aliado à ação de interferências externas.

A fim de viabilizar a avaliação dos circuitos de medição, sob vários aspectos, adotou-se, em lugar da medição direta sobre organismos vivos, um sistema de excitação do estágio de entrada que incorpore características semelhantes às encontradas na medição de biopotenciais, com parâmetros estáveis, e principalmente, conhecidos. Tal sistema é aqui denominado Circuito Emulador de Biopotenciais, e deve possuir os seguintes atributos:

- excitar o estágio de entrada do sistema de medição com uma tensão diferencial. A grande maioria dos geradores de sinais possuem saída referenciada à terra;
- adaptar o nível de tensão aplicado ao estágio de entrada do sistema de medição a níveis compatíveis com biopotenciais;
- possibilitar a introdução de tensão de *offset* ao sinal de saída, a fim de simular a polarização dos eletrodos;
- introduzir, entre a saída do gerador e a entrada do sistema de medição, impedâncias semelhantes à impedância da interface eletrodo-pele;
- permitir a inserção controlada de interferência de 60 Hz, simulando assim, o acoplamento do corpo sob medição com a rede elétrica; e
- viabilizar a medição da tensão de modo comum produzida pela inserção de interferência de 60 Hz.

A figura 4.2 ilustra o diagrama esquemático simplificado do circuito emulador de biopotenciais.

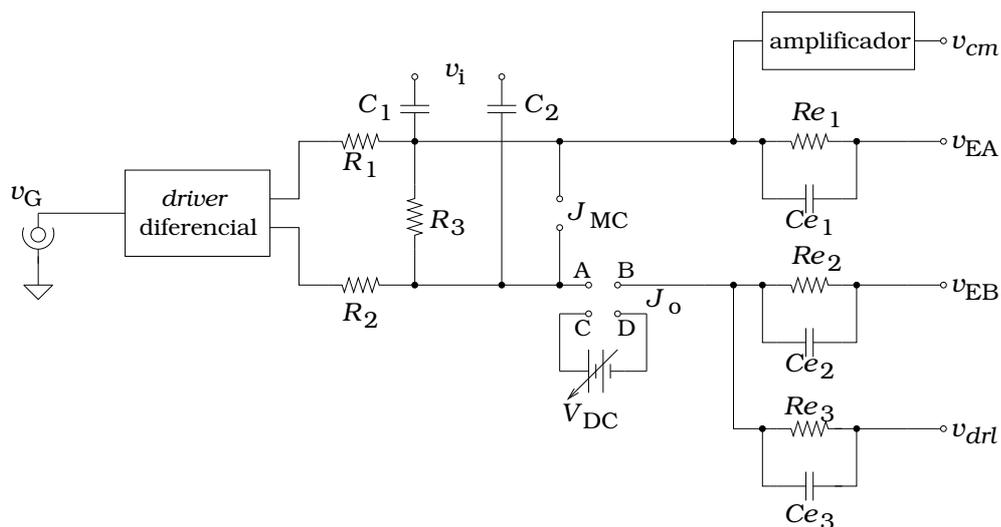


Figura 4.2: Diagrama esquemático simplificado do circuito emulador de biopotenciais implementado. O sinal a ser processado pelo amplificador, oriundo de um gerador externo, é conectado ao terminal  $v_G$ , convertido para diferencial, atenuado e aplicado à entrada do amplificador através das impedâncias representativas dos eletrodos. O circuito conta ainda, com uma entrada para inserção controlada de interferência de 60 Hz,  $v_i$ , e um conjunto de *jumpers*,  $J_o$ , que possibilita a inserção de tensão DC em série com a tensão de excitação dos eletrodos, o que permite a simulação do fenômeno de polarização dos eletrodos. O amplificador, utilizado em conjunto com o *jumper*  $J_{MC}$ , auxilia na medição da tensão de modo comum aplicada às impedâncias dos eletrodos.

O sinal referenciado à terra de um gerador de funções é aplicado diretamente ao *driver* diferencial (DRV134), cuja saída é conectada a um atenuador resistivo. Os fatores de atenuação implementados foram 1:1.000 e 1:10.000, selecionados através de um *jumper*, não ilustrado na figura 4.2. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  possibilitam a inserção de interferência de 60 Hz sobre as impedâncias representativas dos eletrodos, que são os conjuntos  $Re_1Ce_1$ ,  $Re_2Ce_2$  e  $Re_3Ce_3$ . Para que a tensão

aplicada aos eletrodos seja comum, o *jumper*  $J_{MC}$  deve ser inserido durante as medições, quando for o caso. Os valores adotados para os componentes foram sugeridos nas normas ANSI/AAMI (1992, 1998, 2001) e valem:  $C_1 = C_2 = 100$  pF,  $Re_1 = Re_2 = Re_3 = 51$  k $\Omega$  e  $Ce_1 = Ce_2 = Ce_3 = 47$  nF.

Uma fonte de tensão contínua, inserida ou retirada através do conjunto de *jumpers*  $J_O$ , possibilita a introdução de tensões de *offset* ao sinal de saída do circuito emulador. Finalmente, um amplificador não-inversor de ganho 100 viabiliza a medição da tensão de modo comum sobre os eletrodos, quando necessário, impedindo o efeito de carga do medidor sobre o circuito emulador. O ganho do amplificador é importante visto que os valores da tensão de modo comum estão compreendidos entre micro e milivolts.

Os blocos componentes do circuito emulador em questão são elementares, não sendo necessário, portanto, descrições adicionais. Todo o sistema é montado dentro de uma caixa blindada a fim de minimizar interferências externas.

### 4.2.2 Eletrodos Ativos

A principal finalidade dos eletrodos ativos é reduzir o acoplamento da rede elétrica com os cabos que interligam os eletrodos ao estágio de entrada do amplificador. Isso é conseguido pela redução da impedância entre a fonte de biopotencial e o estágio de entrada do amplificador. Outro benefício da utilização de eletrodos ativos é a minimização da capacitância parasita na entrada do circuito, ilustrado na figura 4.3, o que é conseguido pela miniaturização do circuito impresso.

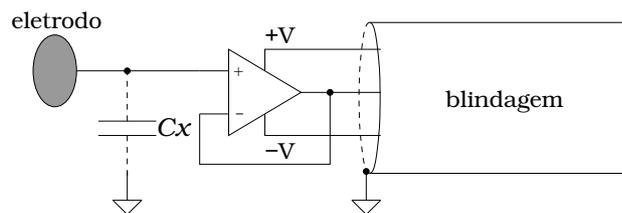


Figura 4.3: Diagrama esquemático do circuito do eletrodo ativo. Um único amplificador, na configuração *buffer*, é utilizado na conexão entre o eletrodo e o cabo de ligação com o estágio de entrada do amplificador. Devido à sua construção miniaturizada, a capacitância parasita  $C_x$  é reduzida ao mínimo.

Os circuitos dos eletrodos ativos implementados são *buffers* construídos com amplificadores operacionais, os quais oferecem impedância de entrada muito elevada e baixa impedância de saída. Como é desejável a redução da capacitância parasita na entrada do *buffer*, o circuito não inclui os diodos de proteção contra sobretensão, discutidos na seção 4.2.3. A justificativa para esta decisão vem da demasiada simplicidade do sistema, e conseqüentemente, baixo custo. Embora a retirada do circuito de proteção acarrete na redução do tempo de vida do eletrodo ativo, devido à sua exposição ao risco de descargas eletrostáticas, este pode ser substituído sempre que necessário.

### 4.2.3 Estágio de Entrada

As unidades funcionais denominadas estágio de entrada e circuito DRL estão implementadas no mesmo circuito impresso por questões de praticidade. Pretende-se aqui descrever apenas o circuito do estágio de entrada. O projeto do circuito DRL será tratado separadamente devido a sua complexidade.

Os atributos do estágio de entrada são:

- oferecer elevada impedância de entrada;
- oferecer proteção contra sobretensões na entrada. É sabido que a superfície da pele acumula cargas eletrostáticas, originadas do atrito com o ar e outros materiais, e por esta razão, o circuito de entrada pode receber descargas elétricas resultantes deste acúmulo;
- oferecer baixa impedância de saída na conexão com o amplificador;
- fornecer ao circuito DRL uma amostra da tensão de modo comum aplicada aos eletrodos;
- fornecer alimentação aos cabos de eletrodos ativos; e
- nos circuitos diferenciais, este estágio é responsável também pela remoção da componente DC advinda da polarização dos eletrodos.

O diagrama esquemático simplificado do estágio de entrada para amplificadores referenciados está ilustrado na figura 4.4. O circuito referente ao estágio de entrada de amplificadores diferenciais está descrito na seção 4.2.4.

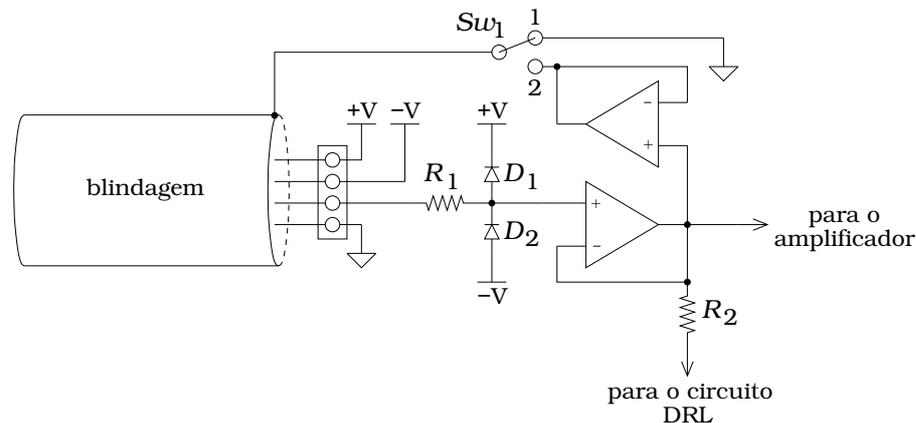


Figura 4.4: Estágio de entrada de amplificadores referenciados. O sinal captado pelo eletrodo é aplicado ao circuito de proteção contra sobretensão, formado por  $R_1$ ,  $D_1$  e  $D_2$ , e em seguida, ao *buffer*. A tensão de saída fornece uma das entradas do circuito amplificador, a tensão de excitação aplicada à blindagem de guarda, quando utilizada, e também uma amostra da tensão de modo comum para o circuito DRL. A chave  $sw_1$  permite a seleção do tipo de blindagem: convencional, posição 1, ou blindagem de guarda, posição 2.

O conector de entrada da figura 4.4 possibilita a utilização de eletrodos passivos ou ativos, ambos dotados de blindagem nos cabos. Nas situações onde os eletrodos são passivos, os fios correspondentes às vias de alimentação (+V e -V) simplesmente não existem. O sinal captado no eletrodo é aplicado, primeiramente, ao circuito de proteção ( $R_1$ ,  $D_1$  e  $D_2$ ) e em seguida ao *buffer*, cujo sinal de saída excita o estágio amplificador e o circuito DRL. Para cada eletrodo de medição é necessário um circuito igual.

O projeto do circuito de proteção consiste, basicamente, da escolha dos diodos e do valor do resistor  $R_1$ . A única restrição a ser satisfeita é a corrente de descarga sobre os diodos, que depende do valor da sobretensão contra a qual se quer proteger a entrada. Os protótipos construídos adotaram  $R_1$  com 10 k $\Omega$  e diodos de baixa corrente reversa (*low leakage*) e baixa capacitância. O diodo escolhido foi o FDH333, cuja corrente contínua suportada é de até 500 mA, corrente de picos

repetitivos de até 600 mA e corrente de surto não repetitivo de 1 A com duração máxima de 1 ms. Com esta composição, o circuito é capaz de proteger a entrada contra tensões contínuas da ordem de 5 kV, tensões impulsivas repetitivas de 6 kV e surtos de tensão não repetitivos da ordem de 10 kV.

O *buffer* ligado à chave  $sw_1$  e através dela, à blindagem do cabo, implementa o esquema de blindagem de guarda. A seleção do tipo de blindagem é feita através do posicionamento da chave  $sw_1$ .

#### 4.2.4 Estágio de Entrada de Amplificadores Diferenciais

Conforme anteriormente apresentado nas seções 3.2.2 e 3.7, a rejeição DC em amplificadores diferenciais deve ocorrer, necessariamente, no estágio de entrada, através de circuitos passivos, ou através do circuito proposto por Spinelli *et al.* (2004). O circuito em questão possui a vantagem de não utilizar filtros passivos na entrada, os quais reduzem sua impedância e, conseqüentemente, a robustez do amplificador ao desbalanço das impedâncias dos eletrodos. No entanto ele apresenta problemas de estabilidade, dependendo da escolha do amplificador operacional da realimentação.

O circuito ilustrado na figura 4.5(a), proposto neste trabalho, resolve o problema da estabilidade, uma vez que não possui realimentação. É importante ressaltar que eletrodos passivos não podem ser conectados diretamente à entrada deste circuito, devido ao efeito de carga do circuito RC da entrada sobre tais eletrodos. A conexão de eletrodos passivos ao supressor DC em questão deve ser feita através de um circuito semelhante ao da figura 4.4. Eletrodos ativos, por outro lado, podem ser diretamente conectados a sua entrada, uma vez que não são sensíveis a efeito de carga.

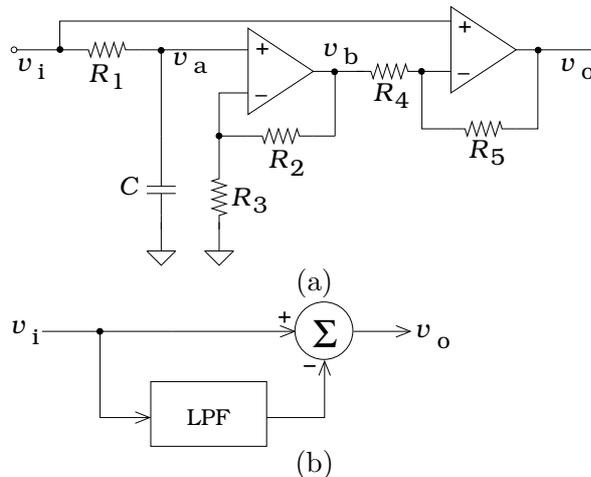


Figura 4.5: (a) Diagrama esquemático do circuito supressor DC proposto. (b) Diagrama de blocos do circuito. O circuito implementa um filtro passa-baixas passivo de primeira ordem ( $R_1C$ ), cuja saída é subtraída do sinal de entrada ( $v_i$ ). Este circuito não padece de problemas de instabilidade devido à inexistência de realimentação entre os blocos.

O circuito RC da entrada atua como filtro passa-baixas, sendo que sua saída é subtraída do sinal de entrada no segundo amplificador operacional. Este princípio de funcionamento está ilustrado na figura 4.5(b). Matematicamente, a tensão  $v_a$  na figura, é dada no domínio  $s$ , por

$$V_a = V_i \left( \frac{1}{1 + sCR_1} \right). \quad (4.1)$$

A tensão na saída do primeiro amplificador operacional é

$$V_b = V_a \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right), \quad (4.2)$$

que pode ser reescrita como

$$V_b = V_i \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \left( \frac{1}{1 + sCR_1} \right). \quad (4.3)$$

A tensão na saída  $v_o$  é obtida pela aplicação da lei de Kirchhoff das correntes sobre o ramo formado pelos resistores  $R_4$  e  $R_5$ , lembrando que a diferença de potencial entre as entradas deste amplificador é nula.

$$\frac{V_b - V_i}{R_4} = \frac{V_i - V_o}{R_5} \quad (4.4)$$

que resulta em

$$V_o = V_i \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} \right) - V_b \frac{R_5}{R_4}. \quad (4.5)$$

Substituindo  $V_b$ , equação (4.3), na equação (4.5), tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} \right) - \frac{R_5}{R_4} \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \left( \frac{1}{1 + sCR_1} \right) \quad (4.6)$$

Fazendo  $R_2 = R_5 = \alpha R$  e  $R_3 = R_4 = R$  na equação (4.6), tem-se, após manipulações algébricas:

$$\frac{V_o}{V_i} = (\alpha + 1) \left( \frac{sCR_1}{1 + sCR_1} \right). \quad (4.7)$$

A equação (4.7) corresponde à função de transferência de um filtro passa-altas de primeira ordem com ganho  $\alpha + 1$ .

Em primeira análise não há razões para a limitação do ganho do sistema, visto que o circuito do primeiro amplificador operacional possui ganho próximo da unidade, e o segundo não responde à frequência zero. Contudo, para a construção do protótipo, o valor de  $\alpha$  foi arbitrado em 10, a fim de facilitar a construção de dois estágios idênticos para implementação do amplificador diferencial. Os valores medidos das resistências nos circuitos A e B (figura 4.6), respectivamente, foram:  $R_1 = 2,215 \text{ M}\Omega$  e  $2,215 \text{ M}\Omega$ ,  $R_2 = 10,0396 \text{ k}\Omega$  e  $10,0394 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 1,0031 \text{ k}\Omega$  e  $1,0032 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 0,9983 \text{ k}\Omega$  e  $0,9983 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 10,0068 \text{ k}\Omega$  e  $10,0069 \text{ k}\Omega$ . Os valores medidos das capacitâncias foram  $C = 1,014 \text{ }\mu\text{F}$  e  $1,015 \text{ }\mu\text{F}$ . Todos os valores apresentados foram medidos utilizando-se de um multímetro Agilent de 6 1/2 dígitos, modelo 34401A.

Outra vantagem da arquitetura proposta vem da relativa facilidade de construção de estágios idênticos. A figura 4.6 ilustra o estágio de entrada diferencial implementado a partir de dois supressores DC idênticos. É relativamente simples obter resistores de igual valor, ou mesmo ajustá-los no processo de fabricação. O mesmo não ocorre com capacitores. No entanto, a função de transferência do sistema mostra que o produto  $R_1 C$  deve ser idêntico, e portanto, pequenas diferenças entre as capacitâncias podem ser compensadas por ajustes dos resistores  $R_1$  em cada braço do circuito.

Num sistema diferencial pleno, os dois circuitos supressores são conectados de maneira a eliminar as ligações ao potencial de referência do circuito, conforme ilustrado na figura 4.7. Neste caso, há somente um capacitor para os dois circuitos RCs da entrada, de maneira que os resistores

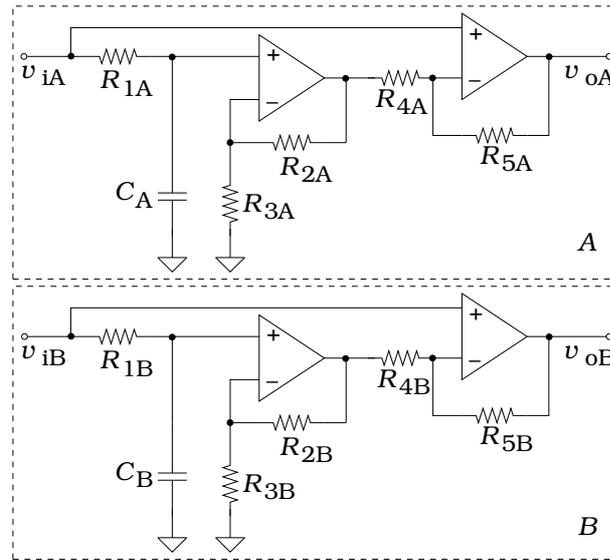


Figura 4.6: (a) Diagrama esquemático do estágio de entrada diferencial, implementado a partir de dois supressores DC. Conforme mencionado anteriormente, o circuito diferencial em questão consiste de dois circuitos referenciados, A e B, idênticos.

$R_1$  e  $R_2$  no circuito da figura 4.7 devem ser idênticos. Nesta situação,  $R_3 = R_5 = R_6 = R_8 = R$ ,  $R_7 = R_9 = \alpha R$  e  $R_4 = 2\alpha R$ . A função de transferência deste sistema é:

$$\frac{V_{oA} - V_{oB}}{V_{iA} - V_{iB}} = (\alpha + 1) \left( \frac{s2CR_1}{1 + s2CR_1} \right). \quad (4.8)$$

Os valores medidos das resistências do circuito diferencial pleno implementado foram:

$R_1 = 2,215 \text{ M}\Omega$ ,  $R_2 = 2,215 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 10,0396 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 2,0063 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 10,0394 \text{ k}\Omega$ ,

$R_6 = 0,9983 \text{ k}\Omega$ ,  $R_7 = 10,0068 \text{ k}\Omega$ ,  $R_8 = 0,9983 \text{ k}\Omega$  e  $R_9 = 10,0069 \text{ k}\Omega$ . O valor medido da capacitância foi  $C = 0,507 \text{ }\mu\text{F}$ .

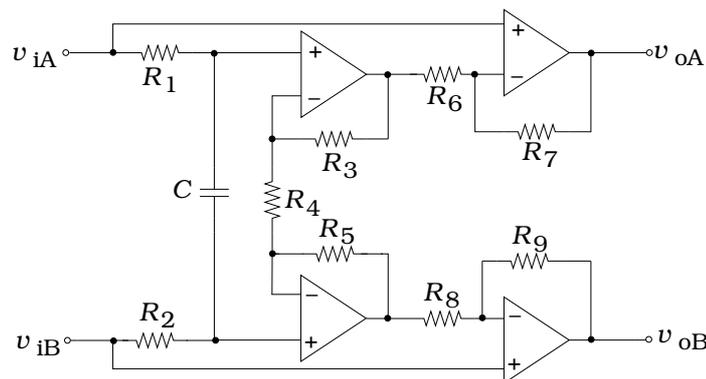


Figura 4.7: Diagrama esquemático do supressor DC diferencial pleno. Semelhantemente ao que ocorre no supressor DC diferencial, um filtro passa-baixas passivo de primeira ordem ( $R_1$ ,  $R_2$  e  $C$ ) separa as componentes de frequências próximas de zero, e as subtrai do sinal diferencial de entrada ( $v_{iA} - v_{iB}$ ).

### 4.2.5 Amplificador Referenciado

A figura 4.8 ilustra o diagrama esquemático simplificado do amplificador referenciado. O circuito formado pelo amplificador de instrumentação (INA129), o amplificador operacional  $A_1$ , juntamente com  $R_1$  e  $C$ , consiste do supressor DC, apresentado e discutido na seção 3.7.

Conforme anteriormente abordado, a componente DC presente na entrada do circuito impõe limitação de ganho ao amplificador de instrumentação, de maneira que outro estágio amplificador se faz necessário. Na figura 4.8, o circuito amplificador inversor, formado pelo amplificador operacional  $A_2$ , desempenha esta função. No projeto em discussão, o ganho adotado para o supressor DC foi de 25 e o ganho do amplificador inversor 200, totalizando um ganho resultante de 5000. A frequência de corte do supressor DC, determinada pela constante de tempo  $R_1C$  (figura 4.8) foi estipulada em 0,5 Hz.

O filtro passa-baixas que sucede o amplificador consiste de uma arquitetura MFB (*multiple feedback*) de ganho unitário (Stout, 1976), e foi projetado para resposta de Bessel de quarta ordem, com frequência de corte em 100 Hz.

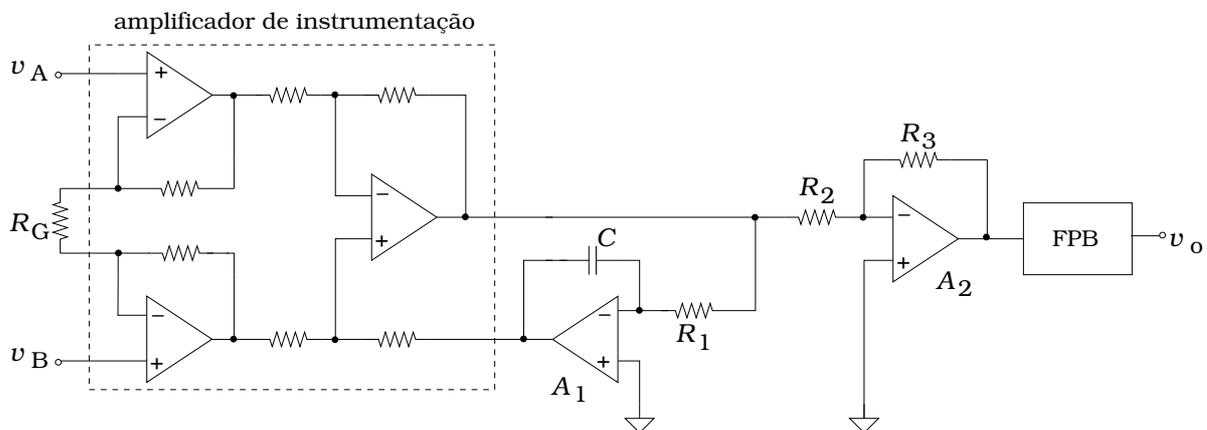


Figura 4.8: Diagrama esquemático simplificado do amplificador referenciado. O circuito envolvido pela linha tracejada consiste de um amplificador de instrumentação integrado (INA129), que em conjunto com o circuito integrador formado pelo amplificador operacional  $A_1$ ,  $R_1$  e  $C$ , forma o supressor DC. Em seguida encontra-se o estágio amplificador, sucedido pelo filtro passa-baixas (*anti-aliasing*).

### 4.2.6 Amplificador Diferencial

O circuito correspondente a um braço do amplificador diferencial está ilustrado na figura 4.9. Como a supressão DC da tensão de polarização dos eletrodos ocorreu no estágio de entrada, resta ao amplificador diferencial apenas os estágios de ganho e filtro passa-baixas (*anti-aliasing*) que, conforme exibido na figura 4.9, são circuitos elementares e, portanto, não requerem maiores esclarecimentos. No entanto, é pertinente comentar sobre algumas particularidades desta arquitetura.

Primeiramente, a figura 4.9 ilustra dois estágios de ganho, implementados pelos amplificadores operacionais  $A_1$  e  $A_2$ . O sinal aplicado a cada um deles provém da saída de outro amplificador operacional no estágio precedente. Sabe-se que estes amplificadores podem apresentar tensões de *offset* na saída. Por esta razão, mesmo que um amplificador de baixo *offset* tenha sido empregado na unidade funcional anterior, tensões da ordem de dezenas de milivolts podem estar presentes no

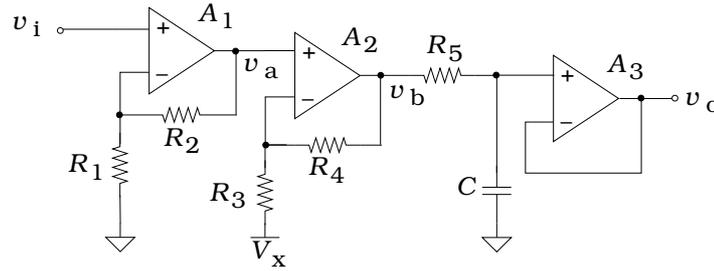


Figura 4.9: Diagrama esquemático simplificado de um braço do amplificador diferencial com compensação de *offset*. O sinal de entrada ( $v_i$ ) é submetido a dois estágios de amplificação a fim de viabilizar a compensação da tensão de *offset* produzida por estágios precedentes. O circuito formado pelo amplificador operacional  $A_3$  em conjunto com  $R_5$  e  $C$ , implementa um filtro passa-baixas (*anti-aliasing*) de primeira ordem. A razão para a implementação do filtro *anti-aliasing* de tão baixa ordem está discutida no texto.

sinal de entrada. Nesta situação, um ganho da ordem de 1000 pode levar a saída deste amplificador à saturação, devido à presença de *offset* na entrada. Uma solução adotada para este problema é a separação do amplificador em dois estágios de menor ganho, com compensação de *offset* no segundo estágio.

Ajustando-se o ganho do amplificador  $A_1$  para 100 e do amplificador  $A_2$  para 50, tem-se um ganho final de 5000, mesmo ganho adotado para o amplificador referenciado. Nestas condições, uma tensão de 10 mV na entrada do primeiro estágio ( $v_i$ ) será aumentada para 1 V em sua saída,  $v_a$ . Embora a tensão de *offset* em questão seja bastante elevada, o amplificador está relativamente distante da saturação, considerando que as tensões de alimentação estão em  $\pm 15$  V.

Deve ser observado na figura 4.9 que o resistor  $R_3$  está conectado a um potencial  $V_x$ . A tensão de saída do estágio correspondente ao amplificador  $A_2$  é dada por:

$$v_b = v_a \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - V_x \frac{R_4}{R_3}. \quad (4.9)$$

A equação (4.9) mostra que o efeito da tensão de *offset* na entrada pode ser compensado pela tensão  $V_x$ . Neste caso,

$$v_a \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = V_x \frac{R_4}{R_3}, \quad (4.10)$$

que resulta em

$$V_x = v_a \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (4.11)$$

Como o ganho do segundo estágio é 50, o que significa que a razão  $R_4/R_3$  vale 49,  $V_x \approx v_a \times 1,002$ . Portanto, uma tensão  $V_x$  de aproximadamente 1 V é suficiente para cancelar o *offset* na saída do segundo estágio.

Vale ressaltar que o circuito supressor DC, estágio anterior ao amplificador, foi implementado com ganho 11. Por esta razão, o segundo estágio do amplificador diferencial foi retirado, e o ganho do primeiro estágio foi fixado em 100, totalizando um ganho total de 1100. Neste caso não é necessária a compensação do *offset* da entrada. Os valores medidos das resistências em cada braço do circuito diferencial foram:  $R_1 = 1,0006$  k $\Omega$  e 1,0006 k $\Omega$ ,  $R_2 = 100,78$  k $\Omega$  e 100,78 k $\Omega$ ,  $R_5 = 1,3009$  k $\Omega$  e 1,2980 k $\Omega$ . Os valores medidos das capacitâncias foram  $C = 1,026$   $\mu$ F

e  $1,028 \mu\text{F}$ . As constantes de tempo dos circuitos em cada braço do amplificador são, respectivamente,  $1,3347$  e  $1,3343$  ms. As frequências de corte correspondentes são  $119,24$  e  $119,28$  Hz.

Outro importante aspecto a ser abordado consiste da escolha da ordem do filtro passa-baixas. Conforme anteriormente mencionado, um amplificador diferencial é composto de dois circuitos idênticos, um em cada braço. Já foi dito, também, que o casamento dos capacitores equivalentes em cada braço do circuito, num nível de precisão aceitável, é muito difícil de ser conseguido. Portanto, adotou-se a estratégia de casamento das constantes de tempo RC através do ajuste dos resistores. No entanto, este tipo de casamento só é viável em sistemas de primeira ordem.

Nada impede que sistemas de primeira ordem, com constantes de tempo casadas, sejam conectados em cascata, dando origem a um sistema de ordem superior. Apesar desta possibilidade, e por se tratar de uma implementação experimental, optou-se, em lugar de um filtro de ordem superior, por elevar a frequência de amostragem na digitalização, em virtude do suave decaimento da resposta do filtro de primeira ordem acima da frequência de corte, e compensar digitalmente os efeitos do ruído de banda larga presente na medição, e conseqüentemente, na conversão analógica-digital.

Uma versão diferencial pleno do circuito em questão está ilustrada na figura 4.10. Neste caso, não é possível a compensação de *offset* da maneira proposta no circuito da figura 4.9. Por este motivo, o ganho do amplificador deve ser limitado, o que não representa uma forte restrição, posto que o circuito supressor DC diferencial possui ganho. Esta particularidade foi, inclusive, explorada na implementação do amplificador diferencial, anteriormente discutido.

