

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AMPLIFICADOR PARA REGISTRO DE POTENCIAIS CORTICAIS

MARCELO RAMOS CARDOSO

DM 04 / 2005

UFPA / CT / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO RAMOS CARDOSO

AMPLIFICADOR PARA REGISTRO DE POTENCIAIS CORTICAIS

DM 04 / 2005

UFPA / CT / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO RAMOS CARDOSO

AMPLIFICADOR PARA REGISTRO DE POTENCIAIS CORTICAIS

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

UFPA / CT / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AMPLIFICADOR PARA REGISTRO DE POTENCIAIS CORTICAIS

MARCELO RAMOS CARDOSO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM: 02/02/2005

BANCA EXAMINADORA:

---

Prof. Dr. Ivan Sebastião de Souza e Silva  
(Orientador – UFPA)

---

Prof. Dr. Manoel da Silva Filho  
(Co-orientador - UFPA)

---

Prof. Dr. Antônio Marcos de Lima Araújo  
(Membro – IESAM)

---

Prof. Dr. Raimundo Nazareno Cunha Alves  
(Membro – UFPA)

VISTO:

---

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes  
(Coordenador do PPGE/CT/UFPA)

---

C268a Cardoso, Marcelo Ramos  
Amplificador para registro de potenciais corticais/ Marcelo Ramos  
Cardoso; orientador, Ivan Sebastião de Souza e Silva. – 2005.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará, Centro  
Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,  
Belém, 2005.

1. Instrumentação Biomédica. I. Título

CDD – 21. ed. 610.284

---

A Deus, pela vida, por me dar forças nas horas mais difíceis, guiar meu caminho, e por tudo que sou.

Aos meus pais, Edson e Eloisa Cardoso, pelo amor, exemplo de caráter e empenho na minha educação.

Às mulheres da minha vida: Joelle e Vitória, pelo amor, carinho, paciência, incentivo e por todos os momentos que passamos juntos.

## AGRADECIMENTOS

---

Aos fundos de apoio através do acordo de cooperação acadêmica – PROCAD-CAPES com a parceria entre a UFPA (PPGEE “Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica”) e a UFCG (COPELE “Coordenadoria de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica”), sem a qual este trabalho não seria possível.

Ao estimado professor Raimundo Nazareno Cunha Alves, pela oportunidade oferecida de cursar o mestrado, por acreditar no meu potencial e por sua amizade.

Aos professores orientadores Ivan Sebastião de Souza e Silva e Manoel da Silva Filho, que estiveram presentes ao longo deste trabalho contribuindo com valiosas orientações e sugestões de melhorias.

Ao professor Raimundo Carlos Silvério Freire, pelo apoio como tutor em muitas disciplinas ministradas em Campina Grande, pela orientação, correção deste trabalho e por sua amizade.

Aos professores Benedito Luciano, Hiran de Melo e Gutenberg, pelo aprendizado nas disciplinas cursadas em Campina Grande, além da amizade feita.

Aos amigos e colegas dos Laboratórios de Automação e Acionamento Eletrônico (LAAE) da UFPA e de Instrumentação e Metrologia Científica (LIMC) da UFCG: Denis, Alan, Miguel, Alécio, Lucilene, Francisco, Will, professores Guilherme e Petrônio, Ricardo, Ari, e muitos outros que não citei, mas deixo meus agradecimentos.

Aos colegas do Laboratório de Eletrofisiologia Clínica, no Centro de Ciências Biológicas da UFPA, em especial ao Givago e Bruno, pelas colaborações na realização dos testes com o amplificador. A todos vocês meus sinceros agradecimentos.

## SUMÁRIO

---

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivo	3
1.2	Organização do trabalho	3
<b>2</b>	<b>POTENCIAIS BIOELÉTRICOS</b>	<b>5</b>
2.1	Geração dos Potenciais Bioelétricos	7
2.1.1	Potencial de Repouso da Célula	7
2.1.2	Potencial de Ação	8
2.2	Alguns Tipos de Potenciais Bioelétricos	10
2.2.1	ECG	11
2.2.2	EEG	11
2.2.3	EMG	14
2.2.4	EOG	14
2.3	Alguns Tipos de Eletrodos	15
2.3.1	Eletrodos de Prata-Cloreto de Prata (Ag-AgCl <sub>2</sub> )	15
2.3.2	Eletrodos de Ouro	16
2.3.3	Eletrodos de Polímero Condutivo	17
2.3.4	Eletrodos de Carbono ou de Metal	18
2.3.5	Eletrodos de Agulha	18
2.4	Conclusões	19

<b>3</b>	<b>CONDICIONADORES DE BIOPOTENCIAL</b>	<b>20</b>
3.1	Amplificadores de Instrumentação	22
3.1.1	Amplificador de Diferenças	24
3.1.2	Arquitetura com Dois Amplificadores Operacionais	27
3.1.3	Arquitetura com Três Amplificadores Operacionais	28
3.1.4	Considerações Sobre Amplificadores de Instrumentação	30
3.2	Amplificador de Isolação	31
3.3	Filtragem do Sinal	32
3.3.1	Filtro Passa-Baixas (FPB)	32
3.3.2	Filtro Passa-Altas (FPA)	34
3.3.3	Filtro Biquadrático com Amplificador Operacional	35
3.3.4	Associação em Cascata	36
3.3.5	Função de Aproximação dos Filtros	38
3.4	Conclusões	39
<b>4</b>	<b>INTERFERÊNCIAS NO SISTEMA DE MEDIÇÃO</b>	<b>40</b>
4.1	Origem das Interferências	41
4.1.1	Correntes de Interferência pelo Corpo	41
4.1.2	Correntes de Interferência nos Cabos de Medição	42
4.1.3	Interferência Magneticamente Induzida	43
4.2	Redução das Interferências	44
4.2.1	Redução da Tensão de Modo Comum	45
4.2.2	Circuito “Driven-Right-Leg”	47
4.2.3	Redução de Correntes de Interferência nos Cabos de Medição	48
4.3	Conclusões	50
<b>5</b>	<b>PROJETO DO CONDICIONADOR</b>	<b>51</b>
5.1	Escolha do Amplificador de Instrumentação	52
5.1.1	Simulação	53
5.1.2	Comentários	56
5.1.3	Ajuste do ganho	57

5.2	Projeto do Filtro Passa-Altas	58
5.2.1	Escolha dos Componentes	60
5.3	Projeto do Filtro Passa-Baixas	62
5.3.1	Escolha dos Componentes	63
5.4	Estágio de Ganho	65
5.5	O Circuito “Driven-Right-Leg”	66
5.6	Conclusões	68
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM O CONDICIONADOR DE BIOPOTENCIAIS CORTICAIS</b>	<b>69</b>
6.1	Potencial Cortical Provocado Visual (PCPV)	70
6.1.1	Obtendo o PCPV	72
6.2	Posicionamento dos Eletrodos de Superfície	73
6.3	Aquisição de Dados e Registro	74
6.4	Conclusões	80
	<b>Conclusões e Perspectivas Futuras</b>	<b>81</b>
	Sugestões e trabalhos futuros	82
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>85</b>
	<b>Apêndice A</b>	<b>87</b>
	<b>Apêndice B</b>	<b>89</b>
	<b>Anexo</b>	<b>91</b>

## LISTA DE FIGURAS

---

### Capítulo 2 – POTENCIAIS BIOELÉTRICOS

Figura 2.1	Potencial de ação de um neurônio de rato	09
Figura 2.2	Fluxo iônico na membrana celular	10
Figura 2.3	Exemplos dos diversos sinais de EEG existentes	12
Figura 2.4	Eletrodo descartável de Ag-AgCl <sub>2</sub>	16
Figura 2.5	Eletrodo reutilizável de ouro	17
Figura 2.6	Eletrodo de polímero condutivo	17

### Capítulo 3 – CONDICIONADORES DE BIOPOTENCIAL

Figura 3.1	Diagrama de blocos de estágios do condicionador de biopotencial	22
Figura 3.2	Amplificador de instrumentação com sinais diferencial e de modo comum aplicados nas entradas	23
Figura 3.3	Diagrama funcional do amplificador de instrumentação com 1 operacional	24
Figura 3.4	Encontrando a resistência de entrada do amplificador de diferenças	26
Figura 3.5	Amplificador de diferenças com seguidores de tensão (A1 e A2) nas entradas	27
Figura 3.6	Amplificador de instrumentação com dois operacionais	28
Figura 3.7	Configuração clássica do amplificador de instrumentação	29
Figura 3.8	Esquema de amplificador de isolamento	32
Figura 3.9	Especificação das características de transmissão do filtro Passa-Baixas	33
Figura 3.10	Especificação das características de transmissão do filtro passa altas	34