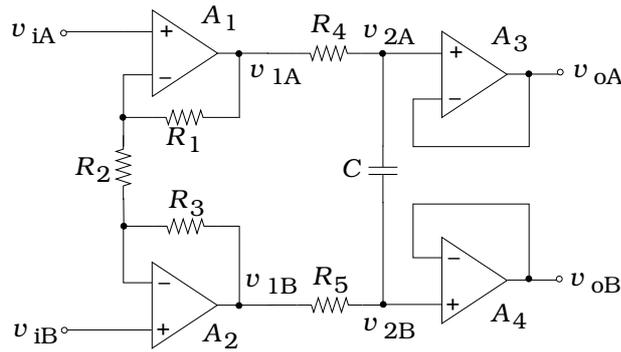


Figura 4.10: Diagrama esquemático simplificado do amplificador diferencial pleno. Nesta configuração não é possível a compensação de *offset*, o que não é um problema, já que somente um estágio de amplificação está implementado. O circuito formado pelos amplificadores operacionais  $A_3$  e  $A_4$ , em conjunto com  $R_4$ ,  $R_5$  e  $C$  formam o filtro passa-baixas (*anti-aliasing*) de primeira ordem. A razão da escolha da ordem do filtro está discutida no texto.

O circuito formado pelos amplificadores  $A_1$  e  $A_2$  da figura 4.10 foi analisado na seção 3.1.1, de onde foi obtida sua função de transferência:

$$\frac{V_{1A} - V_{1B}}{V_{iA} - V_{iB}} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right). \quad (4.12)$$

Admitiu-se que  $R_1 = R_3$ . A função de transferência do circuito RC formado por  $R_4$ ,  $C$  e  $R_5$  foi, também, obtida na seção 3.8:

$$\frac{V_{2A} - V_{2B}}{V_{1A} - V_{1B}} = \frac{1}{1 + sC(R_4 + R_5)}. \quad (4.13)$$

Portanto, a função de transferência do amplificador diferencial pleno da figura 4.10 é:

$$\frac{V_{oA} - V_{oB}}{V_{iA} - V_{iB}} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \frac{1}{1 + sC(R_4 + R_5)}. \quad (4.14)$$

Os valores medidos das resistências do amplificador diferencial da figura 4.10 foram:  $R_1 = 100,78 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2,0001 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 100,78 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 1,3009 \text{ k}\Omega$  e  $R_5 = 1,2980 \text{ k}\Omega$ . O valor medido da capacitância foi  $C = 0,513 \text{ }\mu\text{F}$ . A frequência de corte do filtro da saída é  $119,37 \text{ Hz}$ .

#### 4.2.7 Circuito DRL

Os princípios de funcionamento e considerações teóricas sobre este tipo de circuito foram amplamente discutidos na seção 3.5.2. Neste ponto, deve estar claro que o circuito DRL ótimo deve apresentar o máximo ganho, sem que a estabilidade do laço seja comprometida.

A análise do circuito em questão, realizada originalmente por Winter e Webster (1983a), levou em consideração um eletrodo puramente resistivo e um amplificador operacional de ganho finito e resposta de primeira ordem. A partir daí foi elaborado um modelo de acoplamento entre rede elétrica, corpo, eletrodos e circuitos de medição, previamente ilustrado nas figuras 3.3 e 3.8. O modelo obtido para o sistema como um todo será tratado, daqui por diante, por modelo Winter do sistema DRL.

Experimentos mostraram que o modelo Winter está incompleto, pois ele é insuficiente para determinar a condição em que o sistema deixa de ser estável, e por esse motivo, não leva ao circuito DRL ótimo. O projeto deste tipo de circuito pode tomar dois caminhos em direção ao projeto ótimo:

- determinar o máximo ganho para que o sistema seja estável; ou
- determinar a posição do pólo de compensação introduzido num sistema de ganho pré-determinado que garanta a estabilidade.

A segunda abordagem é mais adequada, visto que possibilita que o ganho seja maximizado, o que por sua vez, minimiza a tensão de modo comum sobre o corpo. Por conseguinte, uma solução numérica foi adotada para o cálculo da posição do pólo de compensação, dada a complexidade matemática do sistema, e com isso, a inviabilidade de uma solução analítica.

Antes, porém, de tratar do projeto do circuito DRL, serão apresentadas as modificações realizadas sobre o modelo Winter, acompanhadas de suas funções de transferência. Em seguida, será apresentado o método numérico proposto para cálculo da posição do pólo de compensação.

#### Sistema Formado pelo Fechamento da Malha Através do Circuito de DRL

A figura 4.11 ilustra o diagrama de blocos do modelo Winter modificado. A princípio, a diferença é o acréscimo da componente capacitiva nas impedâncias dos eletrodos ( $C_e$ ), e também a inserção das capacitâncias das blindagens dos cabos ( $C_B$ ). O circuito correspondente ao filtro para rejeição de interferência de RF foi omitido, já que seu emprego acarreta na redução da impedância de entrada do amplificador. Conforme discutido nas seções 3.2.3 e 3.8, o principal efeito deste tipo de interferência sobre a medição é o aparecimento de tensões DC na saída do estágio de entrada, ou do circuito do eletrodo ativo. Estas tensões, no entanto, serão removidas, juntamente com a tensão de polarização dos eletrodos, de maneira que a aplicação de filtro de RF na entrada acarreta

em maiores desvantagens que benefícios. Outro aspecto importante a ser mencionado consiste da impedância resultante dos eletrodos ( $Re/2$  e  $2Ce$ ) e blindagens ( $2C_B$ ). Conforme anteriormente ilustrado na figura 3.7, do ponto de vista da tensão de modo comum sobre o corpo, os braços do circuito de entrada do amplificador estão em paralelo. Portanto, a resistência dos eletrodos ( $Re$ ) é dividida por dois e as capacitâncias dos eletrodos ( $Ce$ ) e das blindagens ( $C_B$ ) são duplicadas.

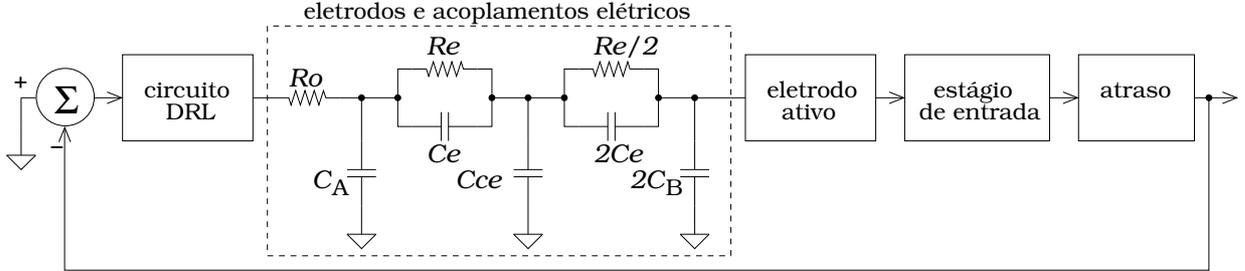


Figura 4.11: Modelo Winter modificado do sistema formado pelo fechamento da malha através do circuito de DRL. Em relação do modelo Winter original, foram inseridas as capacitâncias dos eletrodos ( $Ce$ ), a capacitância parasita  $C_A$ , a unidade funcional referente ao circuito do eletrodo ativo quando este estiver sendo utilizado, e o retardo no tempo resultante dos circuitos ao longo do laço, originário dos amplificadores operacionais. O filtro de RF, presente no modelo Winter original foi substituído pela capacitância das blindagens,  $C_B$ , conforme discutido no texto.

Experimentos mostraram que os amplificadores operacionais apresentam retardo no tempo, característica não considerada até então nos modelos de amplificador operacional.

A inserção dos elementos supracitados no modelo Winter deu origem a um modelo, proposto neste trabalho, mais eficiente na determinação do limiar da instabilidade do sistema, cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 4.11.

### Modelos do Circuito DRL

A função de transferência deste circuito depende, obviamente, da escolha da configuração do mesmo. Três configurações clássicas foram apresentadas na seção 3.5.2 e suas funções de transferência são dadas pelas equações (3.50), (3.53) e (3.57). Aqui é mostrada uma configuração proposta neste trabalho, que consiste de um filtro passa-faixa sintonizado em 60 Hz, com ganho resultante  $G$ . O diagrama esquemático simplificado do circuito é mostrado na figura 4.12. Considerando  $C_1 = C_2 = C$  na figura 4.12, e também,  $R = (R_1 R_2)/(R_1 + R_2)$ , a função de transferência do circuito é:

$$H_{filtro}(s) = \frac{-G \frac{1}{Q\omega_0} s}{1 + \frac{1}{Q\omega_0} s + \left(\frac{1}{\omega_0} s\right)^2}, \quad (4.15)$$

onde  $Q$  indica o fator de mérito do filtro e  $\omega_0$  a frequência angular selecionada.  $G$  é o ganho resultante do filtro e do circuito amplificador implementado por  $A_2$ , e vale:

$$G = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{2R}\right). \quad (4.16)$$

Os valores dos componentes do filtro em questão são determinados de acordo com as equações (4.17) e (4.18) (Franco, 1998):

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_3} C} \quad (4.17)$$

e

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R}}. \quad (4.18)$$

### Modelo das Impedâncias dos Eletrodos e Acoplamentos Elétricos

A função de transferência correspondente ao sistema formado pelas impedâncias dos eletrodos e acoplamentos elétricos, mostrado em destaque na figura 4.11, é:

$$H_{acop}(s) = \frac{B^2 s^2 + 2Bs + 1}{\alpha s^3 + \beta s^2 + \gamma s + 1}, \quad (4.19)$$

onde

$$\alpha = 3ABE + ABC + AB^2 + B^2D + 2B^2F + ACE + BDE,$$

$$\beta = 3AE + 3BE + AC + BC + B^2 + 2AB + 2BD + 4BF + CE + DE,$$

$$\gamma = A + 2B + C + D + 3E + 2F,$$

$$A = RoCa,$$

$$B = ReCe,$$

$$C = ReCeq,$$

$$D = RoCeq,$$

$$E = ReCb,$$

$$F = RoCb.$$

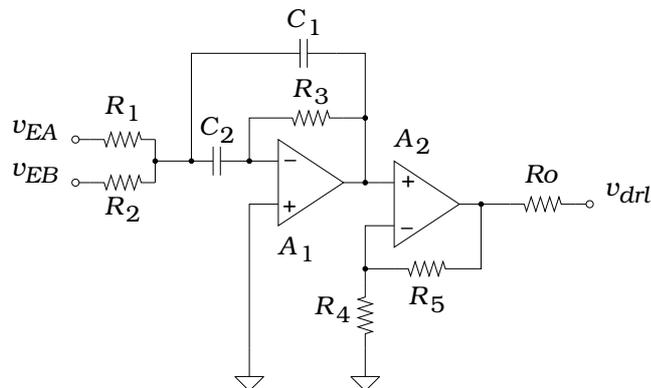


Figura 4.12: Diagrama esquemático simplificado do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa. A tensão de modo comum, obtida através da média das tensões captadas pelos eletrodos ( $v_{EA}$  e  $v_{EB}$ ) é aplicada ao filtro passa-faixa implementado pelo amplificador operacional  $A_1$ , sintonizado em 60 Hz. O sinal de saída do filtro é, então, entregue ao amplificador operacional  $A_2$ , que implementa um amplificador não-inversor, cuja saída consiste do sinal de excitação do eletrodo de DRL.

### Modelo do Retardo no Tempo

O retardo no tempo é representado, no domínio  $s$ , por uma função exponencial ( $e^{-\tau_d s}$ ), e, por isso, não é possível expressá-lo na forma de quociente de polinômios de graus finitos. Contudo, existe uma aproximação polinomial para o referido atraso, conhecida como aproximação de Padé

(Aguirre, 2004), dada pela equação:

$$e^{-\tau_d s} \approx R_n(s) = \frac{Q_n(-\tau_d s)}{Q_n(\tau_d s)}, \quad (4.20)$$

sendo que

$$Q_n(\tau_d s) = \sum_{j=0}^n \frac{(n+j)!}{j!(n-j)!} (\tau_d s)^{n-j}. \quad (4.21)$$

A aproximação de segunda ordem foi suficiente para todas as simulações realizadas. Portanto,

$$R_2(s) = \frac{\tau_d^2 s^2 - 6\tau_d s + 12}{\tau_d^2 s^2 + 6\tau_d s + 12}. \quad (4.22)$$

O valor de  $\tau_d$ , assim como os demais parâmetros do amplificador operacional ( $f_a$  e  $G_o$ ), foram experimentalmente determinados. Os procedimentos para estimação destes parâmetros estão descritos na seção 4.3.5.

### Projeto do Circuito DRL

Primeiramente, os parâmetros do modelo da figura 4.11 precisam ser conhecidos. A seguir estão listados todos os parâmetros do modelo, seus significados e os valores adotados:

- $R_o$  - 10 k $\Omega$  - resistência de saída do circuito de DRL. É necessária para proteção contra correntes elevadas aplicadas ao corpo sob medição, e também, para proteção do circuito DRL contra sobretensões advindas do acúmulo de cargas eletrostáticas sobre o corpo;
- $C_A$  - 5 pF - capacitância parasita do cabo de conexão com o terceiro eletrodo;
- $R_e$  - 51 k $\Omega$  - resistência adotada para eletrodos de superfície na validação de equipamentos de eletrocardiografia (ANSI/AAMI, 1992, 1998, 2001);
- $C_e$  - 47 nF - capacitância adotada para eletrodos de superfície na validação de equipamentos de eletrocardiografia (ANSI/AAMI, 1992, 1998, 2001);
- $C_{ce}$  - 200 pF - capacitância resultante da associação em paralelo das capacitâncias de acoplamento da rede elétrica com o corpo ( $C_q$ , 100 pF) e do corpo com a terra ( $C_b$ , 100 pF);
- $C_B$  - 120 pF - capacitância devida à blindagem dos cabos de conexão com os eletrodos de medição;
- $C_{Bea}$  - 1 pF - capacitância parasita devida ao circuito impresso dos eletrodos ativos. Trata-se do valor de  $C_B$  quando eletrodos ativos estiverem sendo utilizados. Neste caso, a blindagem se encontra depois do *buffer* do eletrodo ativo, e por isso, sua capacitância não participa do modelo em questão;
- $G_o$  -  $3,81 \times 10^6$  - ganho (médio) estimado em malha aberta dos amplificadores operacionais;
- $f_a$  - 5,99 Hz - frequência de corte (média) estimada do modelo de primeira ordem dos amplificadores operacionais;
- $\tau_d$  - 324 ns - retardo no tempo estimado do sistema sem eletrodos ativos; e

- $\tau_{dea}$  - 816 ns - retardo no tempo estimado do sistema com eletrodos ativos.

Para o circuito DRL na configuração amplificador sem compensação, é necessário determinar o ganho que torna o sistema instável. No entanto, como será descrito adiante, a estimação dos atrasos causados pelos amplificadores operacionais é feita através da determinação experimental do referido ganho. Portanto, este ganho não é calculado, mas sim, empiricamente determinado.

Considerando o circuito DRL na configuração amplificador com compensação, para um determinado valor de ganho ( $G$ ), calcula-se a posição do pólo de compensação que garante a estabilidade do laço, representada por sua constante de tempo ( $R_2C_2$ ). O critério adotado para garantir a estabilidade foi uma margem de ganho de 10 dB. Embora a margem de ganho em questão pareça elevada, é bom lembrar que os parâmetros de acoplamento da figura 4.11 são estimativas, e pior, existe uma variabilidade significativa destes valores. O cálculo da constante de tempo de compensação é realizado, iterativamente, de acordo com o algoritmo descrito a seguir. Este algoritmo consiste de uma implementação do método da secante (Kreyszig, 1988) para a solução de equações polinomiais do tipo  $g(x) = 0$ . Duas funções são consideradas no algoritmo numérico, correspondentes a módulo e fase da resposta em frequência do sistema da figura 4.11:

$$g(f, G, \tau) = |H_{drl}(s)||H_{acop}(s)||H_{ea}(s)||H_{buf}(s)||H_a(s)| - 1/mg$$

e

$$h(f, G, \tau) = \angle\{H_{drl}(s)\} + \angle\{H_{acop}(s)\} + \angle\{H_{ea}(s)\} + \angle\{H_{buf}(s)\} + \angle\{H_a(s)\} - \pi,$$

onde  $mg$  é a margem de ganho especificada,  $H_{drl}(s)$  é a função de transferência em  $s$  do circuito DRL,  $H_{acop}(s)$  é a função de transferência em  $s$  do sistema formado pelos eletrodos e acoplamentos elétricos,  $H_{ea}(s)$  é a função de transferência do circuito dos eletrodos ativos, quando for o caso,  $H_{buf}(s)$  é a função de transferência do *buffer* do estágio de entrada do amplificador, e finalmente,  $H_a(s)$  é a função de transferência representativa do retardo no tempo causado pelos amplificadores operacionais, obtida das aproximações de Padé. Dados valor desejado de  $G$ , dois valores iniciais de  $\tau$  ( $\tau_1$  e  $\tau_2$ ) e um valor de erro mínimo desejado ( $\varepsilon$ ), aplica-se o seguinte algoritmo:

1. calcula-se o valor de  $f_\pi$  em  $h(f, G, \tau_1)$ , frequência em que a fase do sistema vale  $\pi$ ;
2. calcula-se  $g_1 = g(f_\pi, G, \tau_1)$ ;
3. calcula-se o valor de  $f_\pi$  em  $h(f, G, \tau_2)$ ;
4. calcula-se  $g_2 = g(f_\pi, G, \tau_2)$ ;
5. se  $|g_2| < \varepsilon$  termina;
6. calcula-se o valor atualizado de  $\tau$ :

$$\tau = \tau_2 - g_2 \frac{\tau_2 - \tau_1}{g_2 - g_1}$$

7. atualizam-se os valores iniciais de  $\tau$ :

$$\tau_1 = \tau_2 \quad \tau_2 = \tau$$

8. retorna a 1;

A constante de tempo em questão ( $\tau$ ) é o produto  $R_2C_2$  na figura 3.7. O valor do resistor é determinado pelo ganho ( $R_2 = GR_1$ ). O valor de  $C_2$  é obtido da constante de tempo calculada pelo algoritmo anteriormente apresentado:  $C_2 = \tau/R_2$ .

Para o circuito DRL na configuração integrador, o algoritmo para cálculo da constante de tempo que garante a estabilidade é semelhante ao anterior, diferindo apenas em dois aspectos. Primeiramente, a função de transferência  $H_{drl}(s)$  deve corresponder à configuração integrador. Prosseguindo-se, num circuito integrador não há ganho especificado, portanto as funções consideradas são:

$$g(f, \tau) = |H_{drl}(s)||H_{acop}(s)||H_{ea}(s)||H_{buf}(s)||H_a(s)| - 1/mg$$

e

$$h(f, \tau) = \angle\{H_{drl}(s)\} + \angle\{H_{acop}(s)\} + \angle\{H_{ea}(s)\} + \angle\{H_{buf}(s)\} + \angle\{H_a(s)\} - \pi.$$

A constante de tempo do integrador é o produto  $R_1C_2$  na figura 3.7. Neste caso,  $C_2 = \tau/R_1$ .

O projeto do circuito DRL na configuração filtro consiste, simplesmente, do cálculo dos componentes do filtro passa-faixa, que deve estar sintonizado em 60 Hz, e do cálculo dos resistores de ganho. Esta configuração não apresenta problemas de estabilidade, portanto, não se faz necessário o emprego de compensação.

## 4.3 Procedimentos

Esta seção descreve os procedimentos adotados para avaliação de desempenho das unidades funcionais anteriormente descritas, juntamente com os métodos propostos para estimação de parâmetros pertencentes ao sistema de medição de biopotenciais.

### 4.3.1 Rejeição DC em Amplificadores Diferenciais e Amplificadores Diferenciais Plenos

A validação do funcionamento do circuito de rejeição DC, aqui proposto, é simples e direta. Dois circuitos idênticos aos da figura 4.5 foram utilizados para implementação de um sistema diferencial, conforme anteriormente descrito. O circuito diferencial pleno, ilustrado na figura 4.7, foi também submetido ao procedimento aqui apresentado.

O emulador de biopotenciais, ilustrado na figura 4.2, dispõe de uma fonte de tensão DC, que pode ser acoplada em série com as impedâncias representativas dos eletrodos. Nesta condição, o conjunto de *jumper*s  $J_O$  deve efetuar as ligações AC e BD. O *jumper*  $J_{MC}$  deve ser removido e nenhuma tensão de interferência deve ser acoplada aos terminais  $v_i$ . Um gerador de tensão dente-de-serra, ajustado para amplitude de 1 V pico a pico e frequência 7 Hz, foi conectado à terminação  $v_G$  do circuito emulador, com o atenuador resistivo configurado para a razão 1:10.000. Dessa forma, as impedâncias dos eletrodos são excitadas com uma tensão dente-de-serra de 100  $\mu$ V pico a pico, acrescida de uma componente DC, cujo valor foi percorrido de -1 V a +1 V em incrementos de 100 mV.

A validação do funcionamento deste circuito consiste, simplesmente, da observação da forma de onda na saída do sistema a medida em que o valor da tensão de *offset* varia. Atingido o regime permanente dos filtros passa-baixas, ilustrados nas figuras 4.5 e 4.7, o amplificador sai da região de saturação e o sinal de saída exibido corresponde à forma de onda inserida no circuito emulador de biopotenciais, sem distorção.

Como procedimento de validação complementar, foram realizados registros de ECG de animais experimentais através de eletrodos-agulhas subcutâneos. Novamente, a validação do funcionamento do supressor consiste da observação da forma de onda da tensão de saída do sistema, cuja morfologia típica é conhecida.

### 4.3.2 Comparação de Desempenho entre Amplificadores Referenciados e Diferenciais

As comparações entre amplificadores referenciados, diferenciais e diferenciais plenos foram realizadas através de três diferentes procedimentos. Em todos eles, o mesmo sinal, oriundo do circuito emulador ou do animal experimental, foi aplicado simultaneamente a dois amplificadores, um referenciado e outro diferencial ou diferencial pleno, conforme ilustrado na figura 4.13. Uma placa de aquisição de dados com entradas diferenciais e 16 bits de resolução foi utilizada (Data Translation, DT322), de modo que os sinais provenientes de cada um dos amplificadores fossem registrados simultaneamente.

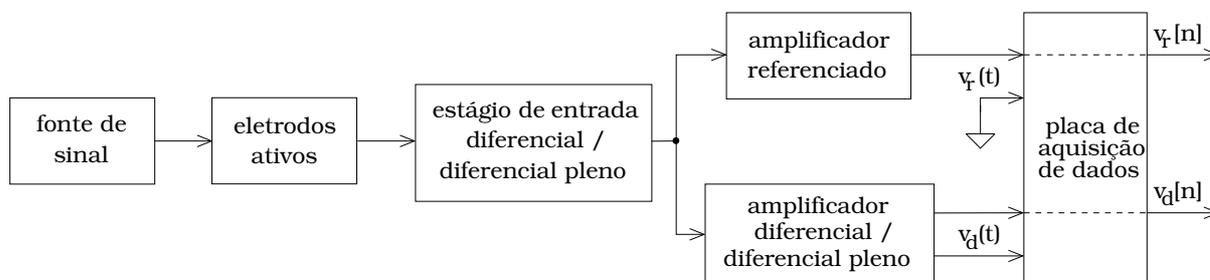


Figura 4.13: Diagrama de blocos do esquema adotado para comparação de desempenho entre amplificadores referenciados e diferenciais. Um estágio de entrada comum, conectado à fonte de biopotencial através dos mesmos eletrodos, alimenta dois amplificadores. Um deles é necessariamente um amplificador referenciado. O segundo foi alternado entre diferencial e diferencial pleno. Os sinais resultantes de ambos foi registrado, simultaneamente, por uma placa de aquisição de dados com canais diferenciais, o que deu origem aos sinais  $v_r[n]$  e  $v_d[n]$ , que são versões amostradas das tensões de saída dos amplificadores referenciado ( $v_r(t)$ ) e diferencial ( $v_d(t)$ ).

Nos experimentos envolvendo o circuito emulador de biopotenciais, uma configuração semelhante àquela utilizada na seção anterior, para validação do circuito supressor DC, foi utilizada. A tensão DC, contudo, não é importante, e pode ser inclusive, retirada do experimento através da conexão do conjunto de *jumpers*  $J_O$  na posição AB. Os procedimentos adotados na comparação estão descritos, separadamente, a seguir.

### Comparação da Energia Residual dos Sinais Provenientes dos Diferentes Amplificadores

Este procedimento consiste em avaliar quão diferentes são os sinais processados simultaneamente pelos amplificadores referenciado e diferencial. O critério escolhido para avaliar a diferença é o cálculo da energia residual entre os sinais, após correções dos atrasos dos diferentes amplificadores e pequenas diferenças entre os ganhos. Este procedimento é o mesmo utilizado para quantificação da distorção provocada por filtros sobre registros de eletrocardiografia de ratos (Vale-Cardoso e

Guimarães, 2010a). A energia residual é calculada da seguinte maneira:

$$\gamma = \frac{\sum_{n=1}^N (v_r[n] - v_d[n])^2}{\sum_{n=1}^N v_r^2[n]}, \quad (4.23)$$

onde  $v_r[n]$  representa o sinal digitalizado do amplificador referenciado e  $v_d[n]$ , o mesmo sinal obtido do amplificador diferencial, ou diferencial pleno. O procedimento em questão é aplicado a sinais do tipo dente-de-serra, através do circuito emulador de biopotenciais, e também, a registros de ECG obtidos de diversos animais experimentais. Uma amostra de sete animais foi utilizada para o estudo em questão.

Os valores de energia residual obtidos da comparação entre os amplificadores referenciado e diferencial,  $\gamma_d$ , provenientes de cada um dos animais, foram confrontados com os valores de energia residual da comparação entre amplificadores referenciado e diferencial pleno,  $\gamma_{dp}$ . A análise dos dados foi realizada através de um teste de hipóteses para a igualdade das médias (teste  $t$  de Student). O objetivo desta comparação é detectar se há diferenças significativas entre o processamento do sinal realizado pelo amplificador diferencial, comparado ao referenciado, e o processamento realizado pelo amplificador diferencial pleno, também comparado ao amplificador referenciado.

### Estimação da Componente de 60 Hz na Saída dos Amplificadores

Os sinais obtidos do sistema ilustrado na figura 4.13 foram submetidos a um procedimento de estimação da componente de 60 Hz. Sabe-se que este tipo de interferência se acopla ao sinal registrado, preponderantemente, no corpo sob medição. Portanto, é razoável supor que o nível de interferência aplicado a ambos os amplificadores, referenciado e diferencial, seja o mesmo, e que diferenças entre as estimativas deste sinal interferente nas saídas retratarão maior ou menor habilidade do amplificador em rejeitá-los.

Para estimar a intensidade da interferência de 60 Hz sobre os sinais obtidos dos amplificadores em estudo, a cada um dos sinais  $v_r[n]$  e  $v_d[n]$  foi aplicado um mesmo filtro passa-faixa digital, com banda passante entre 55 e 65 Hz, dando origem aos sinais  $y_r[n]$  e  $y_d[n]$ , os quais correspondem às versões filtradas, respectivamente, de  $v_r[n]$  e  $v_d[n]$ . O cálculo da intensidade estimada da componente de 60 Hz, em cada um dos amplificadores, foi realizado da seguinte maneira:

$$v_i = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{n=1}^N y^2[n]}. \quad (4.24)$$

A equação (4.24) foi obtida do cálculo do valor eficaz de uma senóide. Dessa forma, obtém-se uma estimativa do valor eficaz da senóide de interferência na saída dos amplificadores.

Os valores das estimativas de interferência de 60 Hz estão organizados da seguinte maneira:

- $v_{ir}$  refere-se à média aritmética dos valores estimados, para cada animal experimental, da interferência sobre o amplificador referenciado;
- $v_{id}$  refere-se ao valor estimado, para cada animal, da interferência sobre o amplificador diferencial; e

- $v_{idp}$  refere-se ao valor estimado, para cada animal, da interferência sobre o amplificador diferencial pleno.

Os resultados das estimativas de interferência em questão foram comparados entre si através da análise de variância de uma variável (*one-way* ANOVA), com o propósito de verificar se os valores médios para cada tipo de amplificador podem ser considerados iguais.

### Verificação da Robustez a Fontes de Interferências Próximas ao Corpo sob Medição

Neste ensaio, um motor de corrente alternada monofásico foi ligado próximo ao animal experimental, durante o registro de ECG, a distâncias conhecidas. O objetivo deste procedimento é verificar a influência da fonte de interferência sobre a medição. Os valores estimados de interferência de 60 Hz sobre cada tipo de amplificador foram calculados conforme a equação (4.24).

A fim de facilitar a apresentação dos resultados, os valores estimados de interferência obtidos de cada animal, separados por tipo de amplificador e pela distância do animal à fonte de interferência, foram combinados através de média aritmética. Estes valores foram então, registrados num gráfico de tensão de interferência *versus* distância da fonte, para cada tipo de amplificador. Estes gráficos trazem registrados, também, o valor médio da interferência de 60 Hz na ausência do motor, obtidos através do procedimento de estimação da componente de 60 Hz na saída dos amplificadores. Os gráficos mostram ainda, um intervalo de variação esperado em torno da média, correspondente ao valor médio mais ou menos o erro padrão da média, calculado a partir dos dados medidos na ausência da fonte de interferência.

#### 4.3.3 Verificação dos Efeitos das Blindagens Convencional e de Guarda

Esta seção descreve o procedimento adotado para comparação entre os desempenhos das blindagens de guarda e convencional. Para isso, foi utilizado um aparato semelhante ao ilustrado na figura 4.14, juntamente com o circuito emulador de biopotenciais e um amplificador referenciado, cujo estágio de entrada (figura 4.4) possibilita a alternância entre os tipos de blindagem. Nenhum sinal foi aplicado às tensões  $v_G$  e  $v_i$  do circuito emulador. O *jumper*  $J_{MC}$  foi inserido a fim de que a tensão de modo comum aplicada aos cabos seja zero. Um dos cabos de conexão do eletrodo à entrada do amplificador foi introduzido dentro do aparato.

As placas condutoras do aparato foram alimentadas por um varivolt, com tensões AC entre 0 e 140 Vrms. Para cada valor de tensão de excitação das placas, registrou-se a tensão na saída do amplificador. Através destes registros, calculou-se a tensão eficaz de interferência de 60 Hz na entrada do amplificador, utilizando o mesmo procedimento descrito na seção 4.3.2. As medições foram realizadas para ambos os esquemas de blindagem.

#### 4.3.4 Análise e Projeto do Circuito DRL

As verificações referentes à análise e projeto do circuito DRL são várias. O primeiro aspecto passível de validação corresponde à modificação do modelo de Winter do sistema DRL em malha fechada, ilustrado na figura 4.11. Trata-se de uma das contribuições deste trabalho, logo, sua validade precisa ser minuciosamente verificada. São analisados também, os efeitos da variação dos parâmetros do modelo proposto sobre a estabilidade do sistema, e também, os efeitos do circuito de DRL na tensão de modo comum sobre o corpo sob medição.

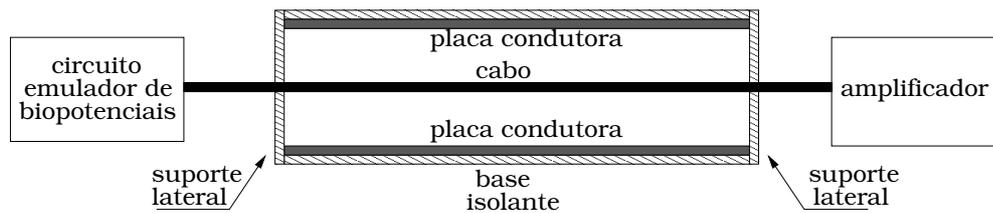


Figura 4.14: Aparato para medição da eficiência da blindagem dos cabos e comparação entre os esquemas de blindagem de guarda e convencional. Duas placas condutoras, espaçadas de aproximadamente 3 cm, são fixadas em uma base isolante, dotada de suportes laterais para fixação do cabo. Estas placas são alimentadas por uma tensão AC, submetendo o cabo de medição a um campo elétrico de 60 Hz mais intenso do que o tipicamente experimentado em situações normais.

### Comparação com o Modelo Winter

O modelo Winter é confrontado com o modelo modificado da figura 4.11 através da comparação das curvas de módulo e fase das funções de transferência dos sistemas estudados, em malha aberta. A estabilidade do sistema é verificada a partir do ganho na frequência em que sua fase é atrasada de 180 graus. Se o ganho nesta frequência é menor que a unidade o sistema é estável.

Este procedimento de comparação é realizado para todas as configurações estudadas do circuito DRL. Nas configurações amplificador com compensação e integrador, são validados, também, os métodos de projeto propostos na seção 4.2.7, que possibilitam o ajuste das constantes de tempo, seja do pólo de compensação no amplificador ou do circuito integrador, para uma determinada margem de ganho. Esta é facilmente verificada através das curvas obtidas das funções de transferência dos sistemas.

### Efeitos da Variação dos Parâmetros do Modelo Proposto

Este procedimento tem como objetivo verificar os efeitos da variação de alguns dos parâmetros do modelo da figura 4.11 na estabilidade do sistema. Sabe-se que a impedância dos eletrodos é altamente variável. As capacitâncias de acoplamento do corpo com a rede elétrica e com a terra também variam em função da posição e dimensões do corpo. Por esta razão, é importante verificar se, nos intervalos de variação aceitáveis destes parâmetros, o circuito DRL projetado mantém o sistema estável.

### Efeito do Circuito DRL sobre a Tensão de Modo Comum

Diversos experimentos foram realizados, com diferentes configurações do circuito DRL, acompanhados do registro da tensão de modo comum no circuito emulador de biopotenciais. Nestes experimentos, nenhum sinal foi aplicado à tensão  $v_G$  do circuito emulador. Em lugar dela, aplicou-se uma tensão de 18 Vrms, proveniente de um transformador conectado à rede elétrica, aos terminais  $v_i$ . O *jumper*  $J_{MC}$  foi inserido, uma vez que foi objetivo do procedimento registrar tensões de modo comum. Os valores medidos destas tensões foram então, confrontados com aqueles obtidos do cálculo a partir dos modelos Winter e modificado. Foram realizadas ainda, simulações no SPICE,<sup>1</sup> de um sistema cujos parâmetros coincidem com os valores medidos dos componentes utilizados na

<sup>1</sup>Foi utilizada uma implementação gratuita do SPICE mantida pelo projeto NGSpice: ng-spice-rework revisão 17.

montagem do circuito emulador de biopotenciais. Os valores de tensão obtidos destas simulações foram, também, comparados aos obtidos do modelo.

#### 4.3.5 Estimação dos Parâmetros dos Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais constituem um elemento importante na implementação de todo o conjunto de circuitos utilizados ao longo do trabalho. Um modelo de ganho finito e resposta em frequência de primeira ordem foi sugerido por Winter e Webster (1983a), e adotado ao longo de todo o trabalho. É evidente a necessidade do conhecimento dos parâmetros deste modelo, com um nível de precisão maior que os valores limites (ou típicos) informados nas especificações dos fabricantes. Por esta razão, adotou-se um procedimento de estimação dos referidos parâmetros, que foi realizado sobre uma amostra de cinco diferentes componentes (TL071 de fabricação da Texas Instruments). Os parâmetros obtidos de cada amostra de amplificador foram combinados através de média aritmética.

Utilizando-se de um circuito semelhante ao ilustrado na figura 4.15, aplicou-se uma forma de onda quadrada diferencial de amplitude  $1 \mu\text{V}$  e frequência  $2 \text{ Hz}$  ao amplificador operacional sob teste. A placa de aquisição de dados registrou, simultaneamente, as tensões na entrada e na saída do amplificador. É importante mencionar que foi necessário fazer a correção do *offset* de saída do amplificador sob teste antes da medição.

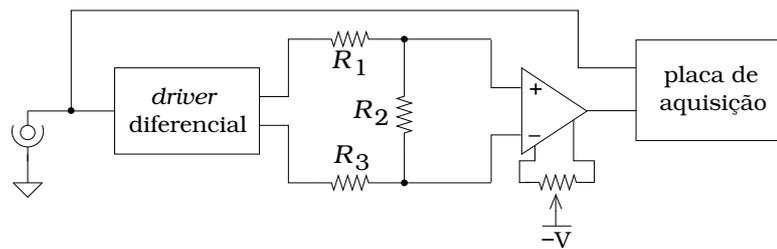


Figura 4.15: Diagrama esquemático simplificado do circuito utilizado para a estimação dos parâmetros dos amplificadores operacionais. O sinal de onda quadrada do gerador é aplicado a um *driver* diferencial, seguido de um atenuador resistivo, de maneira que o sinal diferencial aplicado ao amplificador operacional sob teste tem amplitude de  $1 \mu\text{V}$ . São registrados os sinais provenientes do gerador e da saída do amplificador operacional.

Tendo conhecimento que a tensão diferencial aplicada à entrada é de  $1 \mu\text{V}$ , o ganho em malha aberta estimado do amplificador é facilmente calculado a partir do valor estável da saída:

$$G_o = \frac{V_o}{1\mu\text{V}}. \quad (4.25)$$

A constante de tempo é estimada pelo tempo decorrente entre a transição do sinal da entrada e o momento em que a tensão de saída atinge 63,2 % do valor em regime permanente.

#### Estimação do Retardo no Tempo Resultante do Sistema Formado pelo Circuito DRL

Devido à ordem de grandeza do retardo no tempo do amplificador operacional, não foi possível estimá-lo a partir do procedimento anteriormente descrito. Para a estimação do retardo no tempo resultante de todos os amplificadores componentes do sistema da figura 4.11, o seguinte procedimento foi adotado.

O circuito emulador de biopotenciais foi utilizado na seguinte configuração: nenhum sinal aplicado às entradas  $v_G$  e  $v_i$ , *jumper*  $J_{MC}$  inserido e *jumper*  $J_o$  fazendo a conexão AB. O sistema amplificador foi conectado ao circuito emulador de biopotenciais, com e sem eletrodos ativos. Em cada uma destas situações, o ganho do circuito DRL foi elevado até que oscilações persistentes da tensão de modo comum fossem percebidas. Dessa forma, foi registrado o ganho limite do circuito DRL na configuração em questão, com e sem eletrodos ativos.

O valor do ganho limite obtido do procedimento acima é fornecido ao modelo da figura 4.11, juntamente com os valores medidos dos componentes do circuito emulador de biopotenciais. Nestas condições, calculou-se a frequência em que o módulo da função de transferência do sistema se torna unitário ( $f_1$ ), juntamente com a fase da resposta do sistema nesta mesma frequência ( $\theta_{f_1}$ ).

Levando em consideração a existência de retardo no tempo, o módulo da resposta do sistema da figura 4.11 não é modificado. O mesmo não ocorre com a fase da resposta, a qual incluirá uma parcela devido ao retardo no tempo. A contribuição deste atraso para a fase da resposta do sistema é:

$$\angle\{e^{-\tau_d s}\} = -2\pi f \tau_d. \quad (4.26)$$

O sistema foi levado, intencionalmente, ao limiar da estabilidade. Portanto, o atraso de fase deve ser de 180 graus ( $\pi$  radianos).

$$\theta_{f_1} - 2\pi f_1 \tau_d = -\pi \quad \Rightarrow \quad \tau_d = \frac{\pi + \theta_{f_1}}{2\pi f_1} \quad (4.27)$$

A equação (4.27) permite estimar o valor do retardo no tempo a partir dos valores de  $f_1$  e  $\theta_{f_1}$ , que por sua vez são obtidos da função de transferência do sistema da figura 4.11 sem o retardo no tempo.

#### 4.3.6 Estimação das Impedâncias dos Eletrodos Através do Sinal de ECG

Métodos de medição da impedância da interface eletrodo-pele são relativamente comuns na literatura (Bergey *et al.*, 1971). O princípio de funcionamento deles está ilustrado na figura 4.16. A fonte de sinal ( $v_{exc}$ ) excita o eletrodo cuja impedância de contato se deseja medir (B). A corrente aplicada a este eletrodo ( $i_B$ ) é conhecida através da medição da tensão sobre o resistor R ( $v_{BC}$ ).

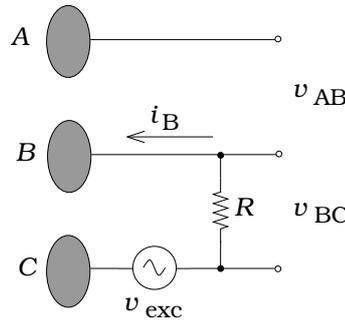


Figura 4.16: Esquema de medição da impedância do eletrodo B. A fonte de tensão  $v_{exc}$  produz uma corrente sobre os eletrodos B e C, cujo valor é medido através da tensão sobre o resistor R. Como não há corrente no eletrodo A, a diferença de potencial entre os eletrodos A e B é consequência da queda de tensão sobre o eletrodo B, que é o produto de sua impedância pela corrente no circuito.

Admitindo-se que a impedância de entrada dos medidores de tensão são elevadas a ponto de poderem ser consideradas infinitas, nenhuma corrente fluirá através do eletrodo A. Portanto, a queda de tensão medida entre os eletrodos A e B corresponde ao produto da corrente pela impedância do eletrodo B, no domínio  $s$ . Dessa forma, a impedância do eletrodo B é calculada a partir da corrente  $I_B(s)$  e da tensão  $V_{AB}(s)$ .

O método aqui proposto se baseia no princípio anterior, e utiliza-se do sinal de ECG para excitar os eletrodos sob teste. A figura 4.17 ilustra o esquema de ligação dos eletrodos para o método proposto. Os eletrodos A e B são conectados a um resistor de valor conhecido, responsável por fechar a malha de corrente, cuja fonte de excitação é um biopotencial, no caso específico, o sinal de ECG. O valor desta corrente pode ser conhecido através do registro da tensão  $v_{AB}$ . O quociente da tensão  $V_{A'A}(s)$  pela impedância do eletrodo A,  $Z_A(s)$ , deve corresponder à corrente  $I(s)$ . De maneira equivalente, o quociente da tensão  $V_{BB'}(s)$  por  $I(s)$  fornece a impedância do eletrodo B,  $Z_B(s)$ . No entanto, é importante ressaltar que as impedâncias em questão, obtidas através de tensões e correntes não senoidais, consistirão de funções em  $s$ . A conversão das referidas funções em  $s$  para um circuito elétrico não é simples, e pode não ser possível, uma vez que o registro das tensões e corrente é realizado no tempo.

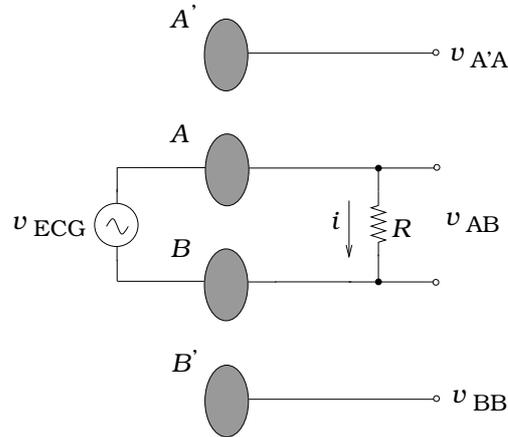


Figura 4.17: Esquema de estimativa das impedâncias dos eletrodos A e B através do sinal de ECG. A tensão  $V_{AB}$  possibilita a medição indireta da corrente que passa pelos eletrodos em questão, excitada pelo sinal de ECG. Como não há corrente nos eletrodos  $A'$  e  $B'$ , as tensões  $V_{A'A}$  e  $V_{BB'}$  correspondem às quedas de tensão, respectivamente, sobre os eletrodos A e B. O registro das referidas tensões e corrente no circuito possibilita a estimativa das impedâncias dos eletrodos A e B.

A solução proposta para a estimativa em questão consiste em partir de um modelo de impedância do eletrodo e estimar seus coeficientes através dos registros no tempo de  $v_{A'A}$ ,  $v_{BB'}$  e  $v_{AB}$ , o que é conseguido pela aplicação do método dos mínimos quadrados.

Supõe-se um eletrodo resistivo e capacitivo, semelhante ao implementado no circuito emulador de biopotenciais da figura 4.2, cuja impedância no domínio  $s$  é:

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{Re}{1 + sCeRe}. \quad (4.28)$$

A equação diferencial que relaciona tensão e corrente, no tempo, é obtida de  $Z(s)$  através da

transformação inversa de Laplace da equação (4.28):

$$i(t) = \frac{1}{Re}v(t) + Ce \frac{dv(t)}{dt}. \quad (4.29)$$

Uma versão amostrada de  $i(t)$ ,  $i[n]$  é obtida da digitalização da tensão  $v_{AB}(t)$  da figura 4.17. Da mesma maneira obtém-se versões amostradas de  $v_{A'A}(t)$ ,  $v_A[n]$  e  $v_{BB'}(t)$ ,  $v_B[n]$ . Versões discretas das derivadas das tensões sobre os eletrodos ( $\dot{v}_A[n]$  e  $\dot{v}_B[n]$ ) são estimadas numericamente (Aguirre, 2004). A matriz de regressores é construída da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} i[1] \\ i[2] \\ \vdots \\ i[N] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v[1] & \dot{v}[1] \\ v[2] & \dot{v}[2] \\ \vdots & \vdots \\ v[N] & \dot{v}[N] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}, \quad (4.30)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \cdot \boldsymbol{\theta}. \quad (4.31)$$

O método dos mínimos quadrados, utilizado para a estimação da matriz de coeficientes  $\boldsymbol{\theta}$ , consiste da solução da equação matricial:

$$\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}. \quad (4.32)$$

Conhecido o vetor de coeficientes  $\boldsymbol{\theta}$ , as estimativas dos parâmetros  $Re$  e  $Ce$  são prontamente determinadas:

$$Re = \frac{1}{\theta_1} \quad (4.33)$$

e

$$Ce = \theta_2. \quad (4.34)$$

Pode ocorrer que a matriz de regressores da equação (4.30) seja mal condicionada, o que causará problemas na inversão da matriz na equação (4.32). Para considerações sobre a invertibilidade da matriz da equação (4.32) ver Golub e van Loan (1996). Percebeu-se que o valor da frequência de amostragem das tensões  $v_{A'A}$ ,  $v_{BB'}$  e  $v_{AB}$  influencia diretamente a ocorrência destes problemas de mal-condicionamento da matriz.

### 4.3.7 Registros de Biopotenciais

A título de demonstração da funcionalidade dos métodos de projeto propostos, aplicados à medição de biopotenciais, foi coletado um registro de EEG humano de um único canal, cujo eletrodo foi colocado na região central do crânio. O registro em questão foi processado para separação das bandas  $\alpha$  e  $\beta$  no intuito de localizar, através dos referidos sinais, os intervalos em que o voluntário está com os olhos abertos ou fechados. Tal identificação se baseia na energia do sinal na banda  $\alpha$  (Berne e Levy, 1998).



## Capítulo 5

# Resultados

As seções que se seguem trazem registrados os resultados obtidos dos diversos procedimentos de validação, tanto das arquiteturas de circuitos quanto dos métodos de projeto, verificação e estimação de parâmetros, adotados e/ou propostos neste trabalho, descritos no capítulo 4. O *hardware* utilizado em todas as medições consistiu, em sua totalidade, de circuitos implementados especificamente para o estudo apresentado, adicionado de suplementos necessários para a realização das medições, como por exemplo, uma placa de aquisição de dados.

### 5.1 Rejeição DC em Amplificadores Diferenciais e Diferenciais Plenos

Os resultados aqui apresentados, ilustrados nas figuras 5.1 (a) e (b) correspondem às saídas de um sistema composto por dois circuitos quase idênticos, os quais formam um circuito de rejeição DC diferencial (figura 4.6), apresentado na seção 4.2.4, seguido dos estágios amplificador e filtro passa-baixas (*anti-aliasing*) em 100 Hz. O ganho total do sistema é de 1100, de maneira que uma componente DC de 10,9 mV presente no sinal de entrada seria suficiente para causar a saturação do amplificador. No caso da onda dente-de-serra da figura 5.1(a), tensões de *offset* entre -1 e 1 V foram propositalmente adicionadas à entrada a fim de verificar o desempenho do circuito de rejeição DC. A figura 5.1(b) ilustra um sinal de ECG de rato, coletado através com eletrodos-agulhas de aço niquelado, cuja tensão de polarização é maior que 100 mV, aplicado ao mesmo sistema anteriormente descrito.

As figuras 5.2 (a) e (b) ilustram os sinais obtidos da aplicação dos procedimentos anteriores ao circuito supressor DC diferencial pleno, ilustrado na figura 4.7.

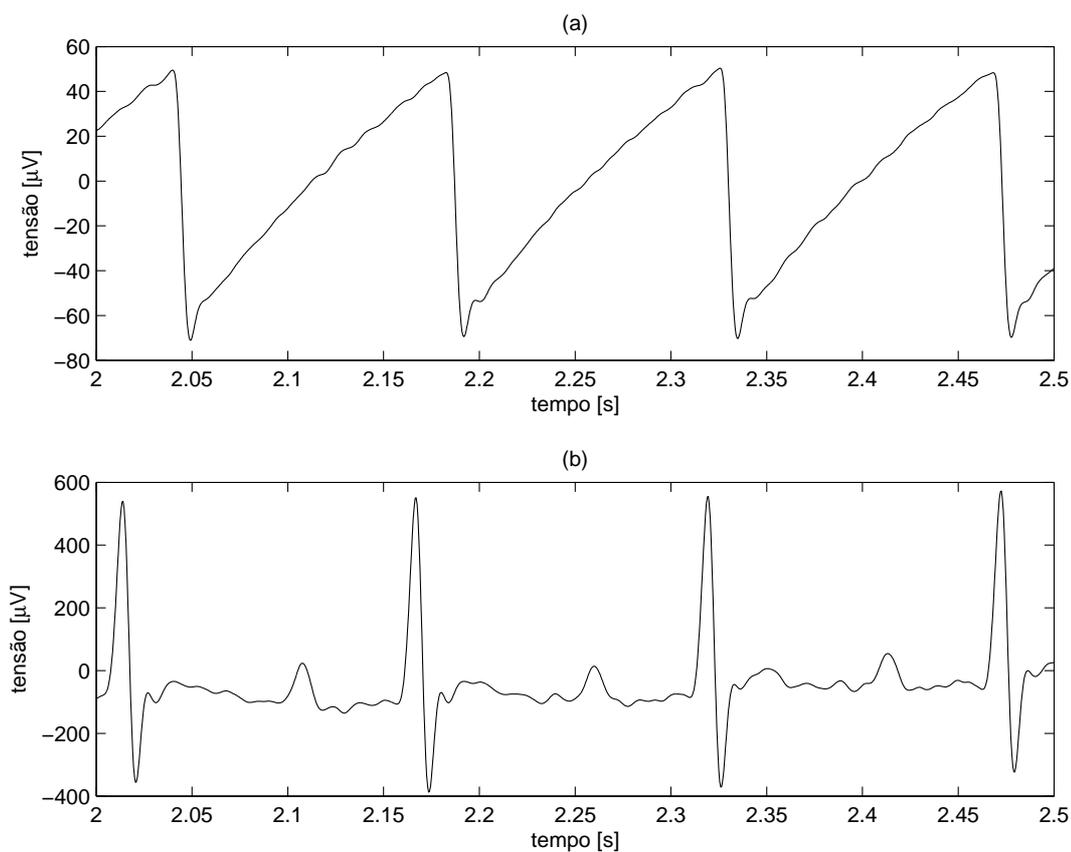


Figura 5.1: (a) Registro obtido para um sinal de entrada do tipo dente-de-serra, com amplitude de  $100 \mu\text{V}$  pico a pico e frequência de 7 Hz, acrescido de uma componente DC entre -1 e +1 V, aplicado ao circuito supressor DC diferencial da figura 3.9(a). A cada realização do experimento, o valor da componente DC foi elevado de 100 mV, até que toda a faixa de valores anteriormente citada fosse percorrida. Em todos os casos a tensão registrada na saída do sistema, após o regime transitório, foi semelhante à aqui ilustrada, o que comprova o correto funcionamento do circuito de rejeição DC proposto. (b) Registro de um sinal de ECG de rato, coletado através de eletrodos-agulhas de aço niquelado, aplicado ao mesmo sistema anterior, cuja finalidade é, novamente, a verificação do correto funcionamento do circuito supressor DC. O potencial de polarização destes eletrodos é maior que 100 mV, que corresponde a cerca de 10 vezes o valor necessário para a saturação do amplificador. Como pode ser observado, o sinal tem característica de um registro de ECG típico, sem nenhum de tipo de distorção perceptível.

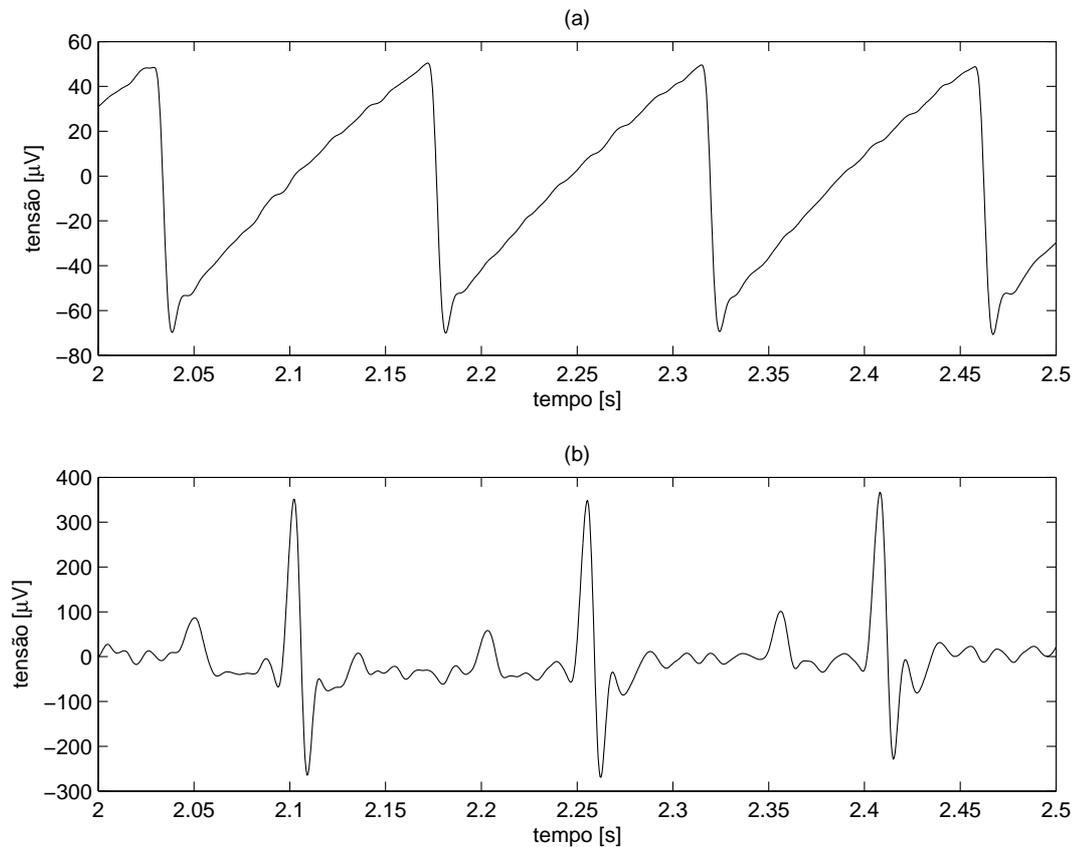


Figura 5.2: (a) Registro obtido para um sinal de entrada do tipo dente-de-serra, com amplitude de  $100 \mu\text{V}$  pico a pico e frequência de 7 Hz, acrescido de uma componente DC entre -1 e +1 V, aplicado ao circuito supressor DC diferencial pleno, ilustrado na figura 4.7. Como no procedimento anterior, a cada realização do experimento, o valor da componente DC foi elevado de 100 mV, até que toda a faixa de valores anteriormente citada fosse percorrida. Em todos os casos a tensão registrada na saída do sistema, após o regime transitório, foi semelhante à aqui ilustrada, o que comprova o correto funcionamento do circuito de rejeição DC proposto. (b) Registro de um sinal de ECG de rato, coletado através de eletrodos-agulhas de aço niquelado, aplicado ao mesmo sistema anterior, cuja finalidade é, novamente, a verificação do correto funcionamento do circuito supressor DC. O potencial de polarização destes eletrodos é maior que 100 mV, que corresponde a cerca de 10 vezes o valor necessário para a saturação do amplificador. Como pode ser observado, o sinal tem característica de um registro de ECG típico, ligeiramente perturbado, mas sem deformações morfológicas. Embora o animal esteja anestesiado durante a medição, a respiração acontece espontaneamente, de maneira que a musculatura do diafragma encontra-se em plena atividade. Esta é uma possível causa das perturbações observadas no registro de ECG.

## 5.2 Comparação de Desempenho entre Amplificadores Referenciados e Diferenciais

As figuras 5.3 (a) e (b) ilustram registros das saídas de um amplificador referenciado e um diferencial, simultaneamente obtidos, para um sinal de entrada comum, referente a uma onda dente-de-serra de amplitude  $100 \mu\text{V}$  pico a pico e frequência 7 Hz. A figura 5.3(c) ilustra a diferença calculada entre o sinal de saída do amplificador referenciado (a) e do amplificador diferencial (b),

após correções dos diferentes atrasos e ganhos proporcionados pelos diferentes amplificadores. A figura 5.4 ilustra o mesmo que a figura 5.3, para um sinal de entrada correspondente a um registro de ECG de rato obtido de eletrodos-agulhas de aço niquelado.

As figuras 5.5 e 5.6 correspondem às versões dos registros das figuras 5.3 e 5.4, obtidas de amplificadores diferenciais plenos.

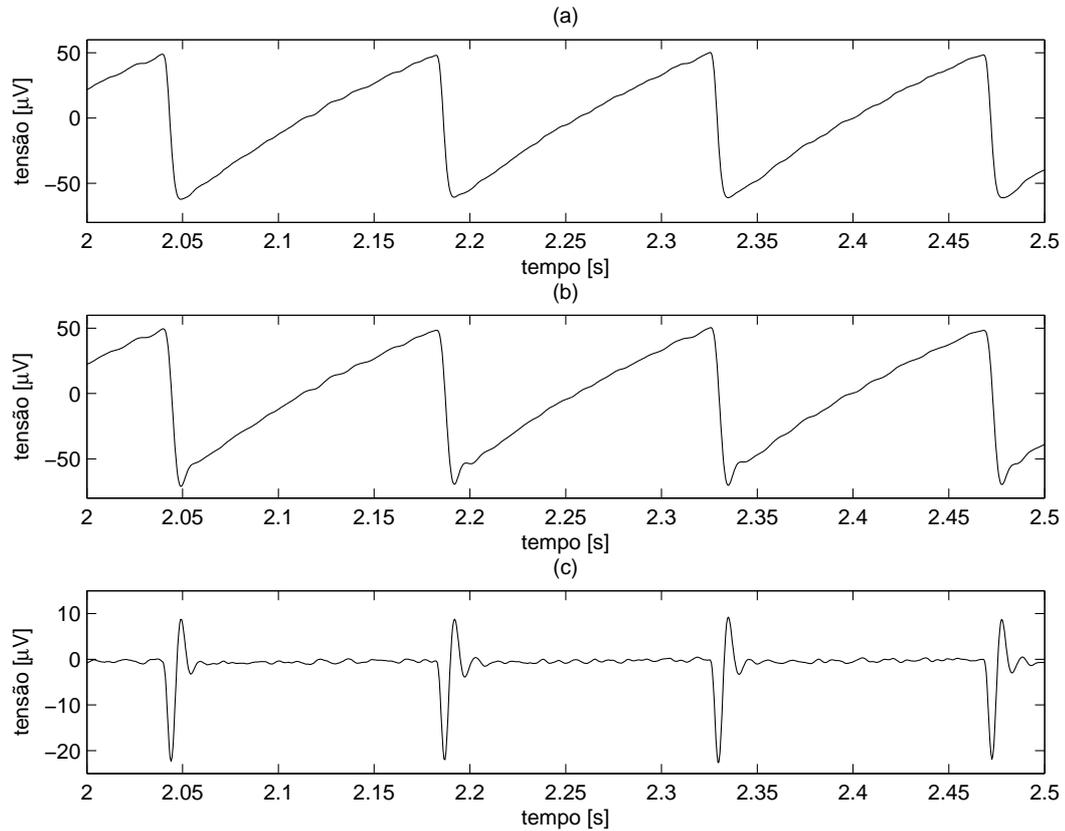


Figura 5.3: (a) Registro obtido para um sinal de entrada do tipo dente-de-serra, com  $100 \mu\text{V}$  pico a pico e 7 Hz, aplicado à entrada de um amplificador referenciado. (b) Registro obtido para a mesma entrada descrita em (a), simultaneamente aplicada ao amplificador diferencial. (c) Diferença entre os registros de saída em (a) e (b). Nota-se um comportamento de erro aproximadamente nulo, ao longo da maior parte do período da onda dente-de-serra, e um padrão impulsivo de erro na região de transição do sinal de entrada. É importante mencionar que os diferentes atrasos proporcionados pelos diferentes amplificadores foram compensados, de maneira que o erro cíclico apresentado indica que os amplificadores exibem taxas de variação súbita da tensão de saída diferentes. Pode ser observado, também, que a resposta a esta súbita transição é mais rápida no circuito diferencial, o que pode ser verificado pelo sobressinal negativo, logo após a transição.