Figura 3.11	Filtro passa-baixas Sallen-Key não inversor	<b>35</b>
Figura 3.12	Topologia em cascata	<b>37</b>

## **Capítulo 4 – INTERFERÊNCIAS NO SISTEMA DE MEDIÇÃO**

Figura 4.1	Diagrama de bloco de um sistema de medição de biosinais	<b>42</b>
Figura 4.2	Campo magnético em um sistema de medição	<b>43</b>
Figura 4.3	Sistema de medição com o circuito “Driven-Right-Leg”	<b>47</b>
Figura 4.4	Circuito de guarda na entrada do amplificador de instrumentação	<b>49</b>
Figura 4.5	Circuito de guarda com a média do sinal de entrada	<b>49</b>

## **Capítulo 5 – PROJETO DO CONDICIONADOR**

Figura 5.1	Esquema do circuito simulado	<b>53</b>
Figura 5.2	Curva de magnitude dos amplificadores de instrumentação	<b>54</b>
Figura 5.3	Curva de fase dos amplificadores de instrumentação	<b>54</b>
Figura 5.4	Esquema do circuito simulado somente com sinal de modo comum	<b>55</b>
Figura 5.5	Resposta ao sinal de modo comum aplicado	<b>55</b>
Figura 5.6	Resposta ao sinal de modo comum aplicado	<b>56</b>
Figura 5.7	Ponto de referência para o circuito “Driven-Right-Leg” no LT1167	<b>58</b>
Figura 5.8	Filtro passa-altas de 4ª ordem	<b>61</b>
Figura 5.9	Curva de magnitude do filtro passa-altas de 4ª ordem	<b>61</b>
Figura 5.10	Curva de fase do filtro passa-altas de 4ª ordem	<b>62</b>
Figura 5.11	Filtro passa-baixas de 4ª ordem	<b>64</b>
Figura 5.12	Curva de magnitude do filtro passa-baixas de 4ª ordem	<b>64</b>
Figura 5.13	Curva de fase do filtro passa-baixas de 4ª ordem	<b>65</b>
Figura 5.14	Amplificador operacional na configuração não inversora	<b>65</b>
Figura 5.15	Circuito equivalente do “Driven-Right-Leg”	<b>66</b>

## **Capítulo 6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM O CONDICIONADOR DE BIOPOTENCIAIS CORTICAIS**

Figura 6.1	Esquema de captação e registro do biopotencial cortical	<b>71</b>
Figura 6.2	Padrão de estímulo xadrez	<b>72</b>
Figura 6.3	Forma de onda potencial cortical provocado visual, padrão reverso	<b>73</b>
Figura 6.4	Localizações dos eletrodos	<b>74</b>
Figura 6.5	Sistema de estimulação e aquisição de dados para PCPVs	<b>75</b>
Figura 6.6	Registro do PCPV pelo amplificador de biopotenciais	<b>76</b>
Figura 6.7	Espectro do PCPV obtido com o auxílio do Matlab	<b>77</b>
Figura 6.8	Registro eletrofisiológico da faixa gama	<b>77</b>
Figura 6.9	Espectro do registro eletrofisiológico da faixa gama obtido com o auxílio do Matlab	<b>78</b>
Figura 6.10	Registro das ondas alfa	<b>79</b>
Figura 6.11	Espectro do registro eletrofisiológico da onda alfa obtido com o auxílio do Matlab	<b>79</b>

## LISTA DE TABELAS

---

### Capítulo 3 – AMPLIFICADORES DE BIOPOTENCIAIS

Tabela 3.1	Polinômio de Butterworth	38
------------	--------------------------	----

### Capítulo 5 – PROJETO DO AMPLIFICADOR

Tabela 5.1	Características de alguns amplificadores de instrumentação disponíveis no mercado	52
------------	---	----

Tabela 5.2	Características dos amplificadores de instrumentação estudados que apresentaram melhor desempenho	56
------------	---	----

## RESUMO

---

Vários órgãos do corpo humano manifestam suas funções por meio de atividades elétricas. A medição desses e de outros biopotenciais pode fornecer indícios importantes que permitem o estudo do funcionamento real dos órgãos. Tais medições não constituem tarefa simples porque envolvem aquisição de dados de sinais cujas amplitudes podem ser na faixa entre 1  $\mu\text{V}$  e 10 mV e também porque, no ambiente em que são feitos esses registros, estão presentes diversos tipos de sinais interferentes que causam degradação da relação sinal/ruído. Logo, o projeto do condicionador de biopotencial deve ser cercado de cuidados para que o circuito final reúna as melhores características de desempenho. Neste trabalho apresenta-se um estudo da origem dos biopotenciais, suas características, os circuitos utilizados para ganho e filtragem do sinal, além das interferências presentes nos sistemas de medições e alguns circuitos para redução desses sinais. É desenvolvido então, um condicionador para registro de biopotenciais corticais com blocos de filtragem e ganho do sinal em até 40 000. Os testes com o condicionador foram realizados registrando o potencial cortical provocado visual e o eletroencefalograma, e nos resultados experimentais é possível observar um desempenho satisfatório do equipamento.

**Palavras-Chave:** Amplificador de biopotencial, amplificador de instrumentação, medição de sinais biológicos.

## ABSTRACT

---

Many organs in the human body manifest their functions through electric activities. Measurements of these and other biopotentials can provide vital clues that permits study as real functions of the organs. These measurements are not an easy task because involves extremely low amplitudes data acquisition, between 1  $\mu\text{V}$  and 10 mV, and also because these bioelectric recordings are often disturbed by an excessive level of interference presents, resulting in signal/noise degradation. Therefore, the biopotential amplifier project must be associated with precaution to final circuit can meet great characteristics in such signals measureing. This work shows a study about biopotentials origins, their characteristics, circuits used in signal amplifering and filtering, interferences present in measurement systems and some circuits used to reduce such interferences. Thereafter, is developed a cortical biopotential amplifier with filtering and gain blocks. The tests with amplifier where realized by registering a visual evoked potential and the electroencephalogram. In the experimental results is possible to observe a satisfactory equipment performance.

**Keywords:** Biopotential amplifier, instrumentation amplifier, biologic signal measurement

# CAPÍTULO 1

---

## Introdução

Muitos órgãos do corpo humano, tais como coração, cérebro, músculos e olhos, manifestam parte de suas funções por meio de sinais elétricos gerados em células altamente especializadas. O coração, por exemplo, produz uma variação de potencial elétrico, cujo traçado é conhecido como eletrocardiograma (ECG), o mesmo ocorrendo no cérebro, músculo e na retina, onde essas variações são chamadas de eletroencefalograma (EEG), eletromiograma (EMG) e eletroretinograma (ERG) respectivamente. A medição desses e outros sinais elétricos provenientes do corpo pode dar informações acerca da fisiologia dos órgãos. Assim, as arritmias e outras condições patológicas do coração podem ser observadas através da leitura do ECG, enquanto alterações no EEG podem diagnosticar convulsões epiléticas [1]. Doenças neurodegenerativas que comprometem os músculos, dentre elas a esclerose múltipla, podem ser identificadas medindo-se as latências das respostas celulares na presença de estímulos adequados, observadas no traçado do eletromiograma.

A medição desses sinais biológicos não é tarefa simples, primeiramente por envolver amplitudes muito pequenas, tipicamente na faixa de 1  $\mu\text{V}$  a 10 mV, segundo porque no ambiente em que são feitas essas medições estão presentes muitas fontes de interferências e ruídos<sup>1</sup>, que acabam por degradar a relação sinal/ruído. Esse sinal precisa ser amplificado para torná-lo compatível com a faixa de operação de placas de aquisição e ser apresentado em ambiente computacional.

Os equipamentos que fornecem amplificação seletiva do sinal biológico, rejeitando sinais sobrepostos ao sinal de interesse (interferências e ruídos), garantindo a proteção do paciente e dos circuitos eletrônicos contra sobretensões elétricas, são conhecidos como condicionadores de biopotenciais, e é o tema central deste trabalho.

A importância do presente trabalho é conceber um equipamento que permita o registro de potenciais elétricos oriundos da atividade neural sob estimulação. Além disso, permitir sua incorporação a um sistema de registro

---

<sup>1</sup> Serão consideradas interferências, os sinais espúrios externos ao equipamento de medição e ruídos os sinais gerados no próprio circuito.

pré-existente e assim dar condições de uso para testes realizados por estudantes de graduação e pós-graduação.

## **1.1 Objetivo**

Fazer um estudo comparativo entre alguns amplificadores de instrumentação disponíveis no mercado, escolhendo o que apresentar as melhores características para uso em medições de biopotenciais. Depois, desenvolver um condicionador para registro de potenciais corticais.

## **1.2 Organização do Trabalho**

Este trabalho está dividido em 6 capítulos, o capítulo de introdução e mais 5 capítulos descritos a seguir:

No capítulo 2 apresenta-se a origem dos biopotenciais, os tipos e suas características. Além disso, faz-se uma descrição sucinta dos diversos eletrodos usados no registro de potenciais elétricos de origem biológica.

No Capítulo 3 são estudados os condicionadores de biopotenciais, apresentado o amplificador de instrumentação, as diversas arquiteturas desse componente, com suas vantagens e desvantagens, além dos estágios de isolamento e filtragem do sinal.

No capítulo 4 é feita a apresentação das principais interferências que estão presentes nas medições de biopotenciais, suas origens, características e alguns mecanismos para redução de tais interferências.

No Capítulo 5 trata-se do projeto do condicionador de biopotencial, começando pela escolha do amplificador de instrumentação disponível no mercado e dos desenhos dos filtros e blocos de ganho usados no projeto.

No Capítulo 6 faz-se a apresentação dos resultados experimentais obtidos com o condicionador desenvolvido.

A conclusão apresenta as discussões sobre o trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

---

Este trabalho é fruto de uma colaboração entre o Laboratório de Sistemas Eletrônicos (LSE) e o Laboratório de Biofísica Celular da UFPA. Neste último, são desenvolvidas pesquisas relativas ao registro da atividade elétrica de neurônios em fatias de cérebro, usando-se como animal modelo o rato. Além disso, foram introduzidos recentemente trabalhos com invertebrados, objetivando o estudo de sistemas sensoriais desses animais.

## CAPÍTULO 2

---

# Potenciais Bioelétricos

Neste capítulo é explicada a origem dos potenciais bioelétricos, as características de alguns tipos de biopotenciais e os eletrodos utilizados nas suas medições.

O sucesso no desenvolvimento dos organismos na terra deve-se principalmente à capacidade, adquirida ao longo da evolução, de processar e enviar um grande número de informações de uma região à outra do corpo em grandes velocidades. Como a informação portada pelo fluxo sanguíneo e aquelas das moléculas sinalizadoras, como os hormônios, trafega a velocidades relativamente baixas, foi preciso desenvolver um sistema capaz de transmitir informações em taxas mais elevadas, necessária à adaptação das diversas formas de vida no planeta. O sistema chegou ao seu ápice quando a célula foi capaz de gerar e reconhecer, através de sua membrana, variações de potenciais elétricos criados a partir da alteração seletiva no fluxo iônico [2].

Os potenciais elétricos gerados nos organismos vivos passaram a ser chamados de potenciais bioelétricos ou biopotenciais, que na verdade são tensões elétricas criadas pelo movimento de íons, como resultado das atividades eletroquímicas de certas classes de células, conhecidas como células excitáveis, os componentes fundamentais dos tecidos nervosos, glandulares e musculares.

Usando-se amplificadores que admitem tensões de entrada da ordem de microvolts, com pouquíssima introdução de erros de carga, foi possível conhecer com grande precisão o valor desses potenciais. Com a introdução de técnicas mais refinadas, como o *patch-clamp*<sup>1</sup>, foi possível investigar quais correntes iônicas eram responsáveis por toda aquela complexa variação de tensão gerada por uma única célula e como tal alteração era capaz de se deslocar a grandes distâncias dentro do corpo – o potencial de ação. O ponto alto do registro eletrofisiológico aconteceu com a possibilidade de medição da corrente elétrica fluindo através de um único canal iônico da membrana celular, rendendo aos seus inventores Erwin Neher e Bert Sakman o prêmio Nobel de medicina e fisiologia em 1991 [2].

---

<sup>1</sup> Método espacial de fixação da tensão para estudar a corrente em um único canal assim como na célula inteira.

## 2.1 Geração dos Potenciais Bioelétricos

As células excitáveis exibem eletricamente um potencial de repouso, e quando apropriadamente estimuladas, um potencial de ação, como são apresentados a seguir.

### 2.1.1 Potencial de Repouso da Célula

As células são envolvidas por uma membrana fosfolipídica semipermeável que permite a passagem de algumas substâncias, enquanto outras, como as proteínas intracelulares e outros ânions orgânicos ( $A^-$ ), são bloqueados. Todas as células estão mergulhadas em fluídos orgânicos que nada mais são do que soluções iônicas que utilizam íons como veículos da carga elétrica. Dentre esses, os principais são o sódio ( $Na^+$ ), potássio ( $K^+$ ), cloreto ( $Cl^-$ ) e o cálcio ( $Ca^{2+}$ ).

Enquanto os íons de  $K^+$  e  $Cl^-$  passam com certa facilidade pela membrana celular, quando a célula encontra-se no seu estado de repouso, os de  $Na^+$  e os de  $Ca^{2+}$ , nesta condição, apresentam grande dificuldade de atravessá-la. Tal movimento se deve à busca de um ponto de equilíbrio eletroquímico entre os dois lados da célula, os meios intra e extracelular.

A dificuldade em permear a membrana celular, apresentada pelo  $Na^+$ , pode ser explicada porque existem muito menos canais iônicos seletivos a passagem de  $Na^+$  do que de  $K^+$ , quando a célula encontra-se no estado de repouso. Sabe-se que neste estado a célula não recebe e nem envia qualquer informação em resposta a qualquer tipo de estímulo [2], e apresenta uma polarização em que a face interna da membrana celular é negativamente carregada em relação à sua superfície externa. Tal distribuição de carga manifesta-se pela presença de um potencial elétrico chamado de potencial de repouso da membrana. Essa distribuição se dá em parte pela grande facilidade com que o  $K^+$  pode cruzar a membrana celular.

A gênese desse potencial pode ser explicada por meio de algumas considerações. Supondo que a membrana celular é completamente

impermeável a qualquer espécie iônica e que há neutralidade elétrica entre ambos os lados da célula, ou seja, que o número de cargas positivas é o mesmo de cargas negativas. Assim sendo, não há nenhum potencial elétrico estabelecido entre as faces da membrana celular. Então, supondo que subitamente seja possível tornar a membrana celular permeável aos íons de  $K^+$ . Dessa forma, há uma tendência dos íons de  $K^+$  cruzarem a membrana celular em busca de um equilíbrio. A força inicial que move estes íons é a diferença de potencial químico estabelecida pela diferença de concentração. Como os íons são partículas carregadas, a transferência de íons de  $K^+$  para o lado externo da célula, movidos a favor do seu gradiente de concentração e regidos unicamente pela difusão passiva, produz uma redistribuição de cargas elétricas através da membrana celular, dando início à formação do potencial de repouso. À medida que o tempo passa, mais íons de  $K^+$  deixam a lado intracelular, até que a diferença de potencial químico seja contrabalançada pela diferença de potencial elétrico. Neste ponto a célula encontra-se no estado que é chamado de potencial de repouso ou potencial de equilíbrio e não há fluxo resultante de cargas elétricas, ou seja, se um íon de  $K^+$  deixar a célula, outro íon tem que entrar nela.

O valor do potencial de repouso da célula apresenta grande variação até mesmo dentro de uma classe específica de células, e está normalmente entre -35 mV e -75 mV para células animais, chegando a -250 mV em células vegetais [2].

### 2.1.2 Potencial de Ação

A transmissão de informação só é possível graças à incorporação na membrana celular de canais iônicos que se abrem toda vez que a célula muda seu potencial de repouso, aumentando a condutância da membrana celular. Essa variação abrupta no potencial de repouso, capaz de se propagar por longas distâncias, é conhecida como potencial de ação ou resposta tudo-ou-nada da célula, ocorrendo apenas em células capazes de se excitar na presença de estímulos.

O potencial de ação surge, como mencionado anteriormente, devido ao aumento repentino da condutância da membrana, toda vez que o potencial de repouso se torna menos negativo, ou seja, mais despolarizado. Quando esse potencial chega a um valor em que a probabilidade de abertura dos canais é máxima, valor este conhecido como limiar de disparo, os canais iônicos sensíveis à tensão se abrem e íons, principalmente os de  $\text{Na}^+$ , entram na célula, mudando o estado de carga elétrica da célula. Tal é a mudança, que o potencial de repouso inverte sua polaridade em frações de segundo, gerando um pulso com duração média de 1,5 ms (Figura 2.1)[2].