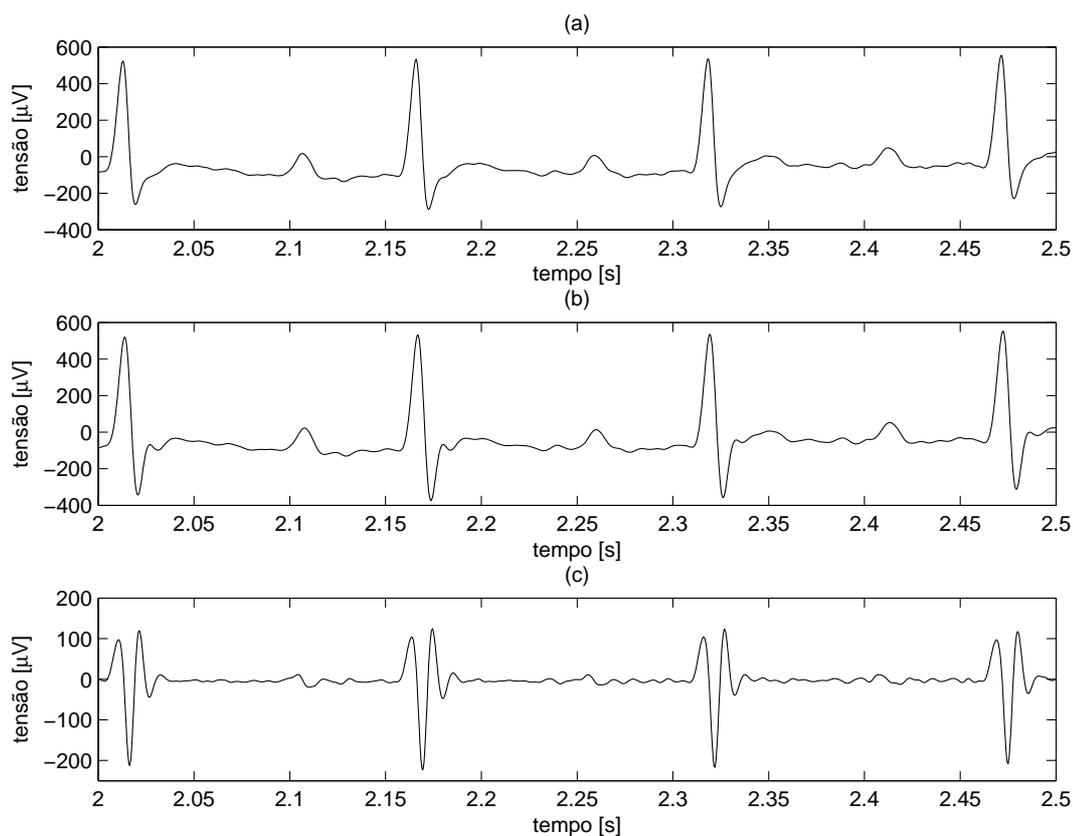


Figura 5.4: (a) Registro de um sinal de ECG de rato, coletado com eletrodos-agulhas de aço níquelado, aplicado à entrada de um amplificador referenciado. (b) Registro obtido para a mesma entrada descrita em (a), simultaneamente aplicada ao amplificador diferencial. (c) Diferença entre os registros de saída em (a) e (b). Semelhantemente ao observado na figura 5.3, o erro apresenta comportamento impulsivo, principalmente na região do complexo QRS. Assim como observado para a onda dente-de-serra, existe uma oscilação amortecida no registro obtido do amplificador diferencial, facilmente visualizada durante o complexo QRS. Trata-se, novamente, da consequência das diferentes taxas de variação súbita da tensão de saída.

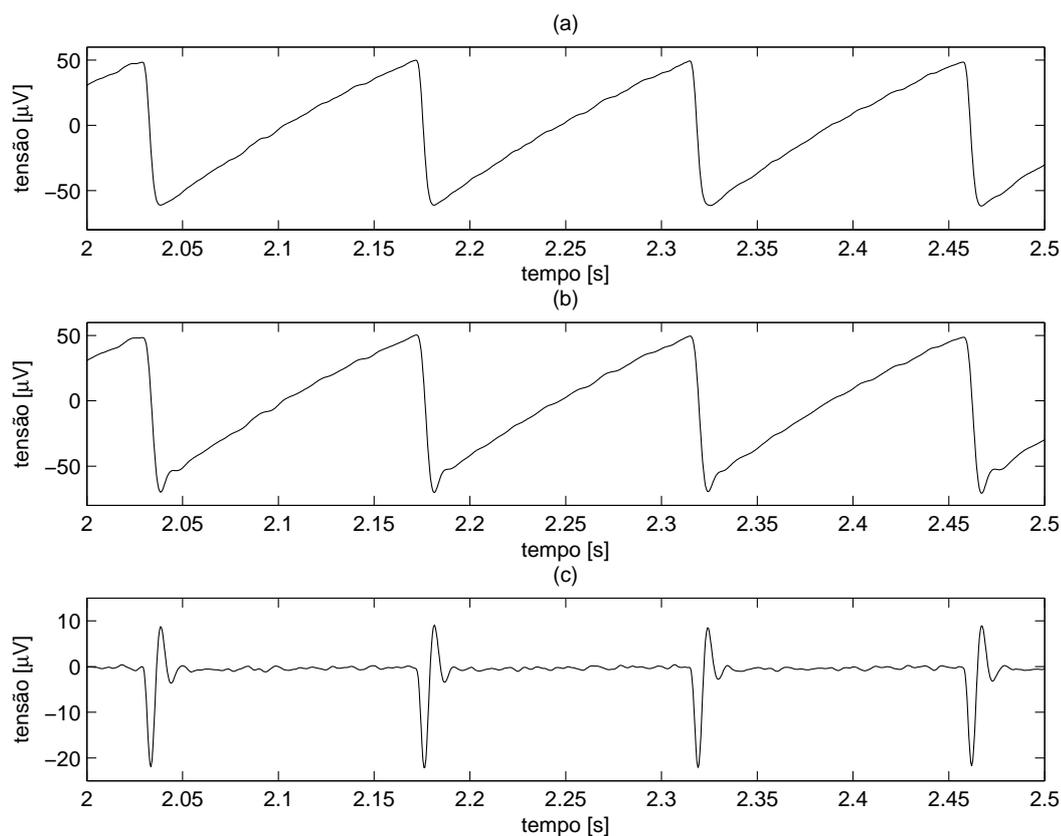


Figura 5.5: (a) Registro obtido para um sinal de entrada do tipo dente-de-serra, com  $100 \mu\text{V}$  pico a pico e  $7 \text{ Hz}$ , aplicado à entrada de um amplificador referenciado. (b) Registro obtido para a mesma entrada descrita em (a), simultaneamente aplicada ao amplificador diferencial pleno. (c) Diferença entre os registros de saída em (a) e (b). Nota-se um comportamento de erro aproximadamente nulo, ao longo da maior parte do período da onda dente-de-serra, e um padrão impulsivo de erro na região de transição do sinal de entrada. É importante mencionar que os diferentes atrasos proporcionados pelos diferentes amplificadores foram compensados, de maneira que o erro cíclico apresentado indica que os amplificadores exibem taxas de variação súbita da tensão de saída diferentes. A comparação entre o registro obtido do amplificador diferencial pleno e o obtido do amplificador diferencial (figura 5.4(b)) revela que ambos se comportam de maneira semelhante. O mesmo tipo de resposta com oscilação amortecida após a transição do sinal de entrada ocorre nos dois amplificadores.

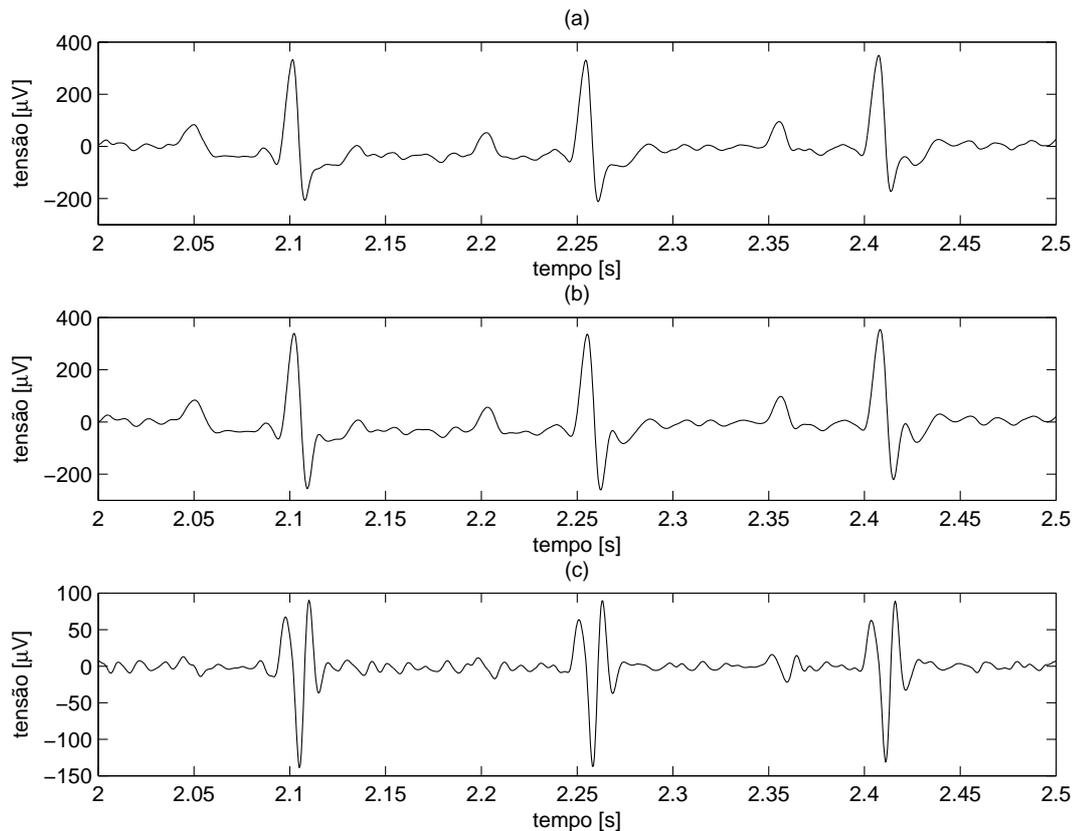


Figura 5.6: (a) Registro de um sinal de ECG de rato, coletado com eletrodos-agulhas de aço níquelado, aplicado à entrada de um amplificador referenciado. (b) Registro obtido para a mesma entrada descrita em (a), simultaneamente aplicada ao amplificador diferencial pleno. (c) Diferença entre os registros de saída em (a) e (b). Semelhantemente ao observado na figura 5.5, o erro apresenta comportamento impulsivo, principalmente na região do complexo QRS. A comparação entre o registro obtido do amplificador diferencial pleno e o obtido do amplificador diferencial (5.4(b)) mostra, mais uma vez, que o caráter de oscilação amortecida, após transições abruptas, é comum a ambos os amplificadores. Trata-se novamente da consequência das diferentes taxas de variação súbita da tensão de saída. Observa-se também que o registro de ECG aqui apresentado parece mais perturbado que o anterior. A possível origem das perturbações observadas é a atividade muscular devida à respiração do animal.

A tabela 5.1 exibe os valores das energias residuais, para cada um dos animais da amostra, relativas às comparações entre amplificadores referenciados e diferenciais,  $\gamma_d$ , e relativas às comparações entre amplificadores referenciados e diferenciais plenos,  $\gamma_{dp}$ , juntamente com o valor médio em cada um dos casos. A aplicação do teste  $t$  aos dados da tabela 5.1 mostrou que as médias de  $\gamma_d$  e  $\gamma_{dp}$  não podem ser consideradas diferentes, para um nível de significância de 5%. O valor calculado de  $P$  é também mostrado na tabela. As diferenças são consideradas estatisticamente significativas para  $P < 0,025$  e  $P > 0,975$ .

Tabela 5.1: Valores das energias residuais dos ECGs de rato obtidas das comparações entre amplificador referenciado e diferencial,  $\gamma_d$ , e referenciado e diferencial pleno,  $\gamma_{dp}$ . As médias não podem ser consideradas diferentes para um nível de significância de 5%.

Animal	$\gamma_d$	$\gamma_{dp}$
1	0,041	0,038
2	0,073	0,043
3	0,067	0,056
4	0,099	0,092
5	0,089	0,097
6	0,093	0,108
7	0,055	0,040
<b>Média</b>	<b>0,074</b>	<b>0,068</b>
<b>P</b>	<b>0,652</b>	

A tabela 5.2 exibe os valores estimados para a tensão de interferência de 60 Hz, obtidas em diversos experimentos de registro simultâneo, com os diferentes animais experimentais, juntamente com os valores médios em cada caso. A aplicação da análise de variância de uma variável (*one-way* ANOVA) mostrou que as médias dos valores de interferência estimados, para cada tipo de amplificador, não podem ser consideradas diferentes entre si, para um nível de significância de 5%.

Tabela 5.2: Valores das estimativas de tensão de interferência de 60 Hz sobre os tipos de amplificadores estudados. As médias não podem ser consideradas diferentes entre si para um nível de significância de 5%.

Animal	$v_{ir}$ ( $\mu V$ )	$v_{id}$ ( $\mu V$ )	$v_{idp}$ ( $\mu V$ )
1	29	32	33
2	33	38	38
3	23	30	22
4	34	36	39
5	37	40	43
6	30	37	29
7	20	23	23
<b>Média</b>	<b>29,4</b>	<b>33,7</b>	<b>32,4</b>
<b>P</b>	<b>0,581</b>		

As figuras 5.7 (a), (b) e (c), ilustram os valores médios das componentes estimadas de 60 Hz em cada um dos tipos de amplificadores estudados, em função da distância a uma fonte de interferência. Os gráficos mostram ainda, o valor médio da componente de 60 Hz na ausência da fonte de interferência, e também o intervalo de variação esperado para os valores estimados da componente em questão, correspondentes ao valor médio mais ou menos um erro padrão da média.

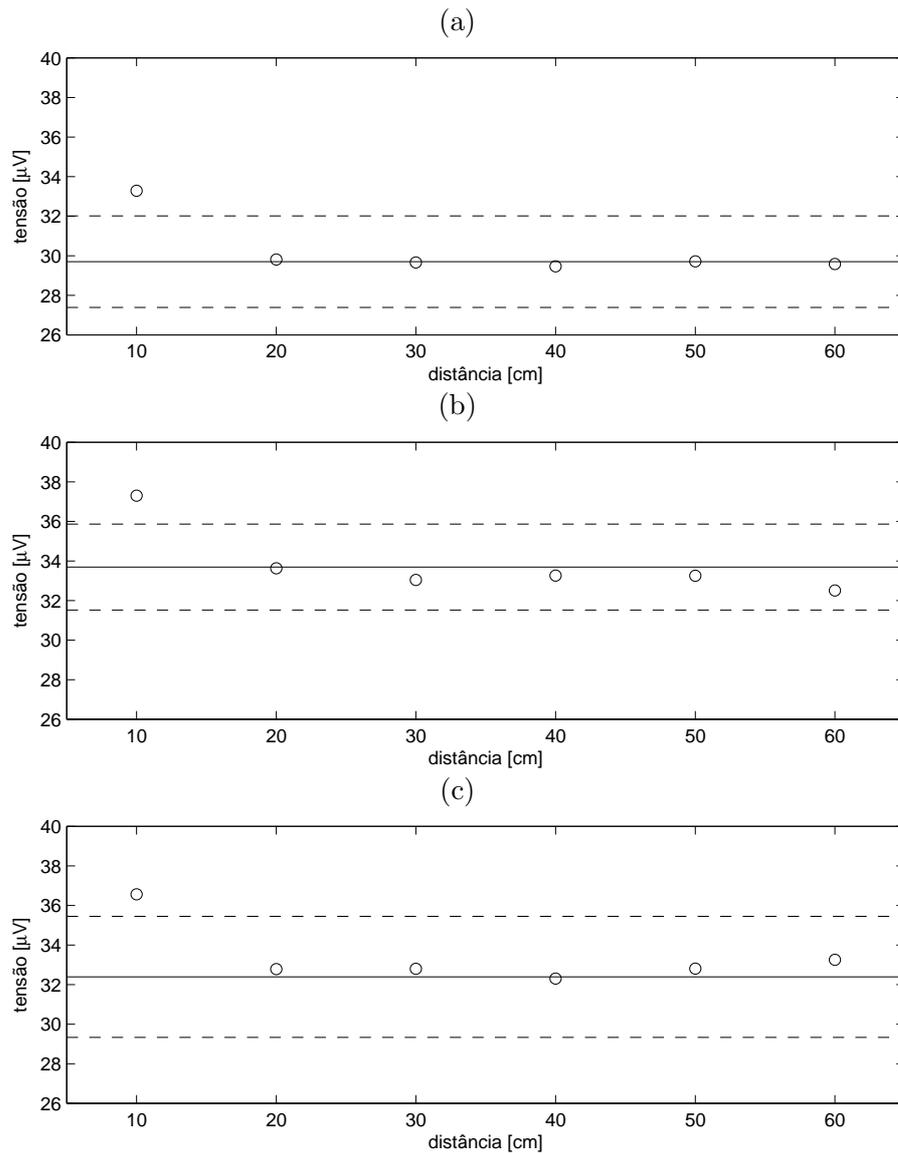


Figura 5.7: Registros dos valores médios estimados para a componente de interferência de 60 Hz ( $\circ$ ), em função da distância a uma fonte de interferência, obtidas dos amplificadores: (a) referenciado, (b) diferencial e (c) diferencial pleno. A linha contínua corresponde ao valor médio da componente de 60 Hz, na ausência da fonte de interferência. As linhas tracejadas indicam os limites do intervalo de variação esperado para as estimativas em discussão, correspondentes ao valor médio mais ou menos um erro padrão da média. Nos três casos, o valor estimado da componente de interferência excedeu o limite do esperado somente com a fonte de interferência a uma distância de 10 cm. Em todas as outras situações o valor da estimativa flutuou dentro dos limites do erro padrão da média, indicando que a fonte de interferência não produziu efeito significativo sobre os registros dos amplificadores. O resultado aqui expresso mostra que, do ponto de vista da robustez à interferência devida a fontes próximas, os três amplificadores apresentam o mesmo comportamento. Não há evidência de maior habilidade na rejeição de interferência de uma topologia em comparação às demais.

### 5.3 Análise dos Efeitos das Blindagens

A figura 5.8 ilustra os valores de tensão de interferência de 60 Hz na entrada do amplificador, com um dos cabos de medição inserido em um campo elétrico produzido pelo aparato ilustrado na figura 4.14. Os esquemas de blindagem de guarda e convencional foram utilizados. Os valores da tensão de excitação das placas condutoras do aparato foram variados de 0 a 140 V, em incrementos de 10 V. Para cada valor de excitação, a tensão de interferência na entrada do amplificador foi determinada.

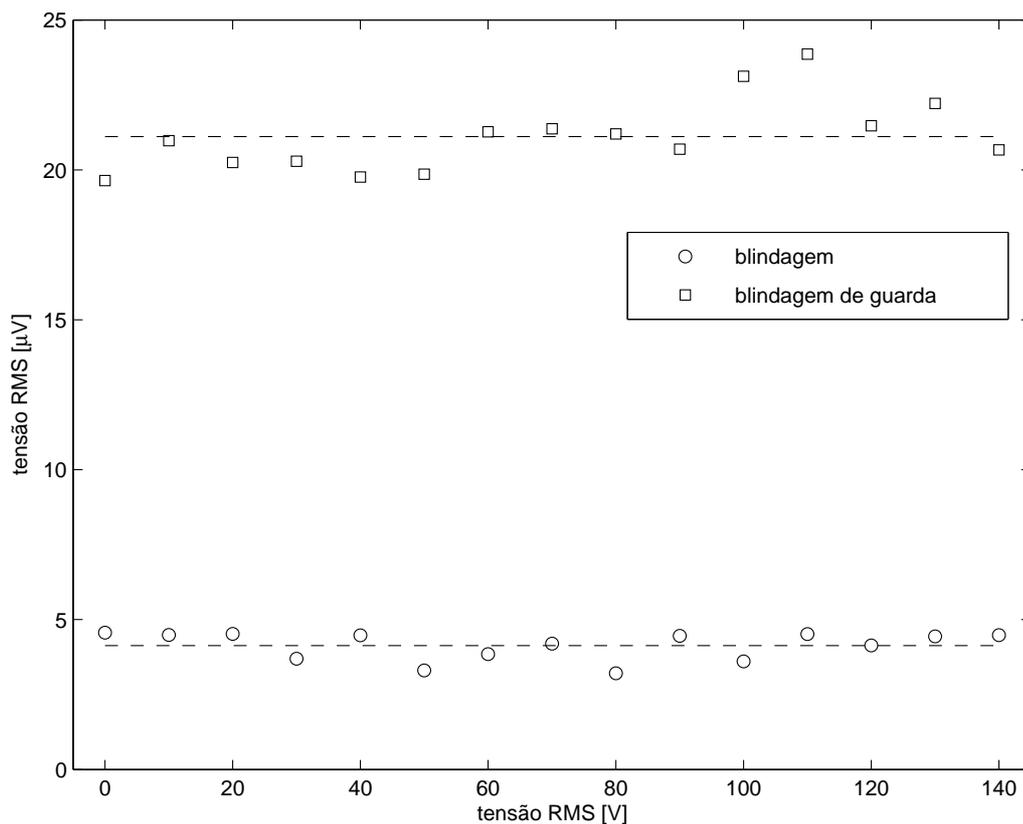


Figura 5.8: Tensões eficazes de interferência na entrada do amplificador, em função da tensão de excitação aplicada às placas condutoras do aparato ilustrado na figura 4.14. Os esquemas de blindagem de guarda e convencional foram utilizados. As linhas tracejadas correspondem aos valores médios das tensões eficazes de interferência para cada esquema de blindagem utilizado. Embora exista uma nítida flutuação dos valores de interferência, certamente devida a incertezas da medição, verifica-se que a componente de interferência não se altera com a tensão de excitação das placas do aparato. Isso mostra que ambas as blindagens foram eficientes. No entanto, o nível de interferência observado para o esquema de blindagem de guarda é notavelmente mais elevado que para a blindagem convencional.

## 5.4 Análise e Projeto do Circuito DRL

### 5.4.1 Comparação do Modelo Winter com o Modelo Proposto

As figuras 5.9 a 5.12 exibem módulo e fase da função de transferência do sistema proposto, ilustrado na figura 4.11, juntamente com módulo e fase da função de transferência, obtidos do modelo Winter. O sistema proposto consiste da conexão em série dos estágios que formam o laço de realimentação do circuito DRL. São eles, o modelo do circuito de excitação propriamente, em suas diferentes configurações, o modelo de acoplamentos entre os eletrodos, o corpo sob medição e a rede elétrica, o modelo do estágio de entrada do amplificador de biopotenciais, e o modelo do retardo no tempo do laço obtido das aproximações de Padé.

O modelo Winter difere do modelo proposto apenas na função de transferência do estágio referente aos eletrodos e acoplamentos elétricos, e também, na inexistência do bloco correspondente ao retardo no tempo do laço.

As configurações do circuito DRL empregadas são, respectivamente: amplificador sem compensação (figura 5.9), cujo ganho é o máximo que não provoca oscilação do sistema, experimentalmente determinado; amplificador com compensação por pólo dominante de ganho 1000 (60 dB) (figura 5.10); integrador (figura 5.11); e filtro passa-faixa de 60 Hz seguido de amplificador com ganho 1000 (figura 5.12).

Nenhum dos resultados aqui apresentados inclui, no laço formado pelo circuito DRL, os eletrodos ativos. A justificativa para sua omissão é que as respostas são semelhantes às aqui mostradas, exceto por um deslocamento para a esquerda da curva de fase da resposta. O efeito dos eletrodos ativos sobre a estabilidade do sistema é mais evidente nos resultados da seção que trata das variações dos parâmetros do modelo.

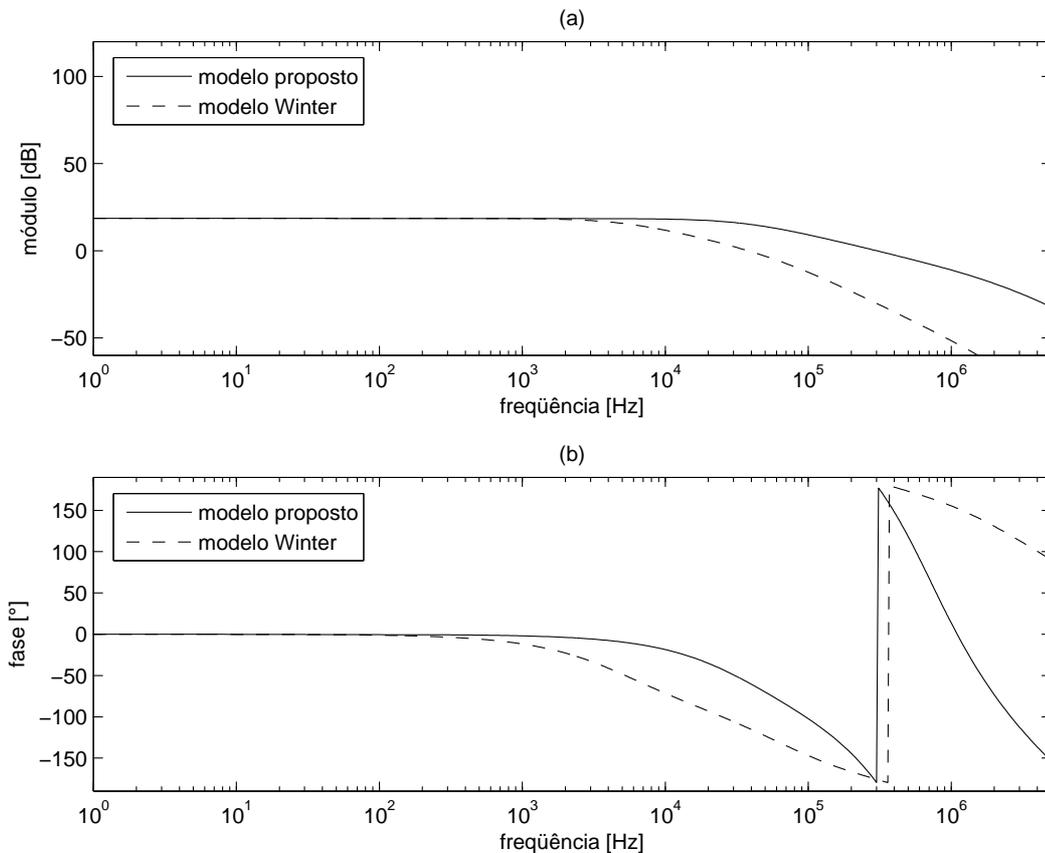


Figura 5.9: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador sem compensação, considerando os modelos Winter e proposto. O ganho (17,8 ou 25 dB) foi experimentalmente determinado, e consiste no maior valor em que o sistema permaneceu estável. As curvas mostram os valores obtidos do modelo proposto neste trabalho comparados àqueles obtidos do modelo Winter, sem eletrodos ativos. (b) Fases das funções de transferência dos sistemas anteriores. São comparadas, assim como em (a), as fases obtidas do modelo proposto e do modelo Winter. Deve-se notar que, embora os resultados produzidos por ambos os modelos sejam equivalentes para frequências abaixo de 1 kHz, a discrepância é acentuada acima deste valor de frequência. Conseqüentemente, o modelo Winter não consegue prever a condição em que o sistema entrará em oscilação. De acordo com este modelo, o ganho do sistema pode ser elevado em aproximadamente 20 dB sem prejuízo da estabilidade, o que é falso. Por outro lado, é visível que o modelo proposto foi capaz de determinar, com relativa precisão, a condição que levará o sistema à instabilidade. A curva de módulo atinge 0 dB (ganho unitário) praticamente na mesma frequência em que a curva de fase atinge  $180^\circ$ . Portanto, uma pequena elevação de ganho é suficiente para tornar o sistema instável, conforme experimentalmente observado.

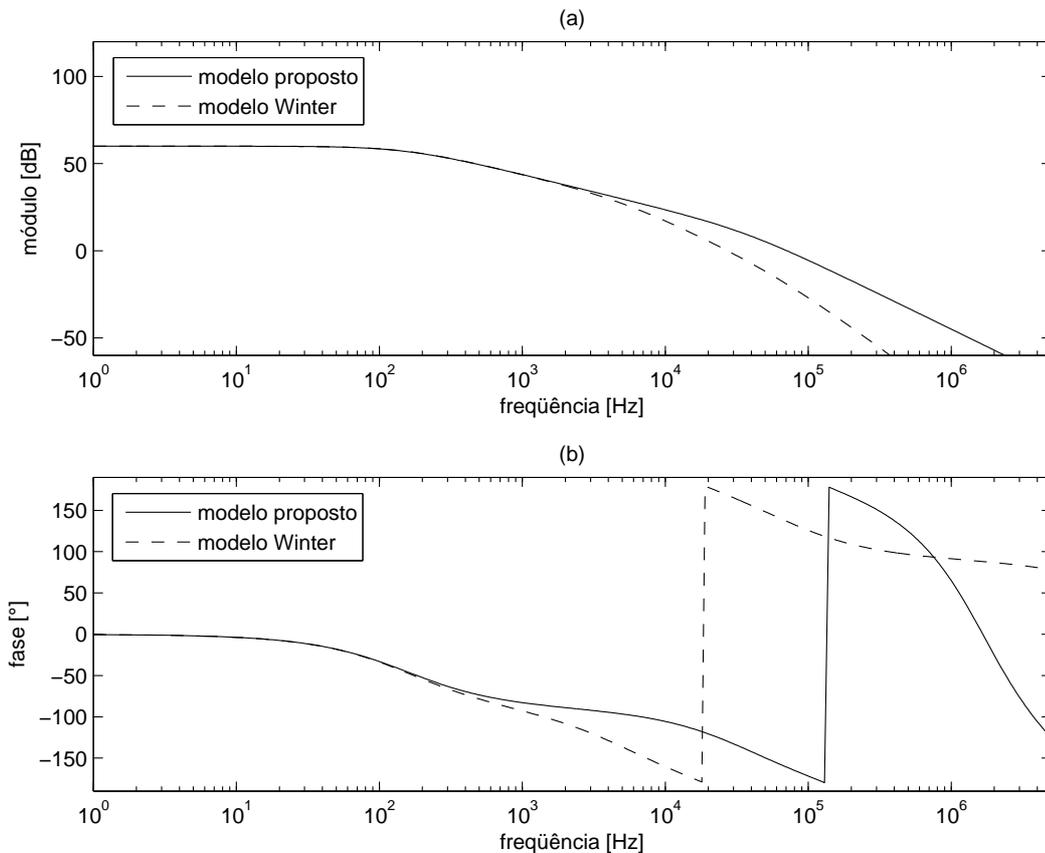


Figura 5.10: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador de ganho 1000 (60 dB) com compensação por pólo dominante, calculada para uma margem de ganho de 10 dB, considerando os modelos Winter e proposto, sem eletrodos ativos. (b) Fases das funções de transferência dos sistemas anteriores. É perceptível a discrepância entre os resultados obtidos pelo modelo proposto e o modelo Winter para frequências superiores a 1 kHz. É evidente também que segundo o modelo Winter o sistema é instável, visto que a curva de módulo atinge 0 dB numa frequência superior àquela em que a curva de fase atinge  $180^\circ$ . Por outro lado, nota-se claramente que, de acordo com o modelo proposto, a curva de módulo atinge 0 dB em aproximadamente 100 kHz, ao passo que a curva de fase atinge  $180^\circ$  numa frequência ligeiramente superior, em torno de 150 kHz. Esta observação mostra, não somente que o sistema é estável, mas também que o cálculo da compensação baseado no modelo proposto foi eficaz.