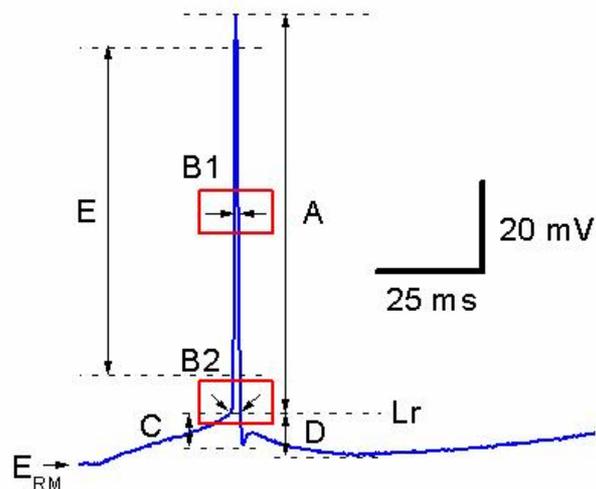


Figura 2.1 - Potencial de ação de um neurônio da substância branca do córtex visual do rato. A: amplitude do potencial de ação. B: duração. B1 – medida na metade da amplitude, B2 – medida na base. C e D: medida da amplitude dos pós potenciais hiperpolarizantes rápidos (PPHr) e médios (PPHm) respectivamente. E: tempo de subida.  $E_{RM}$ : potencial de repouso. Lr: limiar de disparo [2].

O influxo de sódio que despolariza a membrana contribui para que canais de  $\text{K}^+$  também se abram saiam da célula. Esses canais possuem cinética de ativação mais lenta, por isso, a corrente gerada por esse íon é dita retardada. À medida que o tempo passa, canais de  $\text{Na}^+$  começam a entrar no estado de inativação. Isso tudo ocorre na fase de crescimento do potencial de ação conforme visto na Figura 2.1. Com os canais de  $\text{Na}^+$  uma vez fechados e os canais de  $\text{K}^+$  ainda abertos, o potencial elétrico da célula começa a voltar para seu estado de repouso, fase esta conhecida como repolarização. Devido

ao processo de repolarização ser gerenciado primariamente pela saída dos íons de  $K^+$ , gerando uma corrente tardia para fora da célula, o potencial de repouso não volta imediatamente para seu valor inicial, a célula se hiperpolariza – termo usado para descrever o potencial mais negativo do que o de repouso, por frações de segundo. Neste ponto, o fluxo de  $K^+$  é interrompido porque os canais de  $K^+$  encontram-se quase todos fechados, e o potencial de repouso da célula é atingido graças a um mecanismo que consome energia da célula – a bomba de sódio-potássio ( $Na^+/K^+$ ). Esta bomba, uma proteína de membrana, troca íons de  $Na^+$  por íons de  $K^+$  continuamente para estabelecer as diferenças de concentração, imprescindíveis para a manutenção da vida celular (Figura 2.2). Esses mecanismos de despolarização e repolarização são gerados toda vez que a célula é excitada e se propaga graças à população de canais circunvizinhos encontrados na membrana celular, sendo um processo autoregenerativo.

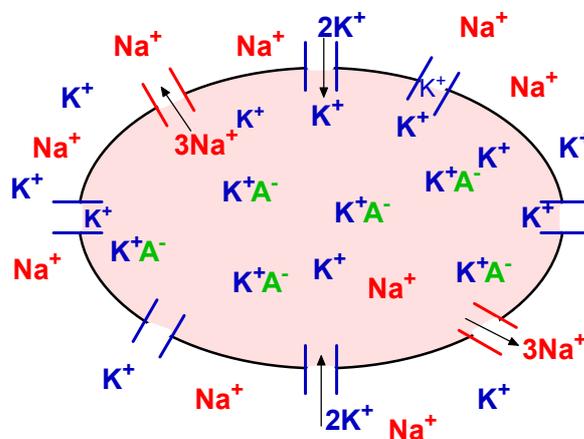


Figura 2.2 – Fluxo iônico na membrana celular

## 2.2 Alguns Tipos de Potenciais Bioelétricos

A seguir apresenta-se uma descrição sucinta de alguns tipos de biopotenciais com algumas características elétricas, formas de obtenção do sinal e os tipos de eletrodos usados em medições.

### 2.2.1 ECG

Sinais elétricos provenientes da atividade cardíaca quando mostrados ou armazenados de alguma forma, são conhecidos como ECG. Estes são captados por meio de eletrodos colocados em pontos específicos sobre o tórax, braços, pernas dos indivíduos e conectados a amplificadores diferenciais. A atividade elétrica medida em alguns pontos da superfície corporal pode refletir o desempenho do músculo cardíaco sob investigação. Sinais de ECG possuem amplitudes entre 1 mV e 5 mV e frequências entre 0,05 e 100 Hz [1], o que torna sua aquisição susceptível a artefatos gerados pelo movimento do eletrodo em relação à pele, bem como, pela atividade dos músculos vizinhos. Por isso, para um bom registro do ECG é imprescindível o uso de eletrodos de boa qualidade.

Eletrodos feitos de prata e revestidos com cloreto de prata, normalmente, apresentam desempenho satisfatório, com grande estabilidade elétrica e reversibilidade [1]. Além disso, pode-se adicionar um gel eletrolítico para reduzir a resistência de contato, melhorando a condução elétrica entre a pele e o eletrodo. Artefatos oriundos da interface pele-eletrodo e interferências eletromagnéticas de toda ordem, principalmente aquelas originadas pela rede elétrica, podem ser extremamente prejudiciais às medições do ECG e devem ser minimizadas para que não contaminem o padrão do registro eletrofisiológico cardíaco. Para tal, eletrocardiógrafos atuais trazem implementações que reduzem os efeitos dessas interferências, como mostradas no capítulo 4. Tais implementações são imprescindíveis à realização dessas medições em ambientes muito ruidosos como aqueles encontrados nos hospitais, centros de saúdes, clínicas etc.

### 2.2.2 EEG

O psiquiatra alemão Hans Berger introduziu o termo eletroencefalograma para denotar os registros das flutuações nos potenciais elétricos provenientes do cérebro. Estes sinais elétricos são caracterizados pelas suas amplitudes extremamente pequenas (da ordem de microvolts).

Eletrodos de placa de ouro devem ser firmemente colocados de modo a se obter uma baixa resistência de contato [1].

Sinais de EEG são difíceis para interpretar, uma vez que representam atividades de bilhões de neurônios transmitidos através dos tecidos, fluidos e superfície do cérebro. Na própria forma de onda é possível ver pontos que podem auxiliar na identificação de algumas doenças epiléticas [1]. A análise do espectro de frequência do EEG pode revelar mudanças na potência do sinal em diferentes frequências produzidas durante vários estágios do sono, como resultado de efeitos anestésicos e, algumas vezes, como resultado de traumas no cérebro.

Sinais de EEG apresentam atividades elétricas oscilatórias contínuas. A amplitude e as formas são determinadas pelo estado excitatório do cérebro, podendo chegar a 100  $\mu\text{V}$  na superfície do crânio e a 10 mV na superfície cerebral, com variações de frequência de 0,5 a 100 Hz. Estas formas variam mais notadamente entre estados de sono e alerta. Quatro grupos de formas de sinal são descritos: alfa, beta, delta e teta (Figura 2.3).

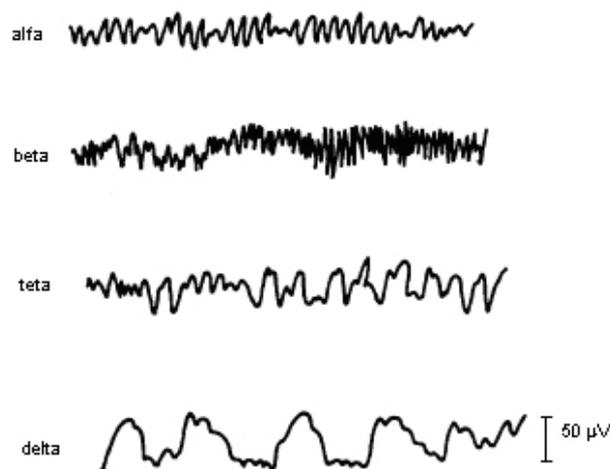


Figura 2.3 - Exemplos dos diversos sinais de EEG existentes [3].

As ondas alfa ocorrem mais notadamente na região occipital, contendo frequências entre 8 e 13 Hz com amplitudes menores que 10  $\mu\text{V}$ . Elas são encontradas em pessoas que estão acordadas e descansando tranquilamente. Quando o paciente está adormecido, as ondas alfa desaparecem, e quando se está alerta e a atenção está direcionada para uma atividade específica, essas

ondas são substituídas por ondas assíncronas de maior frequência e menor amplitude [3].

As ondas do tipo beta estão na faixa de frequência de 14 a 22 Hz, estendendo-se até a 50 Hz sob intensa atividade cerebral, possuindo sua máxima amplitude em torno de 20  $\mu\text{V}$  nas regiões parietais e frontal do cérebro [3].

As ondas teta possuem frequências entre 4 e 7 Hz com amplitudes menores que 100  $\mu\text{V}$ . Elas ocorrem principalmente nas regiões parietais e temporal, em crianças quando estão acordadas e em adultos durante estresse emocional, particularmente mediante decepções e frustrações [3].

As ondas delta incluem todas as ondas do EEG com frequências inferiores a 3,5 Hz, ocorrendo em estados de sono profundo, em crianças e em doenças cerebrais orgânicas [3].

Apesar de não serem apresentadas na Figura 2.3, as ondas gama com frequências entre 22 e 30 Hz e amplitudes menores que 2  $\mu\text{V}$  pico a pico, são encontradas quando o sujeito está prestando atenção ou está tendo outro estímulo sensorial.

Problemas práticos associados com a medição de sinais de EEG aparecem de fontes de ruídos fisiológicos, ambientais e ruído eletrônico. Fontes fisiológicas de ruído são artefatos de movimento produzidos pela contração voluntária dos músculos, como por exemplo, o movimento dos olhos e em alguns casos, da atividade cardíaca. Interferências elétricas surgem de fontes comuns como as da rede elétrica, rádio frequências (RF) e aquelas magneticamente induzidas. Soma-se a isso o ruído térmico produzido nos componentes eletrônicos dos amplificadores. Por isso, os componentes eletrônicos atuais são projetados para operar com níveis de ruído elétrico extremamente baixos.

### 2.2.3 EMG

Fibras musculares geram atividade elétrica todas as vezes que os músculos estiverem ativos [4]. Estes sinais são obtidos através do uso de eletrodos colocados próximos ao grupo de músculos de interesse, apresentam amplitude de 1 a 10 mV e frequência de 20 a 2.000 Hz [1]. Um par de eletrodos colocados no bíceps e outro par no tríceps, podem capturar sinais de EMG gerados quando esses músculos são contraídos. Sinais de EMG obtidos dessa forma têm mostrado uma grosseira indicação da força gerada pelo grupo de músculo [3].

Eletrodos usados para tais aplicações devem ser seguramente acoplados, com dimensões reduzidas e fornecer medições livres de artefatos. Eletrodos de prata-cloreto de prata ou de ouro são normalmente empregados, embora eletrodos de menor custo, como o de aço inoxidável, possam ser aplicados [3].

Uma vez que a faixa de frequência dos sinais de EMG está acima da faixa dos sinais de ECG e EEG e suas amplitudes são comparáveis ou maiores, o problema de artefatos de movimento e outras interferências são relativamente menos importantes. Filtros podem ser utilizados para reduzir artefatos e interferências.

### 2.2.4 EOG

Potenciais elétricos são gerados em consequência do movimento do globo ocular dentro de um ambiente condutivo da cabeça. A geração de sinais de EOG pode ser entendida considerando-se dipolos localizados no globo ocular (indicando fontes de potencial positivo e negativo separadamente). Eletrodos colocados em ambos os lados ou acima e abaixo dos olhos permitem a obtenção da variação desses potenciais, gerada pelo movimento do globo ocular. Desta forma, o EOG pode ser utilizado no estudo da posição e desordens no movimento dos olhos - um reflexo chamado vestibulo-ocular [3].

Esses sinais são de baixa amplitude (entre 10 e 100  $\mu$ V) e têm frequências entre 0 e 10 Hz [1]. Portanto é desejável ter um amplificador com

um alto ganho, boa resposta em frequência e estabilidade CC. Além disso, a combinação gel-eletrodo deve produzir baixos níveis de potencial de junção, artefatos de movimento e deslocamento no sinal CC [5]. Problemas práticos associados com o deslocamento CC, artefatos de movimento e fixação dos eletrodos na vizinhança dos olhos, tornam o seu uso em longo tempo uma situação problemática. A fixação conveniente do eletrodo e o uso de filtros no estágio de condicionamento do sinal facilitam a obtenção de sinais com baixos níveis de ruídos.

A fim de medir biopotenciais e conseqüentemente a corrente no corpo, é necessário fornecer alguma interface entre o paciente e o equipamento de medição eletrônica. Esta função é executada por eletrodos de biopotenciais, como descritos a seguir.

## **2.3 Alguns Tipos de Eletrodos**

Nas medições de biopotenciais o uso de transdutores é necessário porque a condução elétrica no meio biológico é feita por íons enquanto nos sistemas de medição é feita por elétrons.

Os eletrodos devem ser projetados de modo a obter o sinal de interesse reduzindo os sinais de interferências e artefatos. A seguir apresenta-se uma descrição sucinta dos principais eletrodos utilizados em medição de biopotenciais.

### **2.3.1 Eletrodos de Prata-Cloreto de Prata (Ag-AgCl<sub>2</sub>)**

Estes eletrodos são de alta qualidade, feitos de prata, que é um metal altamente condutivo, e do seu sal (cloreto de prata). São conectados ao corpo do paciente por meio de um gel eletrolítico [6]. Este tipo de eletrodo é conhecido por produzir os potenciais de junção mais baixos e estáveis. Potenciais de junção são os resultados de interfaces eletrolíticas diferentes e são importantes fontes de artefatos de movimento. Por isso é que há a necessidade de aplicação, no eletrodo, de um gel eletrolítico tipicamente a

base de cloreto de sódio ou potássio, resultando em uma boa condutividade e baixo potencial de junção sem causar irritação da pele [1].

Eletrodos reutilizáveis de prata-cloreto de prata são feitos de discos de prata recobertos eletroliticamente por cloreto de prata. Alternativamente, partículas de prata e cloreto de prata são aglomeradas para formar a estrutura metálica do eletrodo. O eletrodo é fixado na pele por meio de uma fita adesiva antialérgica, e conectado ao sistema de instrumentação externa por meio de um conector específico. Esses eletrodos são convenientes para estudos de casos agudos ou investigações básicas.

Eletrodos descartáveis são feitos de forma similar, embora o uso de prata possa ser minimizado. De modo a permitir uma fixação segura, uma espuma adesiva (Figura 2.4) fixa o corpo do eletrodo à pele do paciente. Tal tipo de eletrodo é conveniente para uso em ambulatório ou medições de longo tempo.



Figura 2.4 – Eletrodo descartável de Ag-AgCl<sub>2</sub>.

### 2.3.2 Eletrodos de Ouro

O uso de eletrodos de ouro é bastante comum em medições de sinais de EEG devido a sua alta condutividade. Pequenos eletrodos reutilizáveis são projetados de modo que possam ser firmemente acoplados ao couro cabeludo. No seu formato há uma cavidade para o gel eletrolítico, que é aplicado através de um orifício (Figura 2.5). Os eletrodos são aplicados em áreas sem cabelo, com o uso de um forte adesivo ou bandagens elásticas.

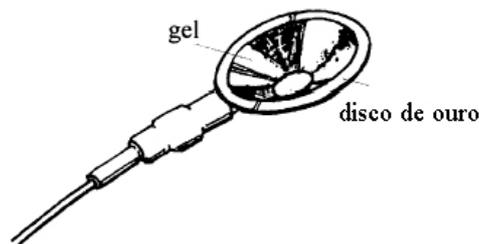


Figura 2.5 – Eletrodo reutilizável de ouro.

Podem ser citadas como desvantagens destes eletrodos sobre os de prata-cloreto de prata, o seu custo, maiores potenciais de junção e uma maior sensibilidade a artefatos de movimento [5]. Por outro lado, este tipo de eletrodo mantém baixa impedância, é inerte, reutilizável e é bom para medições de períodos curtos desde que seja utilizado um gel altamente condutivo e seja seguramente aplicado.

### 2.3.3 Eletrodos de Polímero Condutivo

Em muitos casos é conveniente construir o eletrodo de um material que seja ao mesmo tempo condutor e adesivo. Certos polímeros possuem propriedades adesivas e dopando-os com íons de metal monovalente podem torná-los condutivos. O polímero é inserido a uma lâmina de prata ou alumínio que permite o contato elétrico à instrumentação externa (Figura 2.6). Esse tipo de eletrodo não necessita de adesivo adicional nem gel eletrolítico, portanto pode ser prontamente utilizado [1].