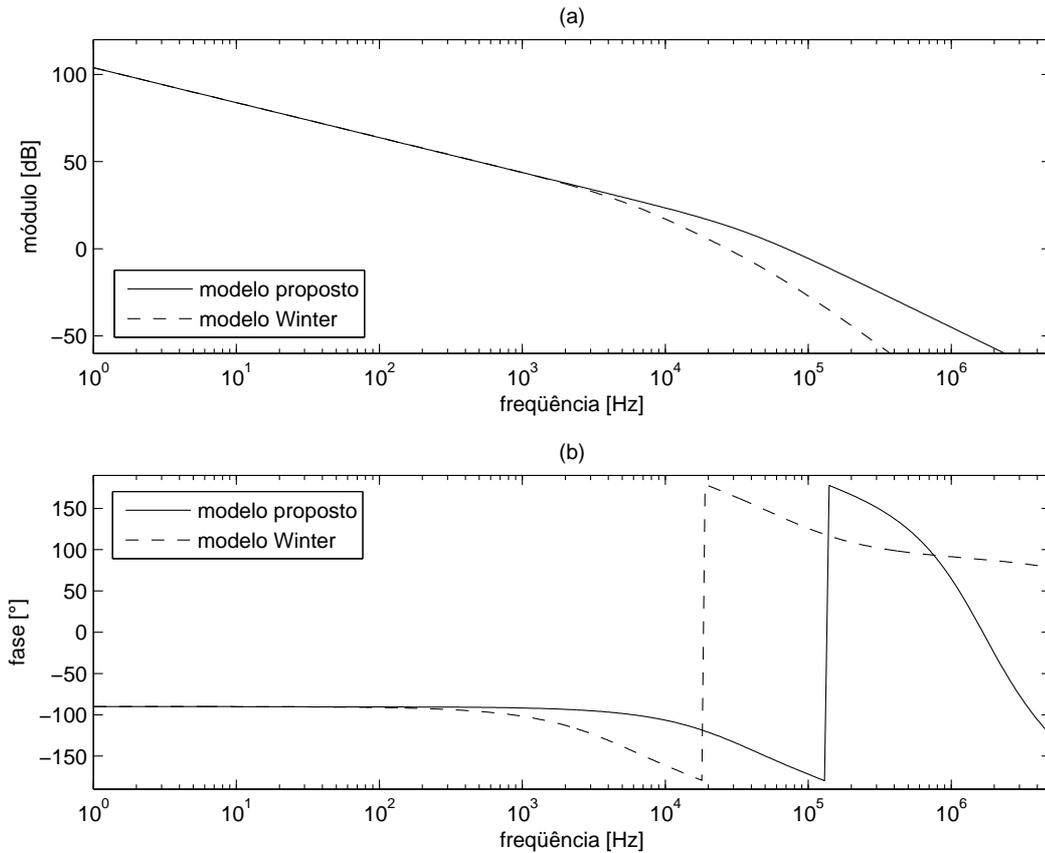


Figura 5.11: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, cuja constante de tempo foi calculada para que o sistema opere com uma margem de ganho de 10 dB, considerando os modelos Winter e proposto, sem eletrodos ativos. (b) Fases das funções de transferência dos sistemas anteriores. Novamente, é perceptível a discrepância entre os resultados obtidos pelo modelo proposto e o modelo Winter para frequências superiores a 1 kHz. Mais uma vez, é evidente, também, que segundo o modelo Winter o sistema é instável, visto que a curva de módulo atinge 0 dB numa frequência superior àquela em que a curva de fase atinge  $180^\circ$ . Por outro lado, nota-se claramente que, de acordo com o modelo proposto, a curva de módulo atinge 0 dB em aproximadamente 100 kHz, ao passo que a curva de fase atinge  $180^\circ$  numa frequência próxima a 150 kHz. Esta observação mostra, não somente que o sistema é estável, mas também que o cálculo da constante de tempo do integrador baseado no modelo proposto foi eficaz.

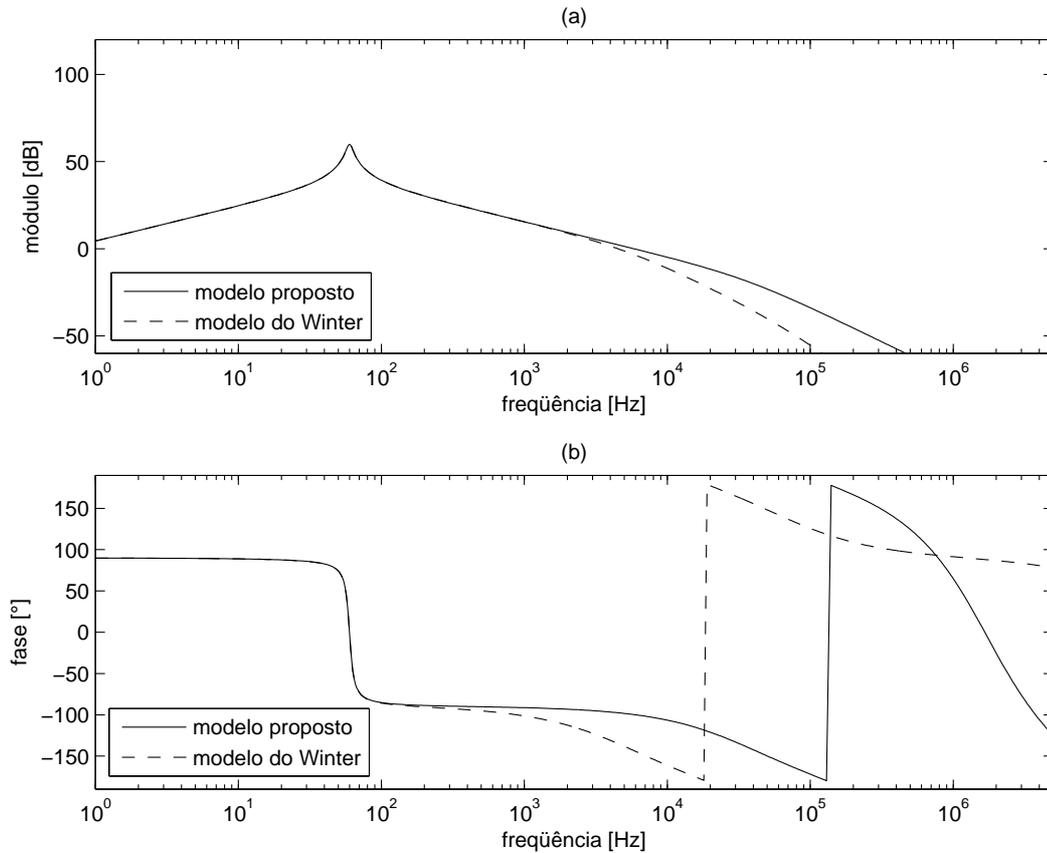


Figura 5.12: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa de 60 Hz de ganho 1000 (60 dB), considerando os modelos Winter e proposto, sem eletrodos ativos. (b) Fases das funções de transferência dos sistemas anteriores. Novamente, é perceptível a discrepância entre os resultados obtidos pelo modelo proposto e o modelo Winter para frequências superiores a 1 kHz. A margem de ganho do sistema, de acordo com o modelo Winter, é de aproximadamente 25 dB. De acordo com o modelo proposto, a margem de ganho é ainda maior, da ordem de 40 dB. Estes resultados mostram que o circuito DRL na configuração em discussão é bastante robusto a problemas de instabilidade. No entanto, sua eficiência está concentrada na frequência de 60 Hz, de modo que tensões de modo comum provenientes de outras fontes, que não a rede elétrica, perturbarão a medição.

### 5.4.2 Efeitos da Variação dos Parâmetros do Modelo Proposto

As figuras 5.13 a 5.24 ilustram os resultados da variação de diversos parâmetros do modelo proposto para o sistema formado pela utilização do circuito DRL (figura 4.11) dentro de faixas de valores plausíveis. Em cada figura é exibido o módulo da resposta dos sistemas, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz, juntamente com a margem de ganho de cada um dos sistemas em discussão. O objetivo é analisar o efeito do parâmetro variado sobre a eficiência do circuito DRL na redução da tensão de modo comum sobre o corpo, medida pelo módulo da resposta do sistema em 60 Hz, e sobre a estabilidade do sistema, utilizando a margem de ganho.

As configurações de circuito DRL analisadas são amplificador de ganho 1000 com compensação por pólo dominante e integrador. Nos dois casos foram considerados sistemas com e sem eletrodos ativos.

Os parâmetros variados, bem como as faixas de valores percorridos, estão enumerados a seguir:

1.  $R_2C_2$  (amplificador compensado): 0,1 a 10 ms;
2.  $R_1C_2$  (integrador): 0,1 a 10  $\mu$ s;
3.  $G_o$ : 100.000 a 3.500.000;
4.  $f_a$ : 1 a 10 Hz;
5.  $C_{ce}$ : 2 a 2.000 pF;
6.  $C_e$ : 2 a 20.000 nF; e
7.  $R_e$ : 0,5 a 500 k $\Omega$ .

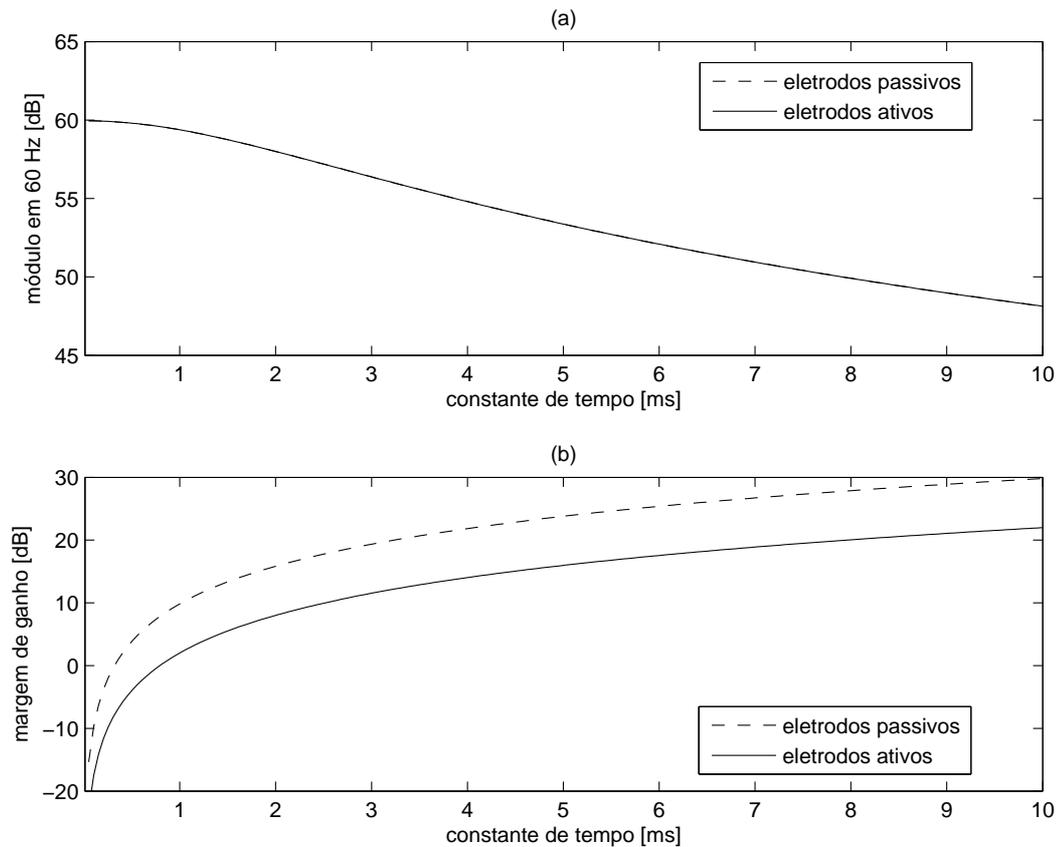


Figura 5.13: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi variada de 0,1 a 10 ms a fim de verificar seu efeito sobre o desempenho do sistema, e também sobre a estabilidade do laço. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. As curvas mostram que a elevação da constante de tempo da compensação eleva a margem de ganho do sistema, o que significa afastá-lo da instabilidade. No entanto, o ganho efetivo do circuito, que corresponde ao módulo da função de transferência em questão na frequência de 60 Hz diminui. Como pode ser observado, as curvas de módulo com e sem eletrodos ativos estão sobrepostas, indicando que, conforme esperado, os eletrodos ativos não afetam o módulo da resposta do sistema. No entanto, a margem de ganho do sistema é consideravelmente alterada pela inserção dos eletrodos ativos, no sentido de aproximá-lo da condição de instabilidade.

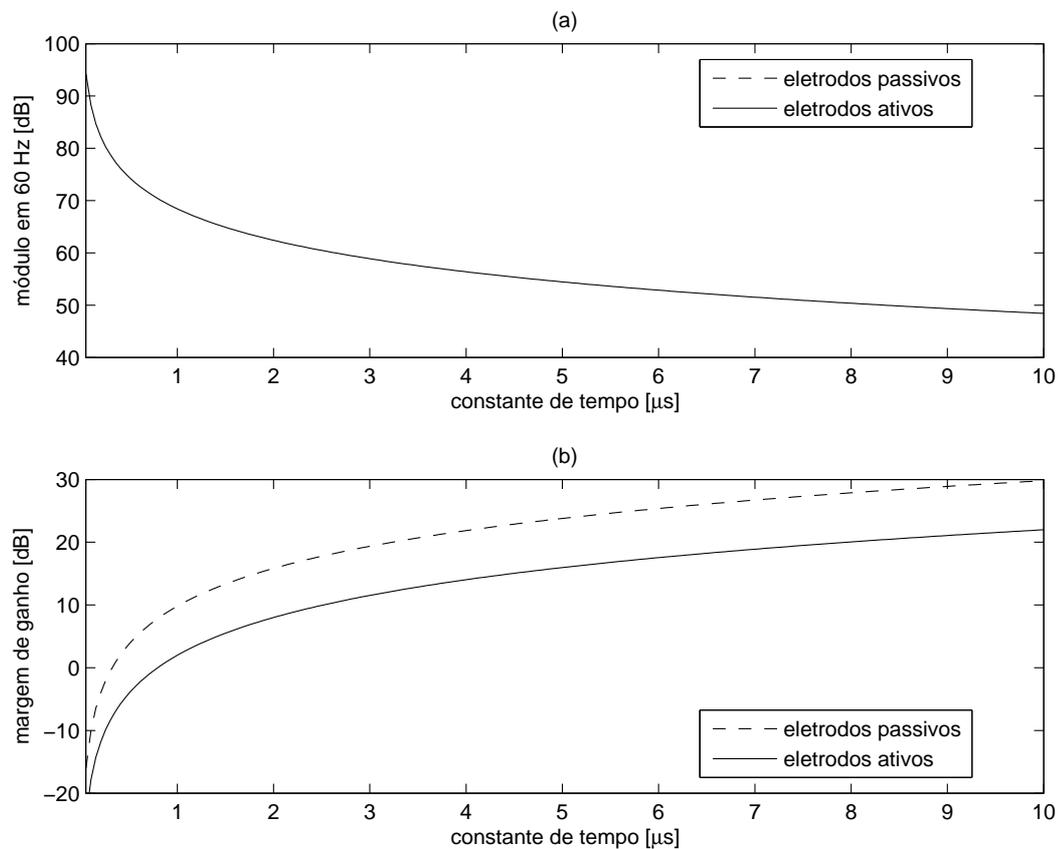


Figura 5.14: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1C_2$ ) foi variada de 0,1 a 10  $\mu\text{s}$  a fim de verificar seu efeito sobre o desempenho do sistema, e também sobre a estabilidade do laço. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. As curvas mostram que a elevação da constante de tempo da compensação eleva a margem de ganho do sistema, o que significa afastá-lo da instabilidade. No entanto, o ganho efetivo do circuito, que corresponde ao módulo da função de transferência em questão na frequência de 60 Hz diminui. Neste caso, a redução do ganho efetivo é muito mais acentuada que na configuração amplificador. Assim como na configuração amplificador, o emprego dos eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta do sistema, mas reduz a margem de ganho, colocando o sistema mais próximo da região de instabilidade.

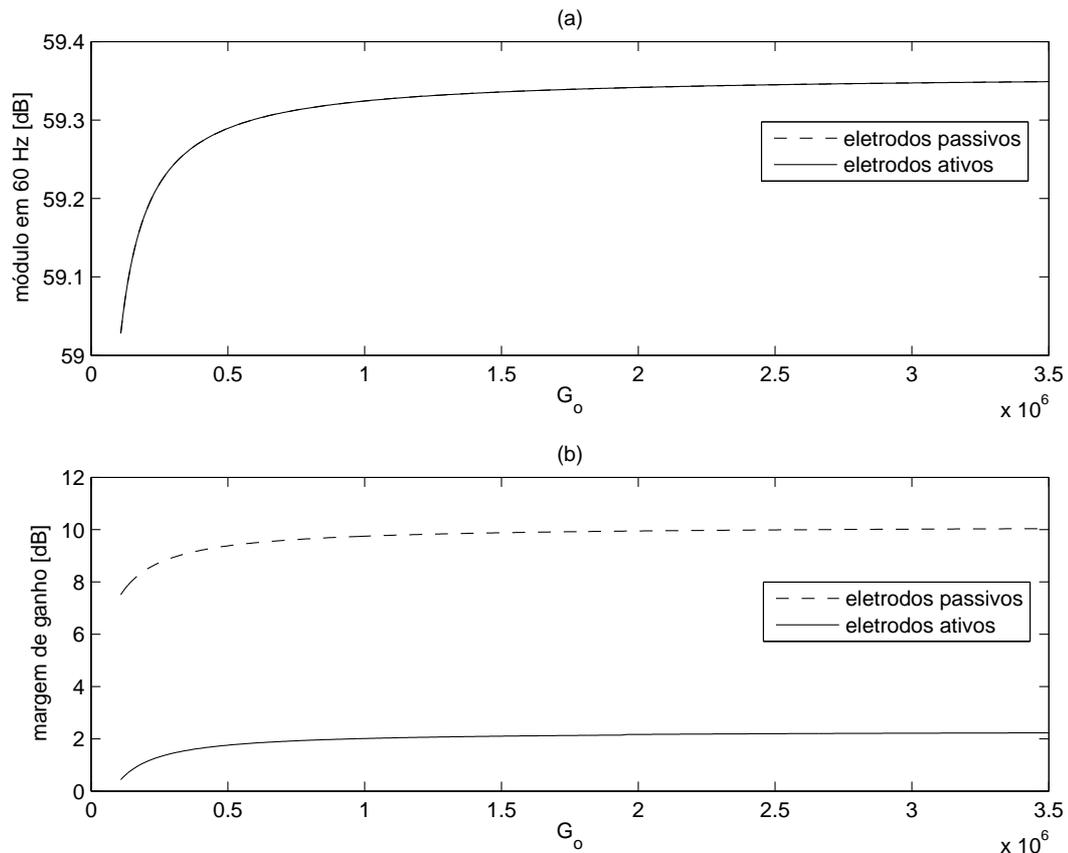


Figura 5.15: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do pólo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. O ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais do sistema foi variado de 100.000 a 3.500.000 a fim de verificar seu efeito sobre o desempenho do sistema, e também sobre a estabilidade do laço. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação do ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz. No entanto, valores deste parâmetro abaixo de 250.000 provocaram um erro na margem de ganho calculada de, aproximadamente, 2 dB.

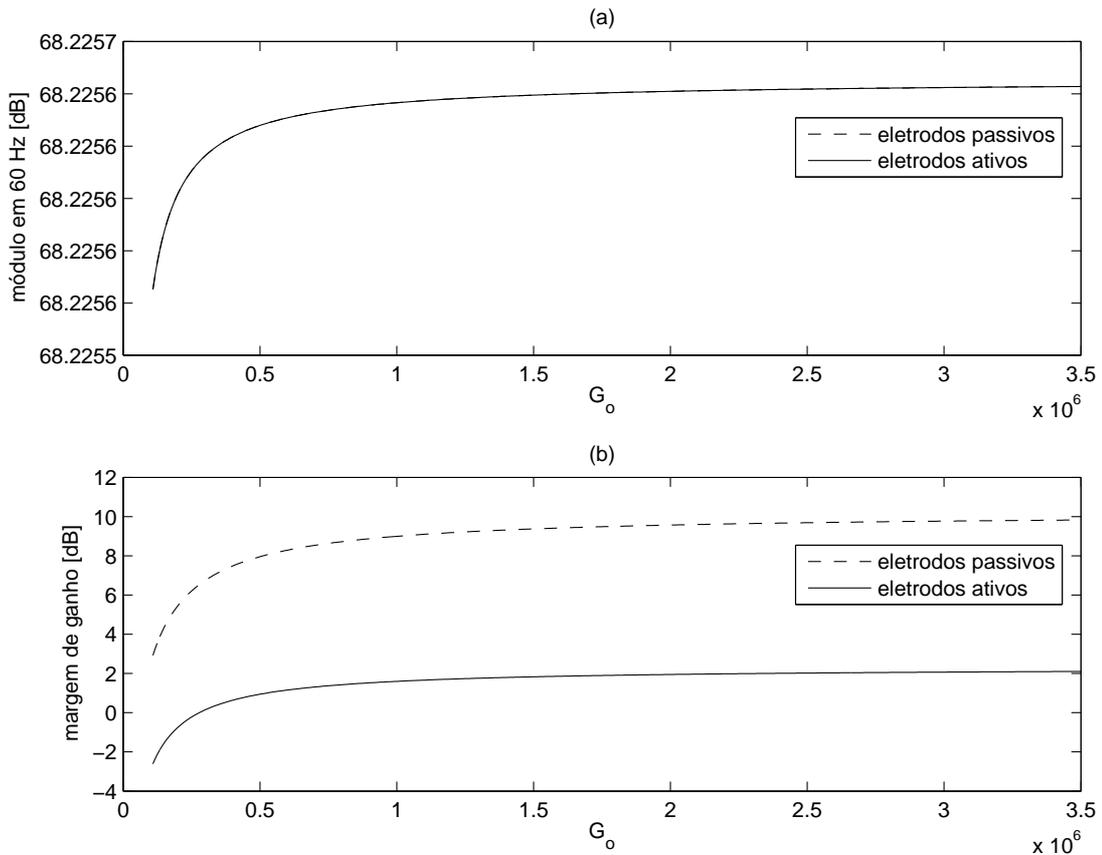


Figura 5.16: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. O ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais do sistema foi variado de 100.000 a 3.500.000 a fim de verificar seu efeito sobre o desempenho do sistema, e também sobre a estabilidade do laço. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. O comportamento desta configuração em função da variação de  $G_o$  é semelhante ao da configuração amplificador. No entanto, a variação observada no módulo da resposta em 60 Hz se tornou ainda menos expressiva. Em contra-partida, o erro produzido sobre a margem de ganho se tornou bastante acentuado, a ponto de tornar o sistema com eletrodos ativos instável para valores de  $G_o$  inferiores a 300.000.

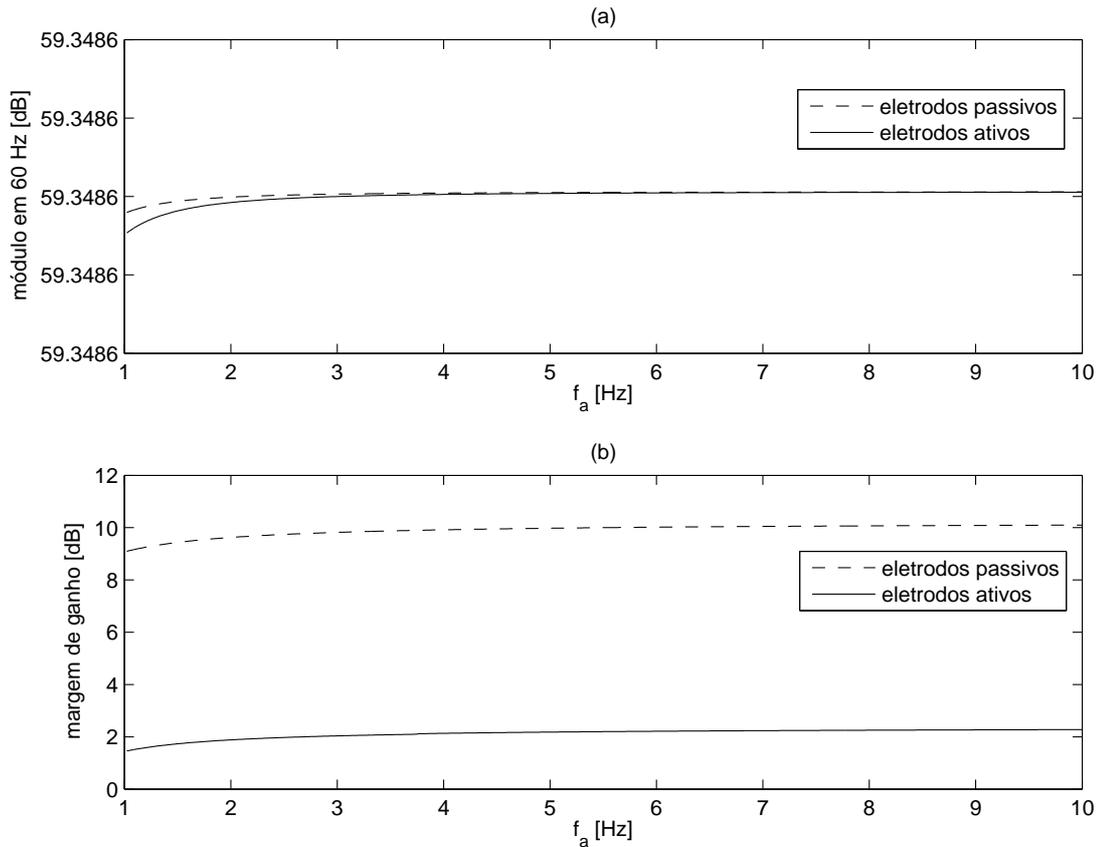


Figura 5.17: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do pólo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A frequência de corte do modelo de primeira ordem dos amplificadores operacionais do sistema foi variada de 1 a 10 Hz. Vale lembrar que o valor médio estimado deste parâmetro, para uma amostra de 5 amplificadores, foi de, aproximadamente, 6 Hz. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação deste parâmetro não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz. A margem de ganho do sistema foi afetada, contudo o erro cometido foi, no máximo 1 dB, o que pode ser considerado pequeno.

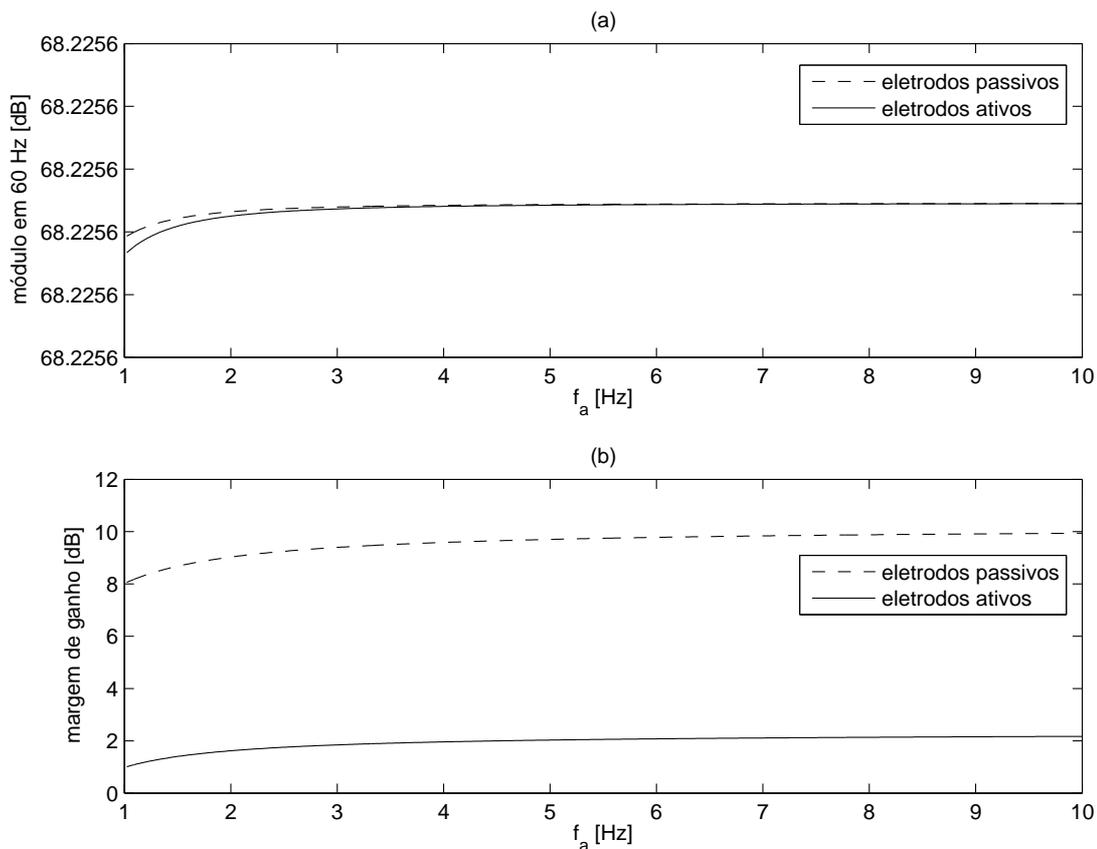


Figura 5.18: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A frequência de corte do modelo de primeira ordem dos amplificadores operacionais do sistema foi variada de 1 a 10 Hz. Vale lembrar que o valor médio estimado deste parâmetro, para uma amostra de 5 amplificadores, foi de, aproximadamente, 6 Hz. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. Assim como na configuração amplificador, a variação deste parâmetro não causou variações significativas no módulo da resposta do sistema em 60 Hz, e mais uma vez, provocou erro na margem e ganho. É importante mencionar que o desvio causado sobre a margem de ganho do sistema, neste caso, foi maior que na configuração amplificador, no entanto, a variação manteve-se abaixo de 2 dB.