Figura 2.6 – Eletrodo de polímero condutivo.

Este tipo de eletrodo apresenta resistividade superior comparado aos eletrodos metálicos e, portanto, uma maior probabilidade de geração de

artefatos deve ser aceitável. A resistividade elevada dos polímeros torna esses eletrodos inconvenientes para medições em ambientes com altos níveis de ruídos. O polímero não se acopla efetivamente à pele, como os adesivos convencionais usados em eletrodos descartáveis de ECG construídos com uma base esponjosa. Além disso, os potenciais gerados na interface pele-eletrodo são fortemente alterados pelo movimento. Entretanto, quando o nível do sinal é alto e quando se restringe o movimento do sujeito, a geração de artefatos de movimento é diminuída. Os eletrodos de polímero oferecem uma solução de baixo custo para medição de biopotenciais.

### **2.3.4 Eletrodos de Carbono ou de Metal**

Eletrodos feitos de metais como o aço inoxidável e o bronze são menos usados, em detrimento aos feitos a partir dos metais nobres de alta qualidade, ou aos de baixo custo como os de polímeros. Historicamente, estes eletrodos de metais foram usados em laboratórios e clínicas, oferecendo a vantagem de ser reutilizáveis e mais baratos [6].

Eletrodos de carbono ou de polímero impregnado com carbono são usados mais esporadicamente, possuem resistividade muito maior, são mais ruidosos e mais suscetíveis a artefatos, porém são baratos, flexíveis e reutilizáveis.

### **2.3.5 Eletrodos de Agulha**

Os eletrodos de agulha compreendem uma pequena classe de eletrodos invasivos, usados quando é absolutamente essencial a medição de sinais diretamente dos órgãos internos ao corpo. A aplicação mais comum é a medição de sinais de músculos e fibras nervosas. Um fio metálico, geralmente de aço, é inserido em uma agulha que é introduzida na fibra muscular ou nervosa. O fio permanece preso mesmo quando a agulha é removida. Pequenos sinais tais como potencial motor unitário, podem ser medidos dessa maneira. Para aplicações em pesquisa, agulhas semelhantes ou eletrodos de fio são geralmente conectados diretamente ao músculo do coração. Uma vez

que tais eletrodos são invasivos, seu uso deve ser limitado somente a aplicações em tratamentos altamente especializados ou em pesquisas.

## **2.4 Conclusões**

Neste capítulo foi apresentada a gênese dos potenciais bioelétricos, assim como alguns tipos de biopotenciais e suas características. Uma vez que esses sinais apresentam amplitudes extremamente baixas, a escolha e colocação dos eletrodos no indivíduo têm reflexo direto na qualidade da medição.

## CAPÍTULO 3

---

# Condicionadores de Biopotencial

Neste capítulo são apresentados os estágios que compõem o condicionador de biopotencial, circuito que tem como função principal amplificar o sinal biológico captado pelos eletrodos. Para que este sinal seja registrado com qualidade, é necessário o cuidado no projeto e na escolha dos seus componentes, de modo a se obter faixas de ganho e freqüências adequadas.

O condicionador de biopotenciais é parte importante nos sistemas de medição dos sinais biológicos. Tais medições envolvem sinais de amplitudes muito pequenas, tipicamente na faixa de  $1\ \mu V$  a  $10\ mV$ , além da presença de interferências de várias fontes de ruídos, tais como o gerado pela rede elétrica e interferência de fontes magnéticas, entre outros.

Circuitos adequados para medir esses sinais devem satisfazer requisitos muito específicos, como amplificação seletiva ao sinal biológico, rejeição de interferências e ruídos sobrepostos e proteção ao paciente contra sobretensões que possam surgir.

Neste capítulo são apresentados os estágios que envolvem o condicionador de biopotencial de modo que o circuito final reúna as melhores características e desempenho na medição dos sinais bioelétricos.

Uma configuração típica, com três eletrodos, para medição de biopotenciais está mostrada no diagrama de blocos da Figura 3.1. Sendo dois eletrodos utilizados para medição do sinal biológico e o terceiro fornecendo um ponto de referência. O primeiro estágio consiste do amplificador de instrumentação, sua função é amplificar o sinal biológico diferencial de baixa amplitude que aparece em seus terminais de entrada, rejeitando, ao mesmo tempo, as componentes de modo comum presentes. O sinal então passa pelo segundo estágio (Filtro Passa-altas) onde é filtrado, atenuando frequências inferiores à de interesse. No terceiro estágio (Estágio de Ganho) é dado mais ganho ao sinal e no quarto estágio (Filtro Passa-baixas) o sinal é mais uma vez filtrado, limitando a largura de operação do circuito. O “driven-right-leg”, como será explicado posteriormente, é um circuito utilizado para atenuar a tensão de modo comum presente.

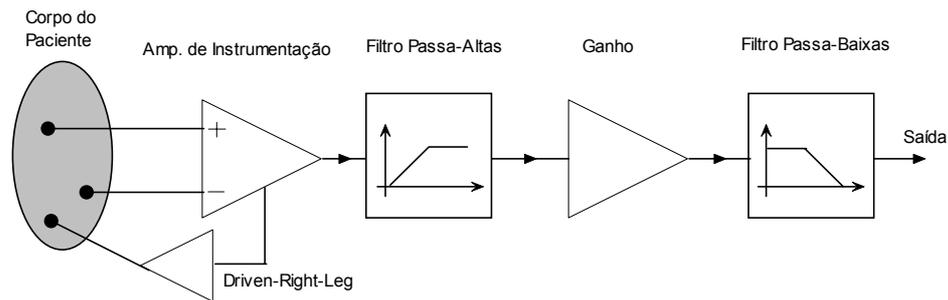


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de estágios do condicionador de biopotencial.

No projeto de condicionadores de biopotenciais, o amplificador de instrumentação deve possuir características importantes como alto ganho diferencial, elevada razão de rejeição de modo comum (CMRR) e alta resistência de entrada, necessárias para amplificação conveniente do sinal biológico.

### 3.1 Amplificadores de Instrumentação

O termo *amplificador de instrumentação* é usado para denotar um circuito que possui entradas diferenciais e apenas um terminal de saída em relação a uma referência. Geralmente a impedância das duas entradas é balanceada e possui valor alto, tipicamente  $10^9 \Omega$  ou maior, dependendo da tecnologia de fabricação utilizada. Assim como nos amplificadores operacionais, a impedância de saída é muito baixa (alguns miliohms em baixas frequências) [8].

Uma propriedade muito importante em um amplificador de instrumentação é a sua razão de rejeição de sinais de modo comum, ou seja, rejeitar os sinais comuns presentes nas suas duas entradas. Na Figura 3.2 é mostrado um bloco em que há um sinal diferencial  $v_d$  e um sinal de modo comum  $v_{cm}$  presentes nas entradas do amplificador de instrumentação.

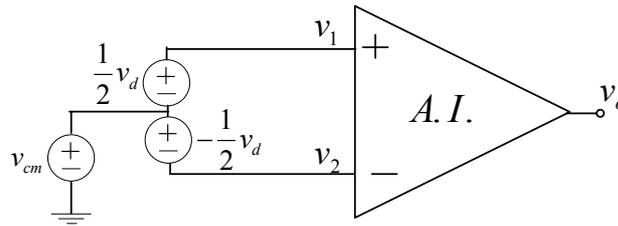


Figura 3.2 Amplificador de instrumentação com sinais diferencial e de modo comum aplicados nas entradas.

A tensão de saída é dada pela equação 3.1.

$$v_o = A_d(v_1 - v_2) + A_{cm} \left( \frac{v_1 + v_2}{2} \right) = A_d v_d + A_{cm} v_{cm} \quad (3.1)$$

Que pode ser escrito como,

$$v_o = \left( A_d + \frac{A_{cm}}{2} \right) v_2 - \left( A_d - \frac{A_{cm}}{2} \right) v_1 \quad (3.2)$$

Na equação 3.2 é possível observar o ganho diferencial ( $A_d$ ) e o ganho de modo comum ( $A_{cm}$ ) do amplificador. A razão de rejeição de modo comum é a razão entre o ganho diferencial e o ganho de modo comum expresso em dB, como mostrado na equação 3.3.

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \quad (3.3)$$

A seguir, apresentam-se algumas arquiteturas de amplificadores de instrumentação existentes, com suas principais características, vantagens e desvantagens.

### 3.1.1 Amplificador de Diferenças

Um diagrama esquemático de circuito simples com ganho diferencial é apresentado na Figura 3.3.