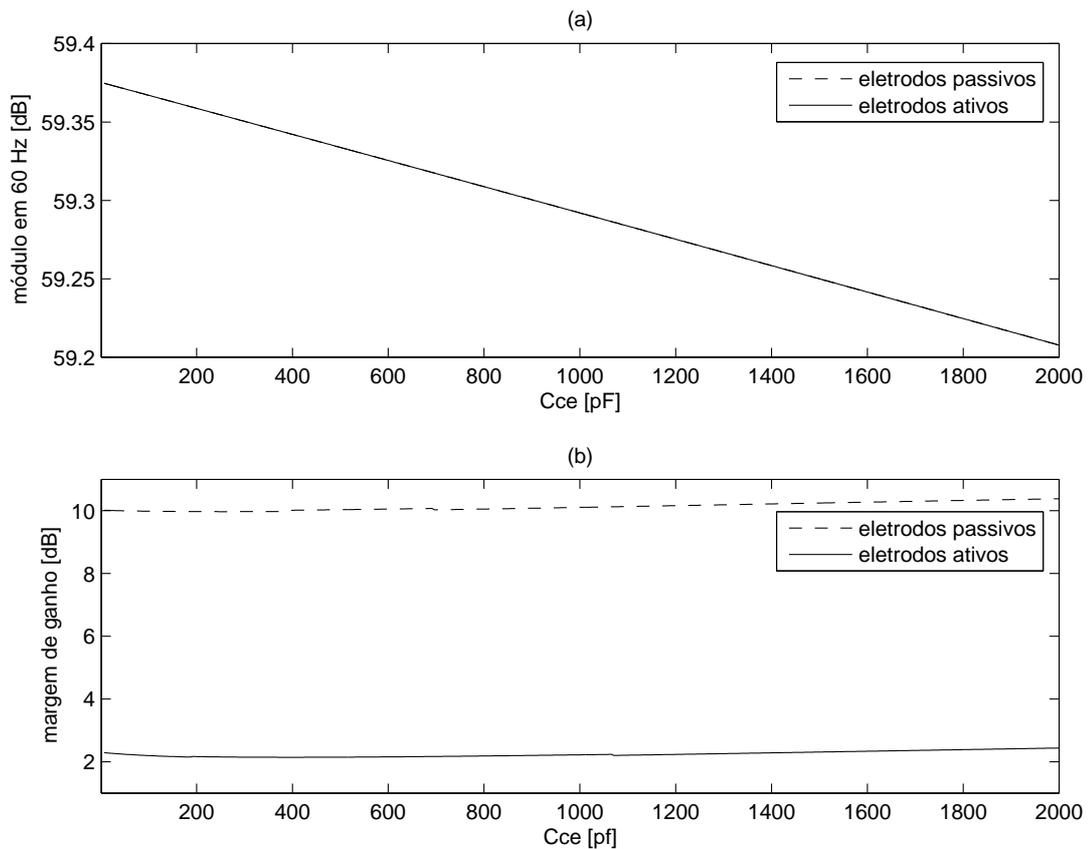


Figura 5.19: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do pólo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A capacitância resultante do acoplamento com a rede elétrica no modelo Winter modificado foi variada de 2 a 2.000 pF. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação deste parâmetro não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz, mas mostrou uma tendência de redução com seu crescimento. Esta capacitância está relacionada com a proximidade da rede elétrica, e ainda, com a área da superfície do corpo. Contudo, o valor de 2 nF é demasiado alto, de maneira que a tendência de redução do módulo da resposta em 60 Hz, evidenciada na figura, não constitui um problema. A margem de ganho do sistema não foi afetada significativamente pela variação deste parâmetro.

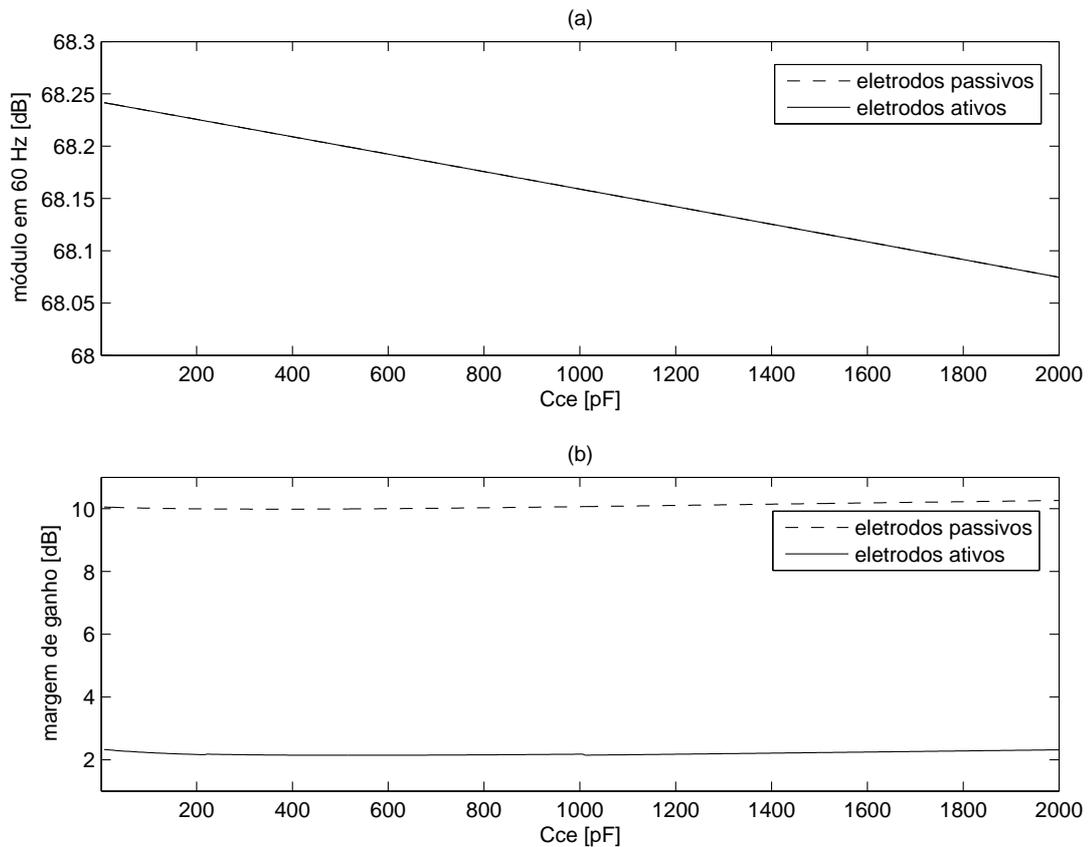


Figura 5.20: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1 C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A capacitância resultante do acoplamento com a rede elétrica no modelo Winter modificado foi variada de 2 a 2.000 pF. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. O comportamento do sistema, nesta configuração, em função da referida capacitância, é semelhante ao observado para a configuração amplificador. A variação deste parâmetro não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz, mas mostrou uma tendência de redução com seu crescimento. Esta capacitância está relacionada com a proximidade da rede elétrica, e ainda, com a área da superfície do corpo. Contudo, o valor de 2 nF é demasiado alto, de maneira que a tendência de redução do módulo da resposta em 60 Hz, evidenciada na figura, não constitui um problema. A margem de ganho do sistema não foi afetada significativamente pela variação deste parâmetro.

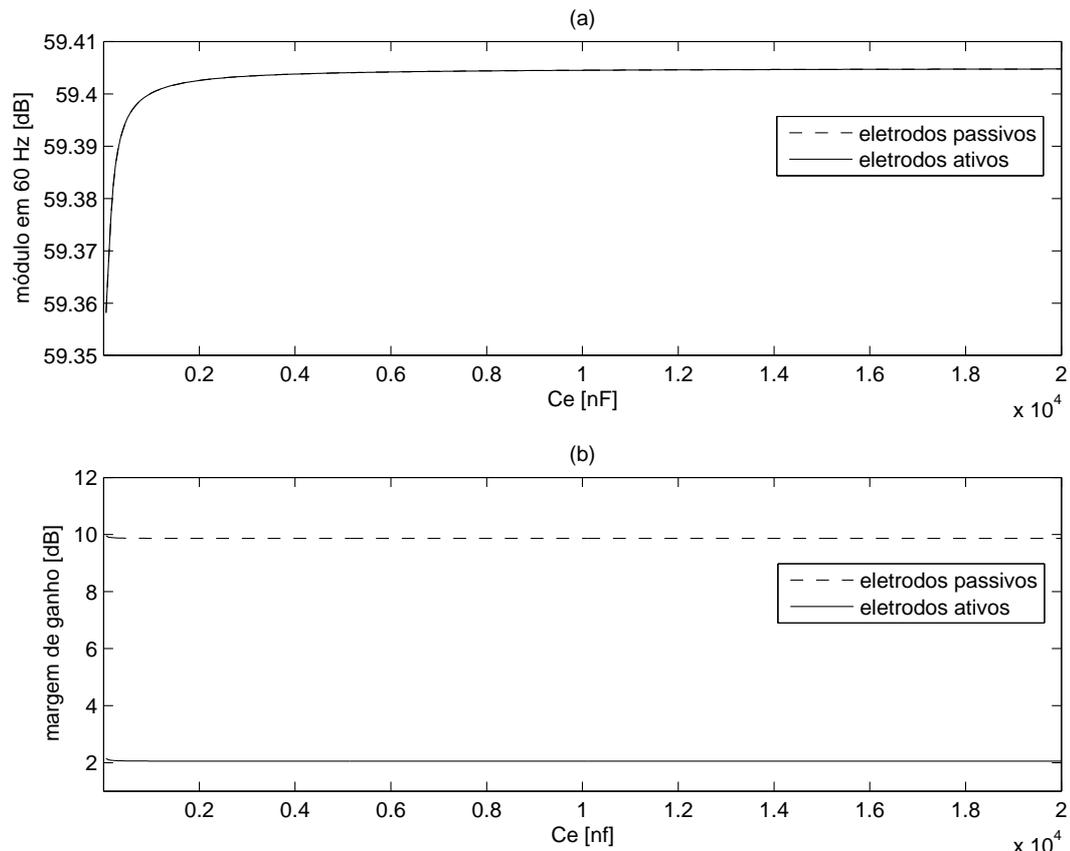


Figura 5.21: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do pólo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A capacitância dos eletrodos foi variada de 2 a 20.000 nF. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação desta capacitância não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz. A margem de ganho do sistema sofreu uma pequena elevação para valores deste parâmetro abaixo de 50 nF, o que definitivamente, não representa um problema, uma vez que afasta o sistema da condição de instabilidade.

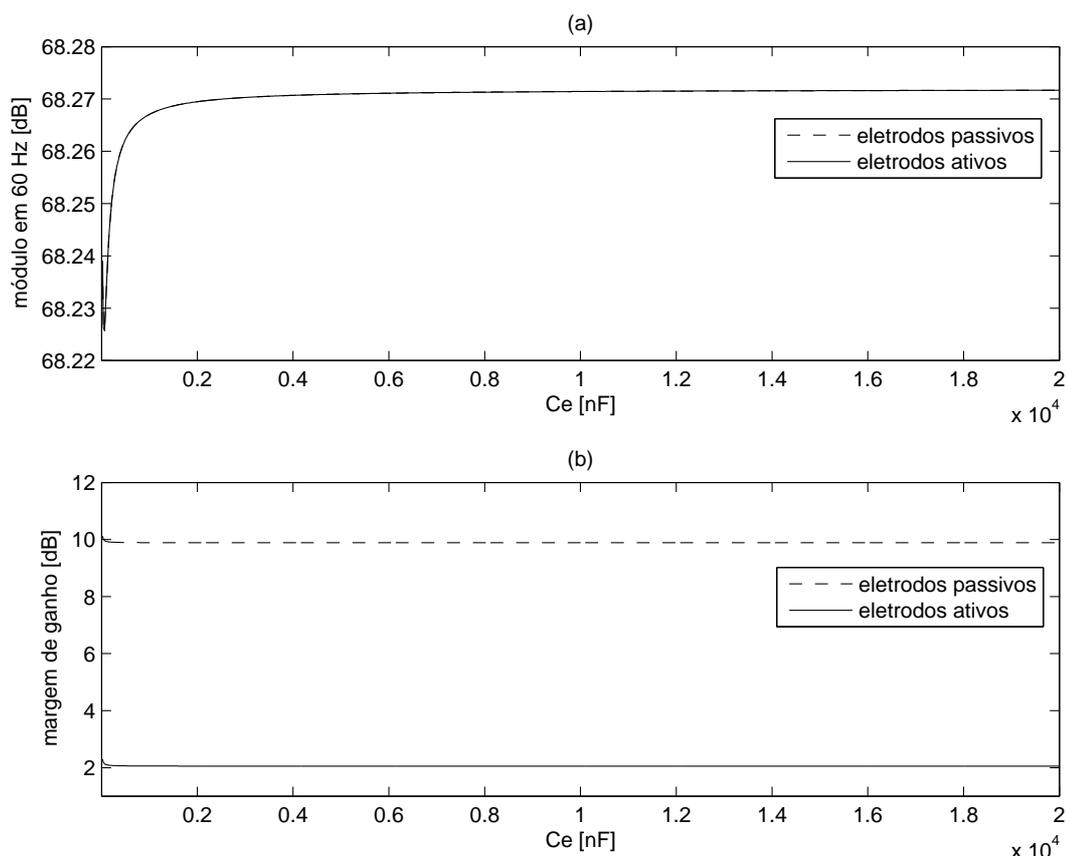


Figura 5.22: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1 C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A capacitância dos eletrodos foi variada de 2 a 20.000 nF. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. Como na configuração amplificador, a variação desta capacitância não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz.

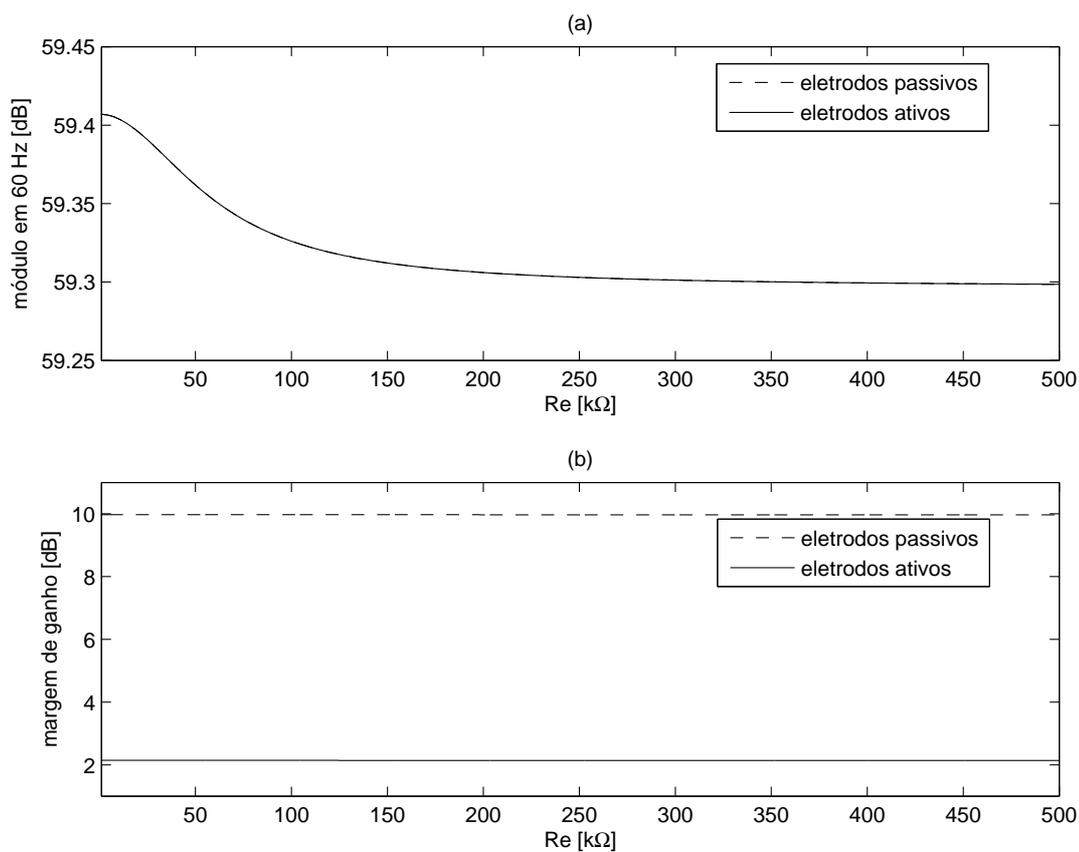


Figura 5.23: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração amplificador com ganho 1000 (60 dB), com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do pólo de compensação ( $R_2C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A resistência dos eletrodos foi variada de 0,5 a 500  $k\Omega$ . (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação desta resistência não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz, e nenhum efeito observável sobre a margem de ganho do sistema.

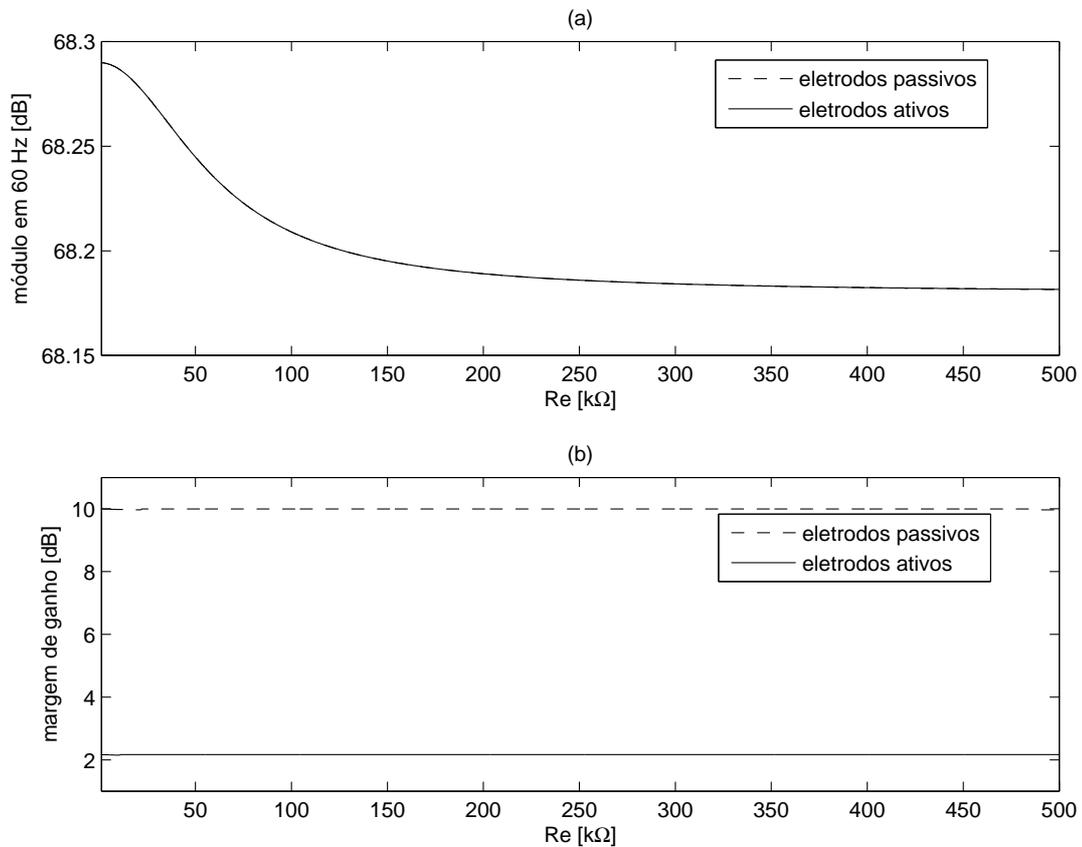


Figura 5.24: (a) Módulos das funções de transferência do laço formado pela utilização do circuito DRL na configuração integrador, com e sem eletrodos ativos, na frequência de 60 Hz. A constante de tempo do integrador ( $R_1C_2$ ) foi calculada para uma margem de ganho de 10 dB, sem eletrodos ativos. A resistência dos eletrodos foi variada de 0,5 a 500 kΩ. (b) Margens de ganho dos sistemas anteriores. Conforme anteriormente observado, o emprego de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta em 60 Hz, mas reduz a margem de ganho do sistema em aproximadamente 8 dB. A variação desta resistência não causou variações significativas no módulo da resposta em 60 Hz, e nenhum efeito observável sobre a margem de ganho do sistema.

### 5.4.3 Efeito do Circuito DRL sobre a Tensão de Modo Comum

As tabelas 5.3 a 5.8 trazem registrados os valores da tensão de modo comum sobre o corpo sob medição para as diversas configurações do circuito DRL, calculados através do modelo Winter e do modelo proposto, juntamente com valores obtidos de simulações no SPICE e de medições em laboratório. As medições foram realizadas sobre o circuito emulador de biopotenciais. Estes resultados possibilitam a comparação entre as habilidades do modelo proposto e do modelo Winter de explicar o comportamento do sistema em 60 Hz.

Tabela 5.3: Efeito do circuito DRL na configuração amplificador sem compensação sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
eletrodos passivos	2,111 mV	2,105 mV	2,067 mV	2,070 mV
eletrodos ativos	4,054 mV	4,040 mV	3,943 mV	3,996 mV

Obs.: no sistema com eletrodos passivos o ganho é 17,82.

No sistema com eletrodos ativos o ganho é 8,6.

Tabela 5.4: Efeito do circuito DRL na configuração amplificador com compensação sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

Ganho	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
100	399,23 $\mu$ V	398,12 $\mu$ V	387,44 $\mu$ V	395,61 $\mu$ V
200	201,78 $\mu$ V	201,23 $\mu$ V	195,80 $\mu$ V	199,11 $\mu$ V
500	76,04 $\mu$ V	75,83 $\mu$ V	73,95 $\mu$ V	78,99 $\mu$ V

Tabela 5.5: Efeito do circuito DRL na configuração amplificador com compensação, acrescido de eletrodos ativos, sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

Ganho	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
100	399,30 $\mu$ V	398,20 $\mu$ V	387,88 $\mu$ V	403,67 $\mu$ V
200	201,93 $\mu$ V	201,39 $\mu$ V	196,15 $\mu$ V	206,84 $\mu$ V
500	76,47 $\mu$ V	76,26 $\mu$ V	74,29 $\mu$ V	84,37 $\mu$ V

Tabela 5.6: Efeito do circuito DRL na configuração integrador sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
eletrodos passivos	4,75 $\mu$ V	4,74 $\mu$ V	4,72 $\mu$ V	19,27 $\mu$ V
eletrodos ativos	9,42 $\mu$ V	9,40 $\mu$ V	9,27 $\mu$ V	18,56 $\mu$ V

Tabela 5.7: Efeito do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

Ganho	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
100	506,42 $\mu\text{V}$	505,02 $\mu\text{V}$	498,03 $\mu\text{V}$	483,26 $\mu\text{V}$
200	255,01 $\mu\text{V}$	254,31 $\mu\text{V}$	253,93 $\mu\text{V}$	250,37 $\mu\text{V}$
500	102,44 $\mu\text{V}$	102,16 $\mu\text{V}$	103,14 $\mu\text{V}$	107,80 $\mu\text{V}$

Tabela 5.8: Efeito do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa, acrescido de eletrodos ativos, sobre a tensão de modo comum da entrada do sistema.

Ganho	Modelo proposto	Modelo Winter	SPICE	Medição
100	506,42 $\mu\text{V}$	505,02 $\mu\text{V}$	498,06 $\mu\text{V}$	489,78 $\mu\text{V}$
200	255,00 $\mu\text{V}$	254,31 $\mu\text{V}$	253,96 $\mu\text{V}$	258,46 $\mu\text{V}$
500	102,44 $\mu\text{V}$	102,16 $\mu\text{V}$	103,16 $\mu\text{V}$	119,81 $\mu\text{V}$

## 5.5 Estimação dos Parâmetros dos Amplificadores Operacionais

A amostra de cinco amplificadores operacionais (TL071, Texas Instruments) submetida ao processo de estimação dos parâmetros ganho em malha aberta ( $G_o$ ) e frequência de corte do modelo de primeira ordem ( $f_a$ ), resultou nos dados da tabela 5.9. A figura 5.25 ilustra um trecho do sinal registrado de um dos amplificadores, juntamente com a resposta obtida da aplicação de uma entrada do tipo onda quadrada com amplitude 1  $\mu\text{V}$  pico a pico e frequência 2 Hz, ao modelo de amplificador operacional de primeira ordem com os parâmetros estimados.

Tabela 5.9: Estimativas dos parâmetros dos amplificadores operacionais ensaiados.

Amplificador	$G_o (\times 10^6)$	$\tau$ (ms)	$f_a$ (Hz)
1	3,9074	29,3135	5,4294
2	4,0643	27,8205	5,7208
3	4,1250	29,6850	5,3615
4	3,4889	23,6528	6,7288
5	3,4395	22,4421	7,0918
<b>Média</b>	<b>3,805</b>	<b>26,5828</b>	<b>5,9871</b>

Os atrasos de tempo resultantes estimados, respectivamente, para os sistemas com e sem eletrodos ativos, são 816 e 324 ns.

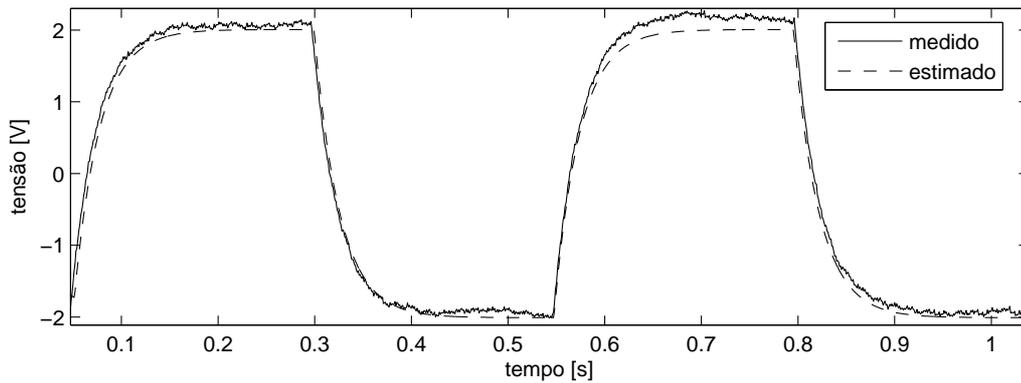


Figura 5.25: Registro da tensão de saída de um dos amplificadores operacionais usado para a estimação de parâmetros do modelo de ganho finito e resposta de primeira ordem, juntamente com a saída produzida pelos parâmetros estimados. Mesmo na presença de ruído e oscilações de baixa frequência (flutuações da tensão de *offset*, semelhante à verificada no segundo ciclo do sinal medido) o sinal estimado se aproxima do medido, verificado através de inspeção visual, o que torna o processo de estimação confiável.

## 5.6 Estimação das Impedâncias dos Eletrodos Através do Sinal de ECG

A tabela 5.10 mostra os valores das resistências e capacitâncias estimadas para cinco diferentes animais experimentais, a partir do método descrito na seção 4.3.6. A figura 5.26 ilustra as formas de onda das tensões registradas em  $V_{A'A}$  e  $V_{BB'}$  de um dos animais da amostra, acompanhadas das estimativas das referidas tensões, obtidas da aplicação da corrente medida ( $V_{AB}/R$ ) sobre o modelo de impedância adotado para os eletrodos.

Tabela 5.10: Estimativas das resistências e capacitâncias dos eletrodos baseadas no sinal de ECG.

Animal	Eletrodo A		Eletrodo B	
	$Re$ (k $\Omega$ )	$Ce$ ( $\mu$ F)	$Re$ (k $\Omega$ )	$Ce$ ( $\mu$ F)
1	9,0401	12,7871	1,2955	2,5109
2	2,5982	4,0974	13,9794	2,0567
3	14,3577	0,0575	14,2823	1,0266
4	6,5284	1,3578	12,7670	1,0038
5	4,1235	2,0534	10,5429	1,7710
<b>Média</b>	<b>7,3296</b>	<b>4,0706</b>	<b>10,5734</b>	<b>1,6738</b>

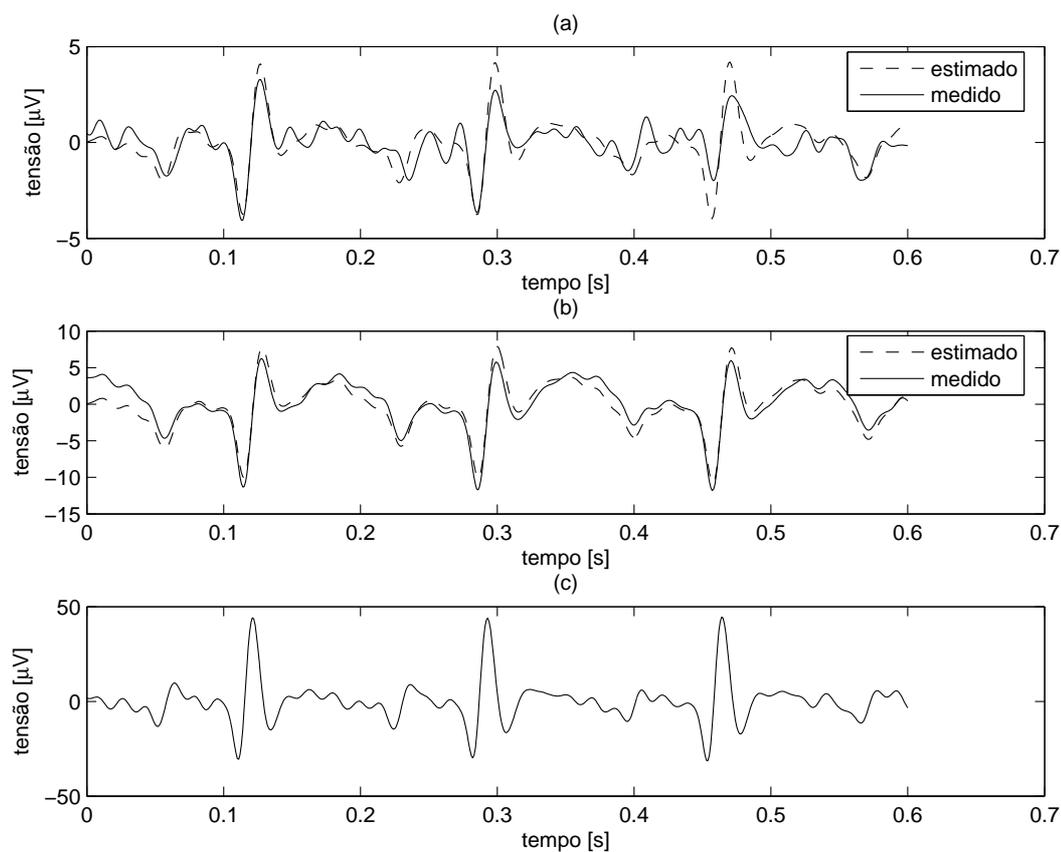


Figura 5.26: Registro das tensões  $v_{A'A}$  (a),  $v_{BB'}$  (b) e  $v_{AB}$  (c) juntamente com as estimativas obtidas da aplicação do sinal de corrente medida no circuito ( $v_{AB}/R$ ), sobre o modelo de impedância adotado. Os valores dos parâmetros resistência e capacitância, em cada um dos eletrodos, foram obtidos dos procedimentos de estimação através do método dos mínimos quadrados. Como pode ser visualmente verificado nas figuras, a tensão estimada se aproxima daquela registrada. No entanto, é notável que esta aproximação é melhor em (b) que em (a). Podem ser duas as razões para este pior ajuste da estimativa da tensão  $v_{A'A}$ . A primeira delas é a pior relação sinal-ruído em  $v_{A'A}$  comparada a  $v_{BB'}$ . Como pode ser verificado na figura,  $v_{A'A}$  varia dentro do intervalo de  $-5$  a  $5 \mu\text{V}$ , enquanto  $v_{BB'}$  varia de  $-10$  a  $10 \mu\text{V}$ , aproximadamente. A segunda possibilidade, que não exclui a primeira, é a presença de não-linearidade no modelo da impedância, uma vez que ela representa um processo químico.