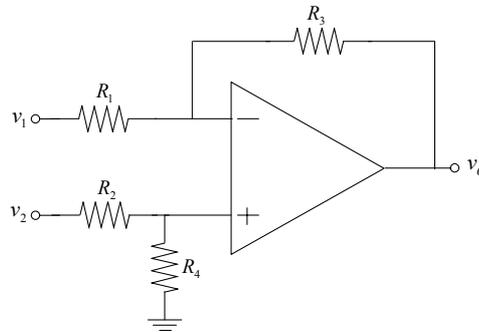


Figura 3.3 - Diagrama funcional do amplificador de instrumentação com 1 operacional.

Analisando o circuito, obtém-se a equação 3.4.

$$v_o = \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_1(R_2 + R_4)} v_2 - \frac{R_3}{R_1} v_1 \quad (3.4)$$

Para encontrar a expressão da influência do ganho de modo comum no valor da razão de rejeição de modo comum (CMRR), desta configuração, compara-se a equação 3.2 com a 3.4, obtendo-se 3.5 e 3.6.

$$A_d + \frac{A_{cm}}{2} = \frac{R_4(R_1 + R_3)}{R_1(R_2 + R_4)} \quad (3.5)$$

$$A_d - \frac{A_{cm}}{2} = \frac{R_3}{R_1} \quad (3.6)$$

Somando as equações 3.5 e 3.6, encontra-se a expressão para o ganho diferencial (equação 3.7).

$$A_d = \frac{R_4(R_1 + R_3) + R_3(R_2 + R_4)}{2R_1(R_2 + R_4)} \quad (3.7)$$

Subtraindo-se as equações 3.5 e 3.6, encontra-se o ganho de modo comum (equação 3.8).

$$A_{cm} = \frac{R_4(R_1 + R_3) + R_3(R_2 + R_4)}{R_1(R_2 + R_4)} \quad (3.8)$$

Uma vez que a razão de rejeição de modo comum é definida como a relação entre o ganho de modo comum e o ganho diferencial, é possível determiná-la, para esta configuração, conforme mostrado na equação 3.9.

$$CMRR = \left| \frac{R_4(R_1 + R_3) + R_3(R_2 + R_4)}{R_4(R_1 + R_3) - R_3(R_2 + R_4)} \frac{1}{2} \right| \quad (3.9)$$

Para que o CMRR seja máximo:

$$R_4(R_1 + R_3) - R_3(R_2 + R_4) = 0 \quad (3.10)$$

$$R_1R_4 + \cancel{R_3R_4} - R_2R_3 - \cancel{R_3R_4} = 0 \quad (3.11)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (3.12)$$

De forma simplificada, o CMRR é máximo quando  $R_1 = R_2$  e  $R_3 = R_4$ .

Para obter a resistência de entrada ( $R_{in}$ ), o circuito do amplificador de diferenças é desenhado na Figura 3.4 com as resistências  $R_1 = R_2 = r$  e  $R_3 = R_4 = R$ .

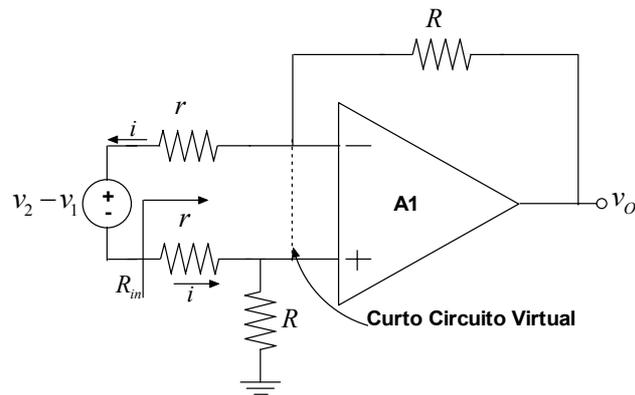


Figura 3.4 - Encontrando a resistência de entrada do amplificador de diferenças.

Visto que os terminais de entrada do amplificador de diferenças se encontram no mesmo potencial, é possível escrever a equação da malha (equação 3.14).

$$v_2 - v_1 = ri + 0 + ri \quad (3.14)$$

$R_{in}$  é definida conforme equação 3.13:

$$R_{in} = \frac{v_2 - v_1}{i} \quad (3.13)$$

Portanto, comparando-se as duas equações anteriores, encontra-se  $R_{in} = 2r$ . Se for exigido do amplificador um alto valor de ganho diferencial, então  $r$ , por necessidade, terá valor pequeno, tornando a resistência de entrada conseqüentemente baixa.

Apesar desta configuração apresentar a função de um amplificador de instrumentação, amplificando sinais diferenciais e rejeitando os de modo comum, algumas limitações importantes, como a baixa impedância das entradas inversora e não inversora, permitem que correntes diferentes fluam nas entradas dos amplificadores, degradando, desta forma, a razão de rejeição de modo comum.

Além disso, este circuito requer o casamento das razões dos pares de resistências  $R_1/R_2$  e  $R_3/R_4$ , caso contrário, o ganho em cada entrada é diferente, afetando diretamente a razão de rejeição de modo comum.

Uma forma prática de melhorar o desempenho do amplificador de diferenças apresentado é adicionar amplificadores seguidores de tensão em cada entrada diferencial, como mostrado na Figura 3.5. Este circuito fornece alta impedância de entrada, e conseqüentemente reduz os efeitos na razão de rejeição de modo comum.

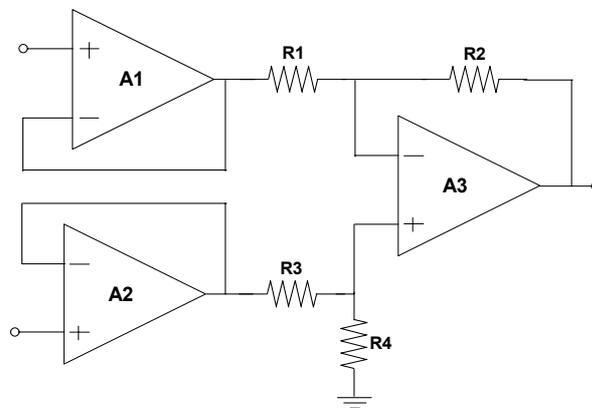


Figura 3.5 - Amplificador de diferenças com seguidores de tensão (A1 e A2) nas entradas.

Pelo fato dos seguidores de tensão operarem com ganho unitário, toda a rejeição de modo comum deve ser fornecida pelo estágio do amplificador de diferenças, necessitando do casamento exato dos resistores [9]. Esta configuração possui a mesma função de transferência do amplificador de diferenças.

### 3.1.2 Arquitetura com Dois Amplificadores Operacionais

Amplificadores de instrumentação com dois amplificadores operacionais possuem a vantagem de necessitarem de menos componentes (Figura 3.6), conseqüentemente havendo uma economia em seu custo e no consumo de energia. Porém, devido à sua topologia não simétrica, este tipo de configuração pode levar a desvantagens em comparação à topologia com três

amplificadores, mais notadamente a baixa razão de rejeição de modo comum (CMRR) em corrente alternada, o que limita o seu uso [8].

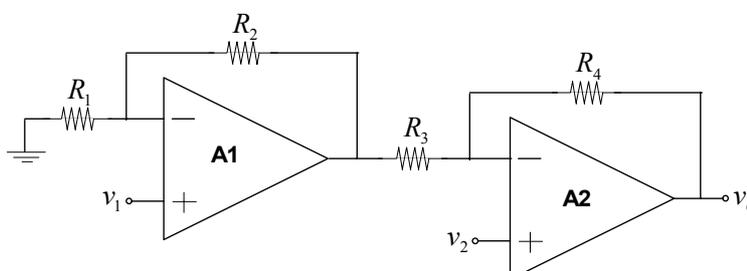


Figura 3.6 - Amplificador de instrumentação com dois operacionais.

No diagrama da figura 3.6, fazendo-se  $R_1 = R_4$  e  $R_2 = R_3$ , a função de transferência do circuito pode ser escrita como na equação 3.15:

$$v_o = (v_2 - v_1) \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.15)$$

A resistência de entrada é alta e balanceada e a corrente de polarização do circuito é ajustada pela exigência da corrente das entradas não-inversoras desta configuração, que é tipicamente, muito baixa [8].

As desvantagens dessa topologia incluem a impossibilidade de operar com ganho unitário e a baixa rejeição de modo comum à corrente alternada. O baixo CMRR é devido ao deslocamento de fase desigual que ocorre nas duas entradas  $v_1$  e  $v_2$ . Ou seja, o sinal deve atravessar pelo amplificador A1 antes de ser subtraído de  $v_2$  pelo amplificador A2. Logo, a tensão na saída de A1 é ligeiramente atrasada ou deslocada em fase em relação a  $v_1$ .