## 5.7 Registro de Eletroencefalograma (EEG) Humano

A figura 5.27 ilustra um segmento de registro de EEG humano, de um voluntário normal, em repouso, coletado através de um eletrodo de ouro posicionado na região central do crânio. O eletrodo de referência, de carbono flexível, foi colocado no pescoço do voluntário. O objetivo deste resultado é reforçar o caráter prático do trabalho, por meio da demonstração de um registro cuja medição constitui-se de um desafio da instrumentação eletrônica, dado a ordem de grandeza do sinal medido.

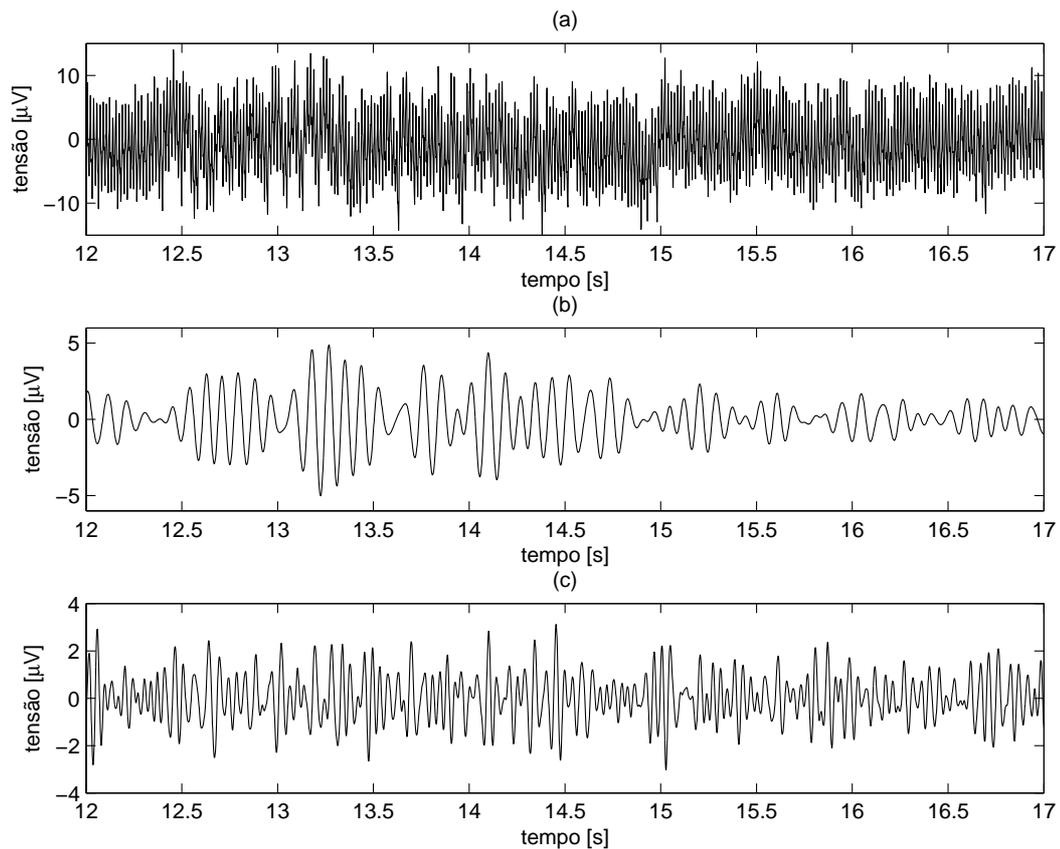


Figura 5.27: Registro de EEG de um voluntário normal, em repouso, com um único eletrodo posicionado na região central do crânio. (a) ilustra o sinal registrado sem nenhum processamento. (b) ilustra a denominada banda  $\alpha$ , cuja faixa de frequências está compreendida entre 8 e 12 Hz. (c) ilustra a denominada banda  $\beta$ , cuja faixa de frequências está compreendida entre 13 e 30 Hz. Entre os instantes 12 e 15 segundos, aproximadamente, o voluntário se encontrava com os olhos fechados. É possível verificar no gráfico, uma maior intensidade dos ciclos da banda  $\alpha$  no intervalo em que o voluntário está com os olhos fechados. Esta constatação está devidamente relatada na literatura médica (Berne e Levy, 1998) e consiste da evidência de que o registro aqui ilustrado foi bem sucedido. As intensidades registradas mostram que o nível de interferência sobre a medição foram, de fato, reduzidas.



## Capítulo 6

# Discussão

Este capítulo é dedicado às considerações do autor sobre os resultados obtidos ao longo do trabalho. Comentários acerca dos procedimentos experimentais, assim como observações de cunho prático estão entre os aspectos aqui discutidos. A organização do capítulo segue a mesma estrutura do capítulo de resultados, acrescida de uma seção de considerações finais.

### 6.1 Rejeição DC em Amplificadores Diferenciais e Diferenciais Plenos

A rejeição DC em amplificadores de biopotenciais consiste de uma etapa imprescindível, visto que estas tensões provocam a saturação do amplificador, por várias razões discutidas ao longo do texto (seções 3.2.2, 3.7 e 4.2.4). Pelo menos duas estratégias podem ser adotadas para a remoção destas tensões: o acoplamento capacitivo com os eletrodos ou a rejeição no estágio de entrada. Cada uma delas apresenta benefícios e deméritos, sendo que, no geral, a rejeição DC no estágio de entrada é adotada com maior frequência. Contudo, em se tratando de amplificadores diferenciais plenos, esta remoção envolve a realimentação do potencial de referência através de um *buffer*. Conforme colocado por Spinelli *et al.* (2004) em sua proposição do circuito de compensação DC para amplificadores diferenciais plenos, a escolha inadequada do amplificador operacional a ser empregado na implementação do referido *buffer* pode levar o sistema à instabilidade.

Os amplificadores operacionais podem ou não ser dotados de compensação interna (Mancini, 2001b). Tal compensação garante a estabilidade do circuito independentemente da aplicação. No entanto, o emprego da compensação reduz significativamente a largura de banda do circuito.

O amplificador operacional escolhido para implementação do *buffer* de realimentação do potencial de referência, no circuito proposto por Spinelli *et al.* (2004), não pode ser internamente compensado. Esta característica consiste de uma limitação no projeto do circuito de rejeição DC em questão, uma vez que amplificadores operacionais desprovidos de compensação interna são componentes de aplicações específicas, e, conseqüentemente, mais caros.

O circuito apresentado na figura 4.7, o qual consiste de uma proposta inovadora deste trabalho, não impõe limitações à escolha dos amplificadores operacionais. Uma versão referenciada do circuito proposto encontra-se ilustrada na figura 4.5.

Os procedimentos de teste aplicados ao circuito supressor DC proposto, tanto na configuração diferencial quanto na configuração diferencial pleno, mostraram que ele é apropriado para a remoção da componente DC dos eletrodos. A validação do funcionamento é direta: a saída reproduz os

sinais de entrada, sem distorção perceptível. O amplificador não está saturado, logo a componente DC foi removida com sucesso. A inobservância de distorção nos registros de saída mostra que o circuito supressor não perturbou o sinal de entrada em frequências superiores a 1 Hz. É bom lembrar que o circuito tem uma resposta passa-altas de primeira ordem, com frequência de corte de aproximadamente 0,07 Hz.

As figuras 5.1 (a) e (b) e também as figuras 5.2 (a) e (b) exibem os registros de saída obtidos dos circuitos de rejeição DC, respectivamente, nas configurações diferencial e diferencial pleno. Não há indícios de diferença entre os comportamentos destes circuitos.

Os registros de ECG mostrados nas figuras 5.1(b) e 5.2(b) são diferentes, o que não significa que houve distorção da forma de onda, pois não foram realizados simultaneamente. Conseqüentemente, as condições do experimento variaram, o que, certamente, resultou na diferença observada entre os registros. Apesar da diferença, a morfologia típica de um registro de ECG foi preservada.

## 6.2 Comparação de Desempenho entre Amplificadores Referenciados e Diferenciais

Amplificadores diferenciais, também conhecidos como balanceados, são circuitos bem conhecidos e há muito tempo utilizados em sistemas de áudio e telefonia (Karki, 2002; Malone e Ewer, 2007). Embora sejam encontrados na literatura relatos de aplicação deste tipo de amplificador a sistemas de medição de biopotenciais, seus reais benefícios foram colocados à prova neste trabalho.

A discussão começa pelo resultado ilustrado na figura 5.3, que ilustra os sinais de saída, registrados simultaneamente de um amplificador referenciado (figura 5.3(a)) e um diferencial (figura 5.3(b)), seguidos pela diferença entre os dois (figura 5.3(c)). É perceptível que os dois sistemas respondem de maneira diferente ao sinal de entrada. Todavia, a diferença observada está na “velocidade” de resposta, e não na robustez a interferências externas, como era esperado.

Durante a subida da rampa, o sinal representativo da diferença entre as respostas dos amplificadores (figura 5.3(c)) sofre flutuações da ordem de  $1 \mu\text{V}$ , que provavelmente são devidas ao ruído produzido pelos componentes do circuito, e por esta razão são diferentes em cada um dos amplificadores. Por outro lado, na transição, os comportamentos se diferem consideravelmente. O amplificador diferencial mostrou uma resposta do tipo oscilação amortecida após a súbita variação da tensão de entrada. Estas pequenas oscilações podem ser observadas no início da rampa, em cada ciclo do sinal na figura 5.3(b). Tais oscilações estão evidenciadas na figura 5.3(c). O sobressinal negativo, com pico de aproximadamente  $20 \mu\text{V}$ , pode ser nitidamente observado na figura 5.3(c), e claramente se deve à resposta do amplificador diferencial.

As figuras 5.4 (a) e (b) ilustram registros de ECG de rato, simultaneamente obtidos dos amplificadores referenciado e diferencial, seguidos novamente pelo sinal da diferença entre os dois registros, ilustrado na figura 5.4(c). O padrão de resposta de oscilação amortecida ocorreu também para o sinal de ECG. Como o amplificador diferencial apresenta este tipo de resposta, era esperado que o complexo QRS produzisse oscilações semelhantes às observadas para o sinal dente-de-serra. Contudo, no complexo QRS ocorrem duas variações abruptas sucessivas, que deram origem a dois ciclos de oscilações amortecidas, semelhantes aos visualizados na figura 5.3(c), porém sobrepostos. A surpresa deste resultado reside nas oscilações observadas nas proximidades da onda P do registro de ECG, que são muito mais suaves que as variações abruptas do complexo QRS.

Um detalhe particularmente importante a ser destacado consiste das oscilações observadas à frente dos complexos QRS do sinal registrado pelo amplificador diferencial. Comparados aos mes-

mos segmentos do sinal oriundo do amplificador referenciado, nota-se uma pequena alteração morfológica do registro. As comparações entre as ondas dente-de-serra da figura 5.3 fornecem subsídio para afirmar que o registro da figura 5.4(a) está mais próximo da realidade que o sinal da figura 5.4(b).

O mesmo comportamento ocorre no amplificador diferencial pleno, cuja resposta a uma excitação dente-de-serra encontra-se ilustrada nas figuras 5.5(a) e (b), obtidas, respectivamente, de um amplificador referenciado e um diferencial pleno. Assim como na comparação entre os amplificadores referenciado e diferencial, os sinais exibidos nestas figuras foram simultaneamente registrados. A diferença entre eles está ilustrada na figura 5.5(c). Registros de ECG de rato foram também coletados simultaneamente utilizando os dois amplificadores em discussão, e encontram-se ilustrados nas figuras 5.6 (a) e (b). A diferença entre os registros está ilustrada na figura 5.6(c).

É notável a semelhança entre as figuras 5.3(a) e 5.5(a), 5.3(b) e 5.5(b), e 5.3(c) e 5.5(c). De fato, baseado na inspeção visual dos sinais na saída, os amplificadores diferencial e diferencial pleno são equivalentes. Os registros de ECG são razoavelmente diferentes se forem comparadas as figuras 5.4(a) e 5.6(a), 5.4(b) e 5.6(b), e 5.4(c) e 5.6(c). Conforme mencionado na seção 6.1, é comum observar pequenas diferenças em experimentos com diferentes animais, o que se pode atribuir à variabilidade das condições da medição, como por exemplo, a posição dos eletrodos. Todavia, assim como antes, não há alteração da morfologia típica dos registros de ECG.

As conclusões até aqui foram obtidas, puramente, da inspeção visual dos registros simultâneos, oriundas dos amplificadores referenciado e diferencial, e também referenciado e diferencial pleno. Em busca de um indicador numérico desta diferença, adotou-se como métrica a energia do sinal da diferença entre os registros simultâneos. Este indicador, utilizado em um trabalho anterior (Vale-Cardoso e Guimarães, 2010a), se mostrou adequado também a este tipo de comparação. Os valores de energia residual para as comparações em discussão são mostrados na tabela 5.1.

É fácil perceber que existe uma variabilidade entre os indicadores obtidos de cada animal da amostra, embora os valores de suas médias sejam próximos. Esta relativa proximidade dos resultados sugeriu a necessidade de um teste de hipóteses para a igualdade das médias. O teste  $t$  confirmou que, de fato, não existe diferença significativa entre os registros obtidos de amplificadores diferenciais e diferenciais plenos. Vale ressaltar que o valor de  $P$  do teste  $t$  está bem distante da região de rejeição da hipótese. Fica demonstrado, portanto, a equivalência entre os amplificadores diferencial e diferencial pleno.

Um outro aspecto foi também colocado à prova, relativo à robustez de cada um dos três tipos de amplificador em estudo (referenciado, diferencial e diferencial pleno) à interferência de 60 Hz. A principal vantagem dos amplificadores diferenciais reside em sua acentuada capacidade de rejeitar interferências de modo comum. No capítulo 3 ficou evidente que a rede elétrica é a maior fonte de interferência de modo comum que atua sobre o registro de biopotenciais. Por esse motivo, uma estimativa do valor eficaz desta componente foi calculada, para cada animal da amostra, e para cada um dos três tipos de amplificadores em estudo. Estes resultados se encontram reunidos na tabela 5.2.

Primeiramente, é importante verificar a magnitude dos sinais de interferência desta componente. O pior caso registrado na tabela 5.2 mostra uma tensão eficaz de  $43 \mu V$ . O nível de interferência está uma ordem de grandeza abaixo dos níveis de tensão observados. Nota-se também uma expressiva variabilidade dos dados, o que, mais uma vez, elucida a necessidade de um teste de hipóteses. Neste caso, no entanto, o teste mais adequado é a análise de variância (ANOVA), cuja hipótese nula consiste da igualdade das médias dos grupos envolvidos.

O teste estatístico mostra que os valores das médias das estimativas de tensão eficaz de inter-

ferência, obtidas dos diferentes amplificadores em estudo, não podem ser considerados diferentes em um nível de significância de 5%. O valor calculado de P do teste está muito distante da região de rejeição da hipótese. Portanto, fica demonstrado que os amplificadores referenciado, diferencial e diferencial pleno são equivalentes do ponto de vista da robustez a interferência de modo comum.

Verificou-se também o efeito de uma fonte de interferência próxima ao animal experimental sobre os três tipos de amplificadores. Um motor monofásico foi utilizado como fonte de interferência, a distâncias conhecidas do animal. Os valores das estimativas de tensão eficaz em 60 Hz encontram-se sintetizados nos gráficos da figura 5.7. Em (a) estão registrados, em função da distância da fonte de interferência, os valores das estimativas obtidas do amplificador referenciado, em (b) as estimativas obtidas do amplificador diferencial e, em (c) os valores obtidos do amplificador diferencial pleno. As linhas tracejadas indicam o intervalo determinado pelo erro padrão da média, para cada um dos casos. Mais uma vez, o comportamento dos três amplificadores é idêntico. Um nível de interferência anormal (além dos limites do erro padrão da média) é verificado quando a fonte de interferência se encontra a 10 cm do animal experimental. Em distâncias maiores ou iguais a 20 cm, o nível de interferência encontra-se dentro da faixa esperada. Portanto, as pequenas diferenças observadas entre as estimativas dos três amplificadores, a uma mesma distância da fonte de interferência, nada mais representam senão flutuações aleatórias, resultantes, possivelmente, de incertezas do processo de medição e estimação.

Diante das conclusões obtidas, devidamente fundamentadas por medições e testes estatísticos, é inevitável a opção pelo amplificador referenciado, justificada por um único aspecto: custo. Conforme apresentado nas seções 4.2.4 e 4.2.6, um sistema diferencial consiste de dois sistemas referenciados idênticos. Como não há benefícios mensuráveis, a dupla estrutura de *hardware* necessária à medição diferencial, aliada ao esforço adicional para casamento dos componentes do circuito em cada braço do sistema, torna o sistema diferencial economicamente desnecessário.

### 6.3 Análise dos Efeitos das Blindagens

O experimento realizado para verificação dos efeitos das blindagens revelou que, os esquemas de blindagem de guarda e convencional tornam a medição robusta ao acoplamento de interferência de 60 Hz sobre os cabos. A intensidade do campo elétrico no interior do aparato da figura 4.14 é de fato muito maior que os valores típicos encontrados em ambientes de medição de biopotenciais. Mesmo assim, os níveis de interferência observados na medição, oriundos da rede elétrica, são bastante reduzidos, o que pode ser verificado na figura 5.8.

Os valores das tensões de interferência, dentro de um mesmo esquema de blindagem, não são significativamente afetados pela variação da tensão de excitação das placas condutoras do aparato. Este fato sugere que o acoplamento de corrente de deslocamento ao cabo blindado, situado no interior do aparato é desprezível. A tensão de interferência medida na entrada do amplificador provavelmente tem origem em outra fonte. Neste caso, os dois esquemas de blindagem são igualmente eficazes, no que diz respeito à proteção dos cabos de medição contra correntes de deslocamento da rede elétrica.

Um último aspecto a ser considerado consiste da diferença de comportamento da tensão de interferência em cada esquema de blindagem. Primeiramente, é curioso que o nível de interferência seja significativamente mais elevado na blindagem de guarda. O gráfico da figura 5.8 mostra também que a dispersão dos valores de interferência aumenta quando a blindagem de guarda é adotada. Como postula-se que a fonte de interferência não seja o acoplamento de corrente de deslocamento

ao cabo de medição, o circuito utilizado para excitação da blindagem de guarda contribui, de forma negativa, para o acoplamento de interferência oriunda de outra fonte. As possíveis razões para esse comportamento não puderam ser levantadas com o experimento realizado. Portanto, faz-se necessária uma reestruturação do plano do experimento.

## 6.4 Análise e Projeto do Circuito DRL

### 6.4.1 Comparação do Modelo Winter com o Modelo Proposto

Os resultados apresentados na seção 5.4.1 mostram que, há uma diferença considerável nos módulos e fases do sistema correspondente ao modelo Winter, ilustrado na figura 3.8, comparado ao modelo aqui proposto, ilustrado na figura 4.11.

A figura 5.9 exibe os módulos e fases das respostas dos dois sistemas analisados para a configuração amplificador sem compensação do circuito DRL. Justamente por não haver compensação, o sistema não é estável para qualquer valor de ganho do amplificador. O valor de 25 dB foi experimentalmente verificado, e consiste do máximo ganho em que o sistema permanece estável. É possível verificar no gráfico da figura 5.9 que, de acordo com o modelo proposto, a inversão de fase da resposta ocorre praticamente na frequência em que o módulo da resposta se torna unitário. Trata-se, portanto, do limiar da estabilidade segundo o critério de Nyquist (Ogata, 1990). Por outro lado, no modelo Winter a inversão de fase ocorre numa frequência em que o módulo da resposta do sistema vale aproximadamente -30 dB, o que indica que o ganho do circuito DRL poderia ser aumentado em 30 dB. Esta indicação não está em concordância com o resultado experimental, o que demonstra a ineficiência do modelo Winter na determinação do máximo ganho do circuito DRL com garantia de estabilidade.

Em frequências inferiores a 1 kHz os dois modelos se equivalem.

As mesmas curvas de resposta dos sistemas em questão foram obtidas, levando em consideração o circuito DRL nas configurações amplificador com compensação (figura 5.10), integrador (figura 5.11) e amplificador com filtro passa-faixa em 60 Hz (figura 5.12). Nas configurações amplificador com compensação e integrador, o modelo proposto foi também utilizado para o cálculo da constante de tempo do pólo de compensação. Esse cálculo teve como meta uma margem de ganho de 10 dB. O procedimento foi detalhadamente descrito na seção 4.2.7.

Tomando, primeiramente, o resultado da figura 5.10, que corresponde ao circuito DRL na configuração amplificador com compensação e ganho 1000 (60 dB), observa-se nitidamente que, segundo o modelo Winter, o módulo da resposta do sistema na frequência em que ocorre a inversão de fase é maior que 0 dB, o que significa instabilidade. Mais uma vez, o modelo Winter falhou na determinação da condição que torna o sistema instável. Por outro lado, a curva referente ao modelo proposto exibe o módulo do sistema menor que 0 dB na frequência em que ocorre a inversão de fase. A estabilidade do sistema foi comprovada experimentalmente. O resultado demonstra também a eficácia do método de ajuste da constante de tempo do pólo de compensação baseado no modelo proposto.

O resultado da figura 5.11, que corresponde ao circuito DRL na configuração integrador, ilustra uma situação semelhante à anteriormente observada. Novamente, de acordo com o modelo Winter, o módulo da resposta do sistema é superior a 0 dB na frequência em que ocorre a inversão de fase. Mais uma vez, fica caracterizada a instabilidade do sistema, ao passo que o modelo proposto indica que a resposta do sistema, na frequência em que ocorre a inversão, é menor que 0 dB. A configuração integrador do circuito DRL possui uma particularidade: a elevação da constante de

tempo do circuito integrador acentua a inclinação da curva do módulo da resposta do sistema, no sentido de reduzir sua magnitude à medida em que a frequência aumenta. Isso significa que o módulo efetivo na frequência da interferência, no caso 60 Hz, é reduzido pela elevação da referida constante de tempo. Esta observação é relevante porque, segundo o modelo Winter, a garantia da estabilidade desta configuração requer a elevação da constante de tempo de compensação. Isso significa uma menor eficiência do circuito DRL na frequência do sinal interferente (60 Hz), o que afasta o projeto do ótimo.

Finalmente, o resultado ilustrado na figura 5.12 consiste de um caso particular. Trata-se de uma tentativa, sugerida neste trabalho, de tornar o sistema incondicionalmente estável. O filtro passa-faixa concentra o ganho do sistema DRL na frequência do sinal de interferência. Um amplificador sucede o filtro, de maneira que o ganho resultante é 1000 (60 dB). O preço pago pela concentração do ganho é a ineficiência do sistema em outras frequências. Em situações onde são observados sinais interferentes em frequências diferentes da frequência da rede elétrica, esta configuração é contraindicada. Pode ser verificado, na figura 5.12, que o sistema é seguramente estável, e ainda, que ambos os modelos em estudo sinalizam esta estabilidade. É fato que, segundo o modelo proposto, o sistema está mais longe da instabilidade que segundo o modelo Winter. Sob um certo ponto de vista, o objetivo da estabilidade incondicional foi atingido. É perceptível que elevação do ganho em 30 dB fará com que a resposta do sistema supere 0 dB na frequência em que ocorre a inversão de fase. Todavia, uma elevação de 30 dB no ganho do circuito DRL corresponde a um ganho resultante de 100.000, o que se aproxima do ganho em malha aberta do amplificador operacional. Portanto, a possibilidade de elevação do ganho nesta configuração aponta para a configuração integrador, cujo ganho é, de fato, maximizado (o ganho na frequência zero corresponde ao ganho em malha aberta do amplificador operacional), ao passo que o circuito é drasticamente simplificado, além de atender a uma ampla faixa de frequências interferentes.

#### 6.4.2 Efeito da Variação dos Parâmetros do Modelo Proposto

Foi demonstrado pelos resultados anteriores, que o modelo da figura 4.11, proposto neste trabalho, é mais eficaz na determinação da condição de estabilidade do sistema, formado pela utilização do circuito DRL, que o modelo Winter. As curvas ilustradas nas figuras 5.13 a 5.24 exibem os efeitos da variação dos parâmetros do modelo da figura 4.11 sobre o módulo da resposta do sistema em 60 Hz, o qual retrata a capacidade do circuito DRL em reduzir a tensão de modo comum sobre o corpo, e também sobre a margem de ganho do sistema, que fornece informação sobre a estabilidade relativa do sistema.

Começando pela figura 5.13, onde a constante de tempo de compensação do circuito DRL na configuração amplificador ( $R_2C_2$ ) foi variada, observa-se, claramente, que sua redução reduz a margem de ganho do sistema. Vale ressaltar que uma margem de ganho negativa significa que o sistema é instável. A elevação da referida constante de tempo afasta o sistema da condição de instabilidade, mas também reduz o módulo da resposta em 60 Hz, o que implica na elevação da impedância equivalente do terceiro eletrodo ( $Z_{e3}$ ), conforme estabelecido pela equação (3.40). A elevação desta impedância, por sua vez, provoca a elevação da tensão de modo comum sobre o corpo, de acordo com a equação (3.32). Conclui-se portanto, que a minimização da tensão de modo comum, razão da existência do circuito DRL, requer a minimização da constante de tempo de compensação do amplificador, cujo limite é a fronteira da estabilidade relativa, determinada pela margem de ganho zero. O projeto do circuito DRL ótimo pressupõe esta minimização.

É possível constatar, também a partir dos gráficos da figura 5.13, que o emprego de eletrodos

ativos reduz a margem de ganho do sistema. Esta redução implica na necessidade de uma maior constante de tempo de compensação, que por sua vez, diminui a eficiência do circuito na redução da tensão de modo comum. Portanto, conclui-se que o uso de eletrodos ativos não tem efeito sobre o módulo da resposta do sistema, o que é razoável, posto que o ganho do referido circuito é unitário, mas sua influência sobre a condição de estabilidade força a redução da eficiência do circuito DRL.

Na figura 5.14, observam-se os efeitos da variação da constante de tempo do circuito integrador ( $R_1C_2$ ). Tais efeitos são semelhantes à variação de  $R_2C_2$  no amplificador, exceto pela acentuação da curvatura no gráfico do módulo em 60 Hz. Na região próxima ao limiar da instabilidade, pequenas variações da constante de tempo provocam grandes variações do módulo da resposta em 60 Hz. Nota-se, portanto, um limite do módulo de, aproximadamente, 78 dB (7943) para o sistema com eletrodos passivos, e de 70 dB (3162) para o sistema com eletrodo ativos. Novamente, o emprego dos eletrodos ativos reduz a margem de ganho do sistema, e, por conseguinte, a eficiência do circuito DRL. Assim como na configuração amplificador, a elevação da constante de tempo em questão afasta o sistema da instabilidade, mas reduz, significativamente, a eficiência do circuito DRL.

Na figura 5.15 está ilustrado o efeito da variação do ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais ( $G_o$ ) utilizados na implementação do sistema, na configuração amplificador. Seu efeito sobre o módulo do sistema em 60 Hz é de apenas 0,3 dB, o que pode ser tranqüilamente desprezado. Contudo, valores de  $G_o$  abaixo de 250.000 provocam uma alteração de até 2 dB na margem de ganho do sistema. Embora uma variação desta magnitude não possa ser considerada desprezível, é importante lembrar que, para fins de projeto, foi levado em consideração o limite inferior de  $G_o$ , 100.000. Portanto, a variação de  $G_o$  aumenta a margem de ganho do sistema, o que favorece a estabilidade.

A figura 5.16 ilustra a variação do ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais na configuração integrador. Observa-se aqui uma troca: o efeito da variação de  $G_o$  sobre o módulo da resposta tornou-se de fato desprezível, da ordem de  $10^{-5}$  dB. Em contrapartida, a margem de ganho do sistema com eletrodos ativos e passivos sofreu variação de aproximadamente 7 dB e 5 dB, respectivamente. Embora estes intervalos de variação sejam grandes, o projeto do sistema considerou o menor valor possível de  $G_o$ . Assim como na configuração amplificador, a possível elevação da margem de ganho, em função da elevação de  $G_o$ , afasta o sistema da instabilidade e não influencia na eficiência do circuito DRL.

A figura 5.17 exibe os efeitos da variação da frequência de corte do modelo de primeira ordem do amplificador operacional ( $f_a$ ) sobre o circuito DRL na configuração amplificador. É evidente que a variação do módulo em 60 Hz é desprezível. A margem de ganho do sistema é, também, muito pouco afetada pela variação de  $f_a$ . Nota-se, tanto para o sistema com eletrodos ativos quanto passivos, uma variação de 1 dB na margem de ganho para toda a faixa de variação de  $f_a$ . Semelhantemente ao observado para a variação de  $G_o$ , o pior caso corresponde ao limite inferior de  $f_a$ . Portanto, o emprego de um amplificador operacional com  $f_a$  superior a 1 Hz eleva a margem de ganho do sistema.

A mesma observação é válida para a variação de  $f_a$  sobre o circuito DRL na configuração integrador, o que está ilustrado na figura 5.18. Não há alteração significativa do módulo em 60 Hz, ao mesmo tempo que a margem de ganho se eleva em aproximadamente 1 dB para o sistema com eletrodos ativos, e 2 dB para o sistema com eletrodo passivos, à medida em que  $f_a$  cresce.

Os parâmetros analisados até aqui estão acessíveis ao projetista, ou seja, podem ser modificados pela escolha dos componentes do sistema de medição de biopotenciais. Na análise que se segue, são estudados os efeitos dos parâmetros do modelo de acoplamento elétrico entre o corpo, a rede elétrica e o amplificador, exibidos no interior da linha tracejada da figura 4.11, os quais, dificilmente,

poderão ser modificados. Além disso, estes parâmetros sofrem variações devido às condições da medição, como por exemplo, a proximidade com a rede elétrica. Os intervalos de variação adotados contemplam valores que extrapolam os limites encontrados na literatura, de modo que, a ocorrência de valores fora dos intervalos em questão são improváveis.

As figuras 5.19 e 5.20 ilustram os efeitos da variação da capacitância equivalente de acoplamento do corpo com a rede elétrica,  $C_{ce}$ , sobre os sistemas com circuitos DRL nas configurações amplificador e integrador, respectivamente. A capacitância em questão é diretamente proporcional à área de superfície do animal experimental e inversamente proporcional à distância da rede elétrica. Portanto, a ampla faixa de valores percorridos representa uma vasta quantidade de espécies.

Em nenhum dos casos registram-se variações significativas do módulo em 60 Hz, tampouco da margem de fase do sistema. Conclui-se, portanto, que o sistema de medição de biopotenciais é robusto à variação da capacitância  $C_{ce}$ .

Os efeitos da variação da capacitância dos eletrodos ( $C_e$ ) se encontram ilustrados nas figuras 5.21 e 5.22, considerando o circuito de DRL nas configurações amplificador e integrador, respectivamente. Mais uma vez, é notável que a variação do parâmetro estudado não causa variações significativas no módulo da resposta do sistema em 60 Hz e, da mesma maneira, na margem de ganho do sistema. Conclui-se, portanto, que o sistema é robusto à variação das capacitâncias dos eletrodos, no que diz respeito à eficiência do circuito DRL e também na estabilidade do sistema.

As figuras 5.23 e 5.24 ilustram os efeitos da variação da resistência dos eletrodos ( $R_e$ ), levando em consideração o circuito DRL nas configurações amplificador e integrador, respectivamente. Constata-se que a variação de aproximadamente 0,1 dB, nos dois casos, produzida sobre o módulo da resposta do sistema em 60 Hz, não é significativa. A margem de fase é nitidamente constante ao longo de todo o intervalo de valores de  $R_e$ . Portanto, conclui-se que o sistema de medição de biopotenciais é robusto, também, à variação da resistência dos eletrodos.

### 6.4.3 Efeito do Circuito DRL sobre a Tensão de Modo Comum

O último aspecto a ser verificado na análise do circuito DRL consiste da validação de seu efeito sobre a tensão de modo comum. A equação (3.32) mostra que a tensão de modo comum sobre o corpo pode ser determinada se forem conhecidas as capacitâncias de acoplamento do corpo com a rede elétrica, agrupadas no valor de  $C_{ce}$ , e a impedância equivalente do terceiro eletrodo. A equação (3.40) permite o cálculo da impedância equivalente do terceiro eletrodo a partir do circuito DRL. A impedância  $Z_2$  é conhecida, e depende da configuração adotada e das constantes de tempo de compensação, cujo procedimento de cálculo está descrito na seção 4.2.7. Fazendo uso do circuito emulador de biopotenciais, ilustrado na figura 4.2, as capacitâncias de acoplamento, assim como as impedâncias dos eletrodos, tornam-se conhecidas. Logo, o cálculo da tensão de modo comum (sobre o *juniper*  $J_{MC}$ ) torna-se possível. É importante mencionar que as impedâncias dos eletrodos incluíram as capacitâncias  $C_e$ , para o modelo aqui proposto, e consideraram somente a componente resistiva ( $R_e$ ) nos cálculos do modelo Winter.

Foram realizadas medições da tensão de modo comum sobre o circuito emulador de biopotenciais da figura 4.2, as quais foram comparadas com os valores calculados a partir das equações (3.32) e (3.40), e com os resultados de simulações no SPICE.

A tabela 5.3 exibe os valores obtidos com o circuito DRL na configuração amplificador sem compensação, no máximo ganho em que o sistema manteve a estabilidade. A concordância entre os valores é excelente. Nota-se que o modelo Winter é suficiente para a determinação da tensão de modo comum, uma vez que esta se encontra na frequência de 60 Hz, região em que, em todas as

curvas das figuras 5.9 a 5.12, o modelo proposto apresenta resposta (em módulo e fase) praticamente idêntica à do modelo Winter.

Outro aspecto importante a ser mencionado consiste da magnitude das tensões de modo comum, relacionadas ao uso ou não de eletrodos ativos. O uso de eletrodos ativos reduz a margem de ganho do sistema, aproximando-o da instabilidade. Como não há compensação na configuração de DRL em questão, o ganho do amplificador precisa ser diminuído para garantia da estabilidade do sistema. Conforme discutido anteriormente, a diminuição do ganho do circuito DRL acarreta na redução de sua eficiência na redução da tensão de modo comum.

As tabelas 5.4 e 5.5 exibem os valores obtidos com o circuito DRL na configuração amplificador com compensação, com os ganhos indicados, e ainda, utilizando eletrodos passivos e ativos. Como há compensação, os ganhos são iguais, independentemente da utilização ou não de eletrodos ativos, o que leva à um mesmo valor esperado para a tensão de modo comum nos dois casos. Esta equivalência é confirmada pelos valores nas tabelas. É perceptível ainda uma concordância muito boa entre os resultados dos cálculos a partir dos modelos Winter e do proposto, das simulações SPICE e das medições.

A tabela 5.6 ilustra os valores obtidos para a configuração integrador do circuito DRL. Os valores obtidos dos modelos Winter e do proposto concordam com a simulação SPICE, mas se distanciam consideravelmente dos valores medidos. Há duas explicações para a discrepância apresentada. Uma delas consiste de um possível erro no valor do ganho em malha aberta dos amplificadores operacionais. Na frequência zero, o ganho do circuito integrador é o ganho em malha aberta do amplificador operacional. Conforme ilustrado na figura 5.11, o ganho do circuito DRL na configuração integrador decresce com a frequência. Foi mencionado, na seção 4.2.7, que o ganho em malha aberta do amplificador operacional foi estimado, utilizando o procedimento de estimação descrito na seção 4.3.5. Trata-se do valor médio das estimativas de cinco amostras de amplificador operacional. Se o ganho em malha aberta do amplificador operacional utilizado na implementação do circuito DRL for menor que o valor médio, conseqüentemente o valor do ganho em 60 Hz será menor que o ilustrado na figura 5.11. Logo, a tensão de modo comum calculada será maior que a calculada pelos modelos ou encontrada na simulação SPICE. É importante mencionar que, na simulação SPICE adotou-se como modelo de amplificador operacional, o mesmo sistema de ganho finito e resposta de primeira ordem, cujos parâmetros foram ajustados com os mesmos valores utilizados nos cálculos a partir dos modelos Winter e do proposto.

A segunda justificativa, que não exclui a primeira, atribui o erro da tensão de modo comum, ou parte dele, a uma componente residual de interferência externa. Os circuitos emulador de biopotenciais e amplificadores foram acondicionados dentro de blindagens metálicas. No entanto, dada a ordem de grandeza do erro (15  $\mu\text{V}$  no pior caso) é plausível que ele tenha origem em uma falha na blindagem, que culminou com a contaminação do valor medido.

As tabelas 5.7 e 5.8 exibem os valores de tensão de modo comum obtidos do circuito DRL na configuração filtro passa-faixa, com os ganhos indicados, e ainda, para os sistemas com eletrodos passivos e ativos. Mais uma vez, nota-se uma concordância excelente entre os valores calculados, a simulação SPICE e as medições.

## 6.5 Estimação dos Parâmetros dos Amplificadores Operacionais

O procedimento apresentado para estimação dos parâmetros dos amplificadores operacionais, apresentado na seção 4.3.5, é bastante simples, e não requer comentários adicionais. Contudo, um

aspecto de cunho prático que merece discussão refere-se à tensão de *offset*.

O registro da tensão de saída somente é possível após o cancelamento do *offset* do amplificador operacional, realizado através da atuação sobre um *trimpot* conectado aos pinos de ajuste, disponíveis no encapsulamento do circuito integrado. Verificou-se também que a tensão de *offset* em malha aberta varia no tempo, com uma constante de tempo da ordem de alguns segundos, o que dificulta o processo de registro. Esta variação da tensão de *offset* é a responsável pelo deslocamento da tensão medida, em relação à estimada, no segundo ciclo ilustrado na figura 5.25.

Conforme pode ser observado na figura 5.25, o procedimento de estimação obteve sucesso, e ainda, o modelo de amplificador adotado, com ganho finito e resposta de primeira ordem, se aproxima muito da realidade.

## 6.6 Estimação das Impedâncias dos Eletrodos Através do Sinal de ECG

Os resultados obtidos a partir do procedimento descrito na seção 4.3.6, se mostraram bastante encorajadores. O problema da estimação da impedância dos eletrodos é normalmente tratado em uma única frequência por vez, a partir da aplicação de um sinal de excitação senoidal. Além da necessidade de um gerador da tensão de excitação, esta abordagem apresenta a desvantagem de descrever o comportamento da impedância, alvo da estimação, no melhor dos casos, em um conjunto reduzido de frequências.

O método aqui proposto utiliza o sinal de ECG como fonte de excitação da impedância a ser estimada. Dado o caráter multifrequencial deste tipo de excitação, a impedância estimada é descrita num intervalo de frequências, correspondente ao espectro do sinal de ECG. Além dos benefícios já descritos, a ordem de grandeza da amplitude do sinal de excitação é a mesma dos potenciais envolvidos na medição.

Sabe-se que os fenômenos químicos, responsáveis pela impedância da interface entre os eletrodos e os tecidos biológicos, são não-lineares. Portanto, a aplicação de tensões de excitação em diferentes ordens de grandeza dos potenciais normalmente envolvidos num processo de medição, pode conduzir a resultados completamente diferentes dos valores reais.

Os valores das impedâncias estimadas, exibidos na tabela 5.10, embora bastante dispersos, encontram-se dentro de uma faixa de valores plausíveis. É importante mencionar que os eletrodos utilizados no registro de biopotenciais consistem de agulhas de aço níquelado, introduzidas abaixo da pele do animal. Trata-se, portanto, de eletrodos metálicos, cujas características foram apresentadas na seção 2.2.4. Grandes valores de resistências e capacitâncias eram esperados. Esperava-se, também, que os valores estimados das impedâncias apresentassem uma elevada variabilidade, característica esta bem conhecida na literatura. Portanto, julga-se que os valores das estimativas de resistências e capacitâncias da tabela 5.10 se aproximam da realidade.

Nota-se, na linha referente aos valores médios, que existe de fato um desequilíbrio considerável entre as impedâncias dos eletrodos, o que, de acordo com a equação (3.21), provoca a transformação da tensão de modo comum sobre o corpo em tensão diferencial de interferência. Esta diferença é muito mais acentuada se forem consideradas as amostras de maneira individual. Tamanho desequilíbrio entre as impedâncias é o principal motivador do projeto ótimo do circuito DRL.

A figura 5.26 ilustra as tensões registradas sobre cada um dos eletrodos cuja impedância foi estimada, juntamente com a tensão reproduzida conforme o método descrito na seção 4.3.6, a partir dos parâmetros estimados. Na figura 5.26(a), a forma de onda estimada não se ajusta tão

bem à registrada como em (b). Estes resultados mostram que o modelo das impedâncias não é exatamente o ilustrado na figura 2.6. De fato, a resistência do eletrólito (*Rel*) foi desprezada no modelo adotado para a estimação. No entanto, a presença de não-linearidade nos parâmetros de resistência, e principalmente capacitância, é suficiente para justificar a dificuldade de reprodução da tensão registrada sobre os eletrodos.

## 6.7 Considerações Finais

Diversos aspectos relativos ao registro de biopotenciais foram abordados, dentre os quais, ocupou uma posição de relativo destaque, a análise do circuito DRL. Um longo caminho foi percorrido, desde sua concepção, inserção no contexto da medição, e finalmente, análise de estabilidade, onde se consolidou uma das contribuições originais deste trabalho.

Os resultados obtidos das comparações entre o modelo Winter do sistema DRL e o modelo aqui proposto, revelam aspectos de grande importância para o projeto do referido circuito. Trata-se da robustez do sistema aos parâmetros de acoplamento entre rede elétrica, corpo e amplificador. As impedâncias de acoplamento do corpo com a rede elétrica e terra, assim como as impedâncias dos eletrodos, praticamente não influenciam o desempenho do circuito DRL, tampouco sua estabilidade. Os parâmetros do amplificador operacional foram os que mais modificaram o comportamento do circuito, de maneira geral. A inserção do retardo no tempo destes componentes forneceu a maior contribuição para a determinação da condição de estabilidade do sistema.

Conclui-se, portanto, que o projeto do circuito DRL ótimo é altamente dependente dos parâmetros do modelo do amplificador operacional adotado. Isso reforça a importância do procedimento descrito na seção 4.3.5, que trata da estimação dos parâmetros do amplificador operacional. No entanto, ressalta-se que é possível a obtenção de um circuito de DRL ótimo com os parâmetros do modelo do amplificador operacional subestimados. Conforme pode ser verificado nas figuras 5.15 e 5.16, a margem de ganho do sistema aumenta com a elevação do ganho em malha aberta. As figuras 5.17 e 5.18 mostram que a diminuição da constante de tempo da resposta dinâmica, que corresponde à elevação da frequência de corte  $f_a$  do modelo, provoca também o aumento da margem do ganho do sistema. É importante mencionar que a elevação tanto de  $G_o$  quanto de  $f_a$  aproxima o amplificador operacional do modelo ideal, e conforme observado, afasta o sistema da condição de instabilidade. Amplificadores operacionais de uso geral apresentam, na maioria dos casos, ganhos em malha aberta maiores que 100.000 e constantes de tempo menores que 1 segundo. Se estes valores de  $f_a$  e  $G_o$  forem utilizados no projeto do circuito DRL, e o mesmo for implementado com um amplificador operacional de uso geral, o circuito resultante apresentará desempenho superior ao esperado, com garantia de estabilidade.

Aqui são registradas algumas observações de cunho prático. Todas as implementações descritas foram feitas em circuito impresso. Foi percebido que os circuitos em questão são sensíveis a variação de *lay-out* da placa, de modo que cuidados especiais foram tomados no posicionamento dos componentes, no roteamento do circuito - principalmente no que tange aos aterramentos e linhas de alimentação -, e na especificação dos capacitores de desacoplamento. Notou-se, também, que a fonte de tensão de alimentação dos circuitos é um possível caminho para o acoplamento de interferência. Portanto, um projeto de regulador linear de baixíssimo *ripple* foi desenvolvido para alimentação dos circuitos em questão.

Este trabalho foi desenvolvido em parceria com o Laboratório de Farmacologia Experimental da Universidade Federal de Ouro Preto. Todos os experimentos envolvendo animais foram realizados

nas dependências deste laboratório, seguindo rigorosos critérios de manipulação destes animais. Os protocolos experimentais foram aprovados pela comissão de ética em pesquisas envolvendo animais da Universidade Federal de Ouro Preto.

# Referências Bibliográficas

- Aguirre, L. A. (2004). *Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. Editora UFMG.
- Akyüz, A., Çolak, S., Es, M. U., e Kiliçkap, Z. (2009). Heart rate fluctuations and late ventricular potentials in depression patients without clinical cardiovascular disease. *European Journal of General Medicine*, pages 144–149.
- Amer, M. B. (1999). Technical note: A design study of a bioelectric amplifier and improvement of its parameters. *Journal of Medical Engineering and Technology*, 23(1):15–19.
- ANSI/AAMI (1992). Cardiac monitors, heart rate meters, and alarms. American National Standard.
- ANSI/AAMI (1998). Ambulatory electrocardiographs. American National Standard.
- ANSI/AAMI (2001). Diagnostic electrocardiographic devices. American National Standard.
- Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory*. John Wiley and Sons, 2nd edition.
- Beck, T. W., DeFreitas, J. M., Cramer, J. T., e Stout, J. R. (2009). A comparison of adaptive and notch filtering for removing electromagnetic noise from monopolar surface electromyographic signals. *Physiological Measurement*, 30(4):353–361.
- Bergey, G. E., Squires, R. D., e Sipple, W. C. (1971). Electrocardiogram recording with pasteless electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-18(3):206–211.
- Berne, R. M. e Levy, M. N. (1998). *Physiology*. Mosby, 4th edition.
- Bock, M., Gerth, C., e Lorenz, B. (2000). Impact of notch filter use on waveforms of first- and second-order-kernel responses from multifocal ergs. *Documenta Ophthalmologica*, 101:195–210.
- Bogónez-Franco, P., Nescolarde, L., Bragós, R., Rossel-Ferrer, J., e Yandiola, I. (2009). Measurement errors in multifrequency bioelectrical impedance analyzers with and without impedance electrode mismatch. *Physiological Measurement*, 30:573–587.
- Brown, L. S. e Holme, T. A. (2010). *Química Geral Aplicada à Engenharia*. Cengage Learning.
- Burke, M. J. e Gleeson, D. T. (1999). An ultra-low-power pre-amplifier for pasteless electrocardiography. *Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, 2:615–619.

- Burke, M. J. e Gleeson, D. T. (2000). A micropower dry-electrode ECG preamplifier. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 47(2):155–162.
- Casas, O. e Pállas-Areny, R. (1996). Basics of analog differential filters. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 45(1):275–279.
- Chen, C., Lin, Y., Chong, F., e Sung, S. (1996). A front-end biopotential measurement module. *18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 99–100.
- Chimeno, M. F. e Pallás-Areny, R. (2000). A comprehensive model for power line interference in biopotential measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(3):535–540.
- Cronvich, J. A., Burch, G. E., e Abildskov, J. A. (1953). Some requirements in equipment and technics for vectorcardiography. *Circulation*, 8:914–919.
- Daskalov, I., Christov, I., e Dotsinsky, I. (1997). Low frequency distortions of the electrocardiogram. *Medical Engineering and Physics*, 19(4):387–393.
- Degen, T., Torrent, S., e Jäckel, H. (2007). Low-noise two-wired buffer electrodes for bioelectric amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 54:1328–1332.
- Dobrev, D. (2002). Two-electrode non-differential biopotential amplifier. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40:546–549.
- Dobrev, D. (2004). Two-electrode low supply voltage electrocardiogram signal amplifier. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40:272–276.
- Dobrev, D. e Daskalov, I. (1998). Two-electrode telemetric instrument for infant heart rate and apnea monitoring. *Medical Engineering and Physics*, 20:729–734.
- Dobrev, D. e Daskalov, I. (2002). Two-electrode biopotential amplifier with current-driven inputs. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40:122–127.
- Dunseath, W. J. R. e Kelly, E. F. (1995). Multichannel pc-based data-acquisition system for high-resolution eeg. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 42(12):1212–1217.
- Engin, M. (2002). ECG-Late potential extraction using averaged singular - values of third-order cumulant (toc) based bispectrum. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 33:301–303.
- Faradji, F., Ward, R., e Birch, G. (2009). Design of a mental task-based brain-computer interface with a zero false activation rate using very few eeg electrode channels. *Neural Engineering, 2009*, pages 403–406.
- Flink, R., Pedersen, B., Guekht, A. B., Malgren, K., Michelucci, R., Neville, B., Pinto, F., Stephani, U., e Ozkara, C. (2002). Guidelines for the use of EEG methodology in the diagnosis of epilepsy. *Acta Neurologica Scandinavica*, 106:1–7.
- Franco, S. (1998). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. McGraw-Hill.

- Golub, G. A. e van Loan, C. F. (1996). *Matrix Computations*. The John Hopkins University Press, 3rd edition.
- Gordon, D. H. (1975). Triboelectric interference in the ECG. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pages 252–255.
- Greve, D. W., Huang, X., Nguyen, D., e Domach, M. M. (2003). Modeling of impedance of cell-covered electrodes. *Proceedings of IEEE Sensors 2003*, 2:1358–1363.
- Gruetzmann, A., Hansen, S., e Muller, J. (2007). Novel dry electrodes for ECG monitoring. *Physiological Measurement*, 28(11):1375–1390.
- Hajcak, G. e Dennis, T. A. (2009). Brain potentials during affective picture processing in children. *Biological Psychology*, 80:333–338.
- Hejmel, L. e Kellenyi, L. (2005). The corner frequencies of the ECG amplifier for heart rate variability analysis. *Physiological Measurement*, 26:39–47.
- Heuningen, R. V., Goovaerts, H. G., e de Vries, F. R. (1984). A low noise isolated amplifie system for electrophysiological measurements: basic considerations and design. *Medical and Biological Engineering and Computing*, pages 77–85.
- Hodgkim, A. L. e Katz, B. (1949). The effect of sodium ions on the electrical activity of the giant axom of the squid. *The Journal of Physiology*, 108:37–77.
- Huhta, J. C. e Webster, J. G. (1973). 60-hz interference in electrocardiography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-20(2):91–101.
- Huntsman, L. L. e Nichols, G. L. (1971). A low-cost high-gain amplifier with exceptional noise performance. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pages 301–302.
- Joshi, Y. V. e S. C, D. R. (1997). Design of iir digital notch filters. *Circuits Systems Signal Processing*, 16:415–427.
- Kandel, E. R., Schwartz, J. H., e Jessel, T. M. (2000). *Principles of Neuroscience*. McGraw-Hill, 4th edition.
- Karki, J. (2002). Fully-differential amplifiers. Texas Instruments Application Report.
- Kerwin, A. J. (1953). The effect of the frequency response of electrocardiographs on the form of electrocardiograms and vectorcardiograms. *Circulation*, 8:98–110.
- Kirmse, U., Jacobsen, T., e Schröger, E. (2009). Familiarity affects enviromental sound processing outside the focus of attention: an event-related potential study. *Clinical Neurophysiology*, 120:887–896.
- Kitchin, C. e Counts, L. (2006). A designer’s guide to instrumentation amplifiers. Analog Devices Design Reference.
- Kossmann, C. E., Brody, D. A., Burch, G. E., Hecht, H. H., Johnston, F. D., Kay, C., Lepeschkin, E., Pipberger, H. V., Baule, G., Berson, A. S., Brilller, S. A., Geselowitz, D. B., Horan, L. G., e Schmitt, O. H. (1967). Recommendations for standarization of leads and specifications for instruments in electrocardiography and vectorcardiography. *Circulation*, 35:583–602.

- Kraus, J. D. e Carver, K. R. (1973). *Electromagnetics*. McGraw-Hill.
- Kreyszig, E. (1988). *Advanced engineering mathematics*. John Wiley and Sons.
- Lagarreta, R., Addison, P. S., Grubb, N. R., Clegg, G. R., Robertson, C. E., e Watson, J. N. (2005). Analysis of ventricular late potentials prior to the onset of ventricular tachyarrhythmias: end of QRS point detector. *Computers in Cardiology, 2005*, pages 471–474.
- Lagow, C. H., Sladek, K. J., e Richardson, P. C. (1971). Anodic insulated tantalum oxide electrocardiograph electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pages 162–164.
- Langner, P. H. (1952). The value of high fidelity electrocardiography using cathode ray oscillograp and an expanded time scale. *Circulation*, 5:249–256.
- Leite, E. A., Grabe-Guimarães, A., Guimarães, H. N., Machado-Coelho, G. L. L., Barratt, G., e Mosqueira, V. C. (2007). Cardiotoxicity reduction induced by halofantrine entrapped in nanocapsule devices. *Life Sciences*, 80:1327–1334.
- Leuthardt, E., Schalk, G., Wolpaw, J. R., Ojemann, J. G., e Moran, D. W. (2004). A brain-computer interface using electrocorticographic signals in humans. *Journal of Neural Engineering*, 1:63–71.
- Lin, C. C. (2005). Improved frequency-domain analysis of ventricular late potentials. *Computers in Cardiology*, pages 479–482.
- Lin, Y., Tsai, C., Huang, H., Chiou, D., e Wu, C. (1999). Preamplifier with a second-order high-pass filtering characteristic. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 46(5):609–612.
- Malone, R. e Ewer, M. (2007). Noise figure analysis fully differential amplifiers. National Semiconductor Application Note.
- Mancini, R. (2001a). Op amps for everyone. Texas Instruments Design Reference.
- Mancini, R. (2001b). Stability analysis of voltage-feedback op amps including compensation techniques. Texas Instruments Application Report.
- McRobbie, D. W. (1990). Rapid recovery physiological preamplifier without AC coupling capacitors. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 28:198–200.
- Neihart, N. M. e Harisson, R. R. (2005). Micropower circuits for bidirectional wireless telemetry in neural recording applications. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 52:1950–1959.
- Nilsson, J. W. e Riedel, S. A. (2001). *Electric Circuits*. Prentice Hall, 6th edition.
- Ogata, K. (1990). *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall.
- Pacela, A. F. (1967). Collecting the body's signals. *Medical Electronics*, pages 103–112.
- Pallás-Areny, R. (1986). On the reduction of interference due to common mode voltage in two-electrode biopotential amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-33:1043–1046.

- Pallás-Areny, R. (1988). Interference-rejection characteristics of biopotential amplifiers: A comparative analysis. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 35(11):953–959.
- Pallás-Areny, R., Colominas, J., e Rosell, J. (1989). An improved buffer for bioelectric signals. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 36(4):490–493.
- Pallás-Areny, R. e Webster, J. G. (1991). Common mode rejection ratio for cascaded differential amplifier stages. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 40(4):677–681.
- Pallás-Areny, R. e Webster, J. G. (1993). AC instrumentation amplifier for bioimpedance measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 40(8):830–833.
- Penghai, L. e Baikun, W. (2007). A study on eeg alpha wave-based brain-computer interface remote control system. *International Conference on Mechatronics and Automation, 2007*, pages 3179–3184.
- Piipponen, K. V. T., Sepponen, R., e Eskelinen, P. (2007). A biosignal instrumentation system using capacitive coupling for power and signal isolation. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 54:1822–1828.
- Prutchi, D. e Norris, M. (2005). *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation*. Wiley-Interscience.
- Rijn, A. C. M. V., Peper, A., e Grimbergen, C. A. (1990). High-quality recording of bioelectric events - part 1: Interference reduction, theory and practice. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 28:389–397.
- Rijn, A. C. M. V., Peper, A., e Grimbergen, C. A. (1991a). High-quality recording of bioelectric events - part 2: Low-noise, low power multichannel amplifier design. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 29:433–440.
- Rijn, A. C. M. V., Peper, A., e Grimbergen, C. A. (1991b). The isolation mode rejection ratio in bioelectric amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 38(11):1154–1157.
- Rijn, A. C. M. V., Peper, A., e Grimbergen, C. A. (1994). Amplifiers for bioelectric events: a design with a minimal number of parts. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 32:305–310.
- Romanca, M., Panã, G., Szekely, I., e Sandu, F. (1998). A low noise instrumentation amplifier for ECG recording. *Proceedings of the sixth International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, 3:707–710.
- Scheer, H. J. (1987). Line frequency rejection for biomedical application. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-34:68–69.
- Scheer, H. J., Sander, T., e Tranhms, L. (2006). The influence of amplifier, interface and biological noise on signal quality in high-resolution eeg recordings. *Physiological Measurement*, 27:109–117.
- Scher, A. M. e Young, A. C. (1960). Frequency analysis of the electrocardiogram. *Circulation Research*, 8:344–346.

- Scott, G., O'Donnell, P. J., Leuthold, H., e Sereno, S. C. (2009). Early emotion word processing: evidence from event-related potentials. *Biological Psychology*, 80:95–104.
- Shah, S., Hines, A., Zhou, D., Greenberg, R. J., Humayun, M. S., e Weiland, J. D. (2007). Electrical properties of retinal-electrode interface. *Journal of Neural Engineering*, 4:S24–S29.
- Spach, M. S., Barr, R. C., Havstad, J. W., e Long, E. C. (1966). Skin-electrode impedance and its effect on recording cardiac potentials. *Circulation*, 34:649–656.
- Spinelli, E. M., Martinez, N., Mayosky, M. A., e Pallàs-Areny, R. (2004). A novel fully-differential biopotential amplifier with DC suppression. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 51(8):1444–1448.
- Spinelli, E. M., Martinez, N. H., e Mayosky, M. A. (1999). A transconductance driven-right-leg circuit. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 46(12):1466–1470.
- Spinelli, E. M., Martinez, N. H., e Mayosky, M. A. (2001). A single supply biopotential amplifier. *Medical Engineering and Physics*, 23:235–238.
- Spinelli, E. M. e Mayosky, M. A. (2005). Two-electrode biopotential measurements: power line interference analysis. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 52:1436–1442.
- Spinelli, E. M., Mayosky, M. A., e Pallàs-Areny, R. (2006). A practical approach to electrode-skin impedance unbalance measurement. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 53(7):1451–1453.
- Spinelli, E. M., Pallàs-Areny, R., e Mayosky, M. A. (2003). AC-coupled front-end for biopotential measurements. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 50(3):391–395.
- Steinbigler, P., Haberl, R., Jilge, G., e Steinbeck, G. (1998). Single-beat analysis of ventricular late potentials in the surface electrocardiogram using the spectrotemporal pattern recognition algorithm in patients with coronary artery disease. *European Heart Journal*, 19:435–446.
- Stout, D. F. (1976). *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*. McGraw-Hill.
- Thakor, N. V. e Webster, J. G. (1980). Ground-free ECG recording with two electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-27(12):699–704.
- Ticianelli, E. A. e Gonzalez, E. R. (2005). *Eletroquímica*. Editora da Universidade de São Paulo.
- Tsai, C.-T., Chan, H.-L., Tseng, C.-C., e Wu, C.-P. (1994). Harmonic interference elimination by an active comb filter [ECG application]. *Engineering in Medicine and Biology Society, 1994. Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE*, pages 964–965 vol.2.
- Umino, M., Oda, N., e Yasuhara, Y. (2002). Experimental and theoretical studies of the effect of electrode polarisation on capacitances of blood and potassium chloride solution. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40:533–541.
- Vale-Cardoso, A. S. e Guimarães, H. N. (2010a). The effects of 50/60 hz notch filter application on human and rat ECG recordings. *Physiological Measurement*, 31:45–58.

- Vale-Cardoso, A. S. e Guimarães, H. N. (2010b). Estudo da distorção provocada por filtros notch de 60 Hz em registros de eletrocardiografia (ECG) de ratos. *XVIII Congresso Brasileiro de Automática, Bonito-MS*, pages 3812–3817.
- Vale-Cardoso, A. S., Vidal, A. T., Correa, D., Grabe-Guimarães, A., e Guimarães, H. N. (2008). Caracterização do modelo da síntese de óxido nítrico em ratos idosos acordados. *47° Congresso Brasileiro de Farmacologia e Terapêutica Experimental*.
- Vargas, M. e Pallás-Areny, R. (1994). The seemingly paradoxical noise behavior of some active circuits. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 43(5):764–767.
- Vargas, M. e Pállas-Areny, R. (1996). On the thermal noise introduced by a resistor in a circuit. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 45(1):345.
- Vecht, R., Gatzoulis, M. A., e Peters, N. S. (2009). *ECG Diagnosis in Clinical Practice*. Springer, 2nd edition.
- Vidal, A. T., Guimarães, H. N., de Paula, D. C. C., Frezard, F., Silva-Barcellos, N. M., e Grabe-Guimarães, A. (2010). Prolonged cardioprotective effect of pyridostigmine encapsulated in liposomes. *Life Sciences*, 86:17–23.
- Virtanen, J., Parkkonen, L., Ilmoniemi, R. J., Pekkonen, E., e Näätänen, R. (1997). Biopotential amplifier for simultaneous operation with biomagnetic instruments. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 35:402–408.
- Webster, J. G. (1998). *Medical Instrumentation*. John Wiley and Sons, 3rd edition.
- Winter, B. B. e Webster, J. G. (1983a). Driven-right-leg circuit design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-30(1):62–66.
- Winter, B. B. e Webster, J. G. (1983b). Reduction of interference due to common mode voltage in biopotential amplifiers. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-30(1):58–62.
- Wolpaw, J. R., Birbaumer, N., Heetderks, W. J., McFarland, D. J., Peckham, P. H., Schalk, G., Donchin, E., Quatrano, L. A., Robinson, C. J., e Vaughan, T. M. (2000). Brain-computer interface technology: a review of the first international meeting. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 8:164–173.
- Xu, P., Carotenuto, G., Nicolais, L., Zheng, Z., e Kuang, X. (1999). Preparation and characterization of new electrocardiogram electrodes. *Journal of Materials Science: Materials in Medicine*, 10:65–68.
- Yamamoto, A. Y. e Nakamura, T. (1998). Elimination of power line interference in ECG signal using inverse loop. *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 20:3313–3314.
- Yazicioglu, R. F., Merken, P., Puers, R., e Hoof, C. V. (2007). A 60 microwatts 60 nanovolts/square root of hz readout front-end for portable biopotential acquisition systems. *IEEE Transactions on Solid-state Circuits*, 42:1100.
- Yoo, S. K., Kim, N. H., Song, J. S., Lee, T. H., e Kim, K. M. (1997). Simple self-tuned notch filter in a biopotential amplifier. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 35:151–154.