### 3.1.3 Arquitetura com Três Amplificadores Operacionais

No esquema mostrado na Figura 3.7 é apresentada uma estrutura que associa as vantagens das arquiteturas anteriores, bastante utilizada nos projetos de amplificadores de instrumentação [9]. Consiste de dois estágios, o

primeiro formado pelos amplificadores A1 e A2 e seus resistores associados, o segundo por A3 configurado como um amplificador de diferenças.

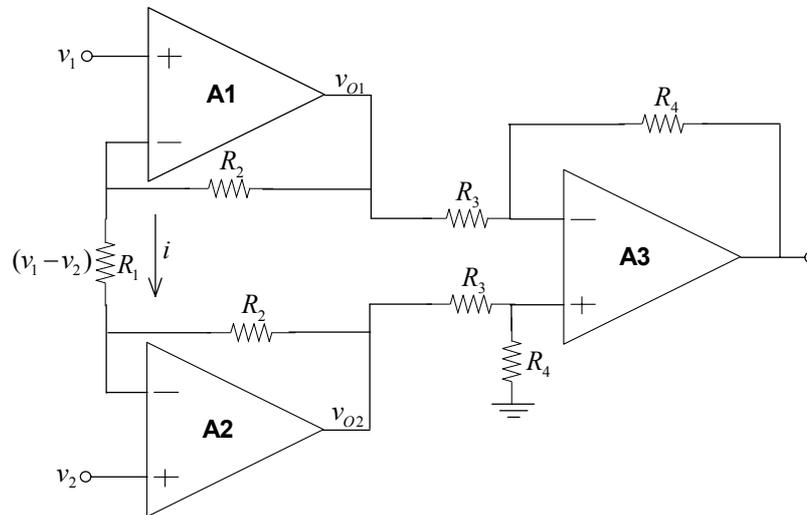


Figura 3.7 - Configuração clássica do Amplificador de Instrumentação

Na análise do circuito, um ponto importante é que, devido ao ganho em malha aberta e a impedância de entrada do amplificador operacional serem idealmente infinitos, as entradas dos amplificadores A1 e A2 estão em curto-circuito virtual, fazendo aparecer tensões de entradas  $v_1$  e  $v_2$  nos terminais do resistor  $R_1$ . Logo, a tensão de entrada diferencial  $(v_1 - v_2)$  aparece sobre  $R_1$  e faz com que uma corrente  $i = (v_1 - v_2) / R_1$  circule através de  $R_1$  e dos dois resistores indicados por  $R_2$ . Essa corrente, por sua vez, produz uma diferença de potencial entre os terminais de saída de A1 e A2 dada pela equação 3.16.

$$v_{O1} - v_{O2} = \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_1 - v_2) \quad (3.16)$$

O amplificador de diferenças, formado com A3, detecta a tensão diferencial  $(v_{O1} - v_{O2})$  e produz uma tensão de saída  $v_O$  proporcional (equação 3.17).

$$v_O = -\frac{R_4}{R_3}(v_{O1} - v_{O2}) \quad (3.17)$$

Combinando as equações 3.16 e 3.17, obtém-se a tensão de saída (equação 3.18).

$$v_O = \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_2 - v_1) \quad (3.18)$$

Na equação 3.19 é apresentado o ganho diferencial desta arquitetura.

$$A_d = \frac{v_O}{v_2 - v_1} = \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} \quad (3.19)$$

É possível observar que, se uma tensão de modo comum for aplicada nas entradas do amplificador, as tensões nos terminais de  $R_1$  são iguais e nenhuma corrente circula por esse resistor nem pelos dois resistores  $R_2$ . Logo, os amplificadores A1 e A2 operaram como seguidores de tensão, fazendo com que os sinais de modo comum passem pela entrada dos amplificadores diferenciais com ganho unitário.

A partir da expressão do ganho diferencial, observa-se a facilidade de ajuste do ganho apenas pela variação do valor do resistor  $R_1$ . As arquiteturas mostradas anteriormente envolvem a variação de dois resistores simultaneamente. Por último, visto que as entradas do circuito estão em malha aberta, a impedância de entrada para cada uma das fontes de sinais é idealmente infinita. Estas características explicam o melhor desempenho desta configuração [9].

### 3.1.4 Considerações Sobre os Amplificadores de Instrumentação

A arquitetura do amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais pode ser construída usando-se nas entradas, tanto amplificadores

com transistores de efeito de campo (FET) quanto bipolares. Os do tipo FET possuem correntes de polarização muito baixas, geralmente possuem menor razão de rejeição de modo comum e maior tensão de desvio que os amplificadores bipolares.

No projeto do amplificador de instrumentação, é possível utilizar tanto componentes discretos quanto circuitos integrados. Ambas as técnicas possuem suas vantagens e limitações. De maneira geral, com o uso de amplificadores operacionais discretos é possível alcançar maior flexibilidade a baixo custo e algumas vezes melhor desempenho em relação ao monolítico. Por outro lado, com o amplificador de instrumentação monolítico todo circuito está em um único CI, com variadas formas de especificação, maior precisão dos componentes internos, visto que estão sob a mesma pastilha, menor suscetibilidade a interferências, além de possuírem menores dimensões [4].

### **3.2 Amplificador de Isolação**

A isolação do paciente é uma parte muito importante na instrumentação biomédica. Este estágio fornece isolação ôhmica entre a entrada do circuito, onde o paciente está em contato, com a saída do circuito, onde estão equipamentos ligados à rede elétrica, protegendo e isolando o paciente.

O acoplamento pode ser magnético, óptico, capacitivo ou algum outro que não seja ôhmico, permitindo que o circuito de entrada tenha um ponto de referência separado e diferente do circuito de saída [10].

O esquema da Figura 3.8 representa o amplificador de isolação. O estágio de entrada do componente é geralmente alimentado por baterias e possui um ponto de referência, diferente do terminal de referência na parte posterior à barreira de isolação.

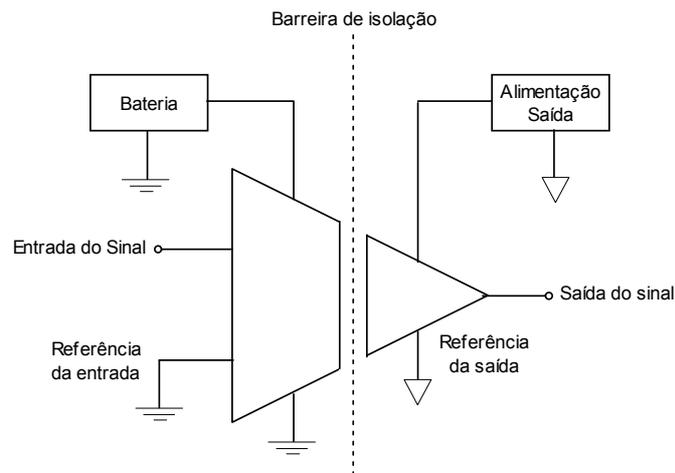


Figura 3.8 - Esquema de amplificador de Isolação.

### 3.3 Filtragem do Sinal

Dentro da faixa dos sinais biológicos existem componentes de freqüências específicas e ruídos que podem distorcer os sinais de interesse, tornando-os impróprios para análise. Logo, é necessário o uso de uma rede de filtragem para eliminar tais componentes. Esta rede é composta por filtros passa-altas, passa-baixas e rejeita-faixas para atenuação da interferência de 60 Hz provocada pela rede elétrica.

Um filtro elétrico pode ser definido como uma rede seletora que tem como função condicionar um dado sinal elétrico, para que o conteúdo espectral presente em determinadas faixas de freqüências seja enfatizado e/ou atenuado [11].

A diferença mais usual entre as diversas categorias de filtros se faz em termos de sua faixa de passagem, ou seja, a faixa de freqüências que o filtro deve deixar passar.

#### 3.3.1 Filtro Passa-baixas (FPB)

O filtro passa-baixas permite que sinais de freqüências inferiores a um determinado limite, conhecido como freqüência de bloqueio ou de corte,

passem por ele sem atenuação ou até com ganho, enquanto os sinais de freqüências superiores à freqüência de corte são atenuados.

No projeto do condicionador de biopotenciais, este filtro é usado para limitar a largura da faixa de operação do circuito, conseqüentemente atenuando algumas interferências eletromagnéticas vindas das diversas fontes presentes, como o ruído gerado pelo próprio circuito. Na Figura 3.9 é apresentada a característica de transmissão do filtro passa-baixas.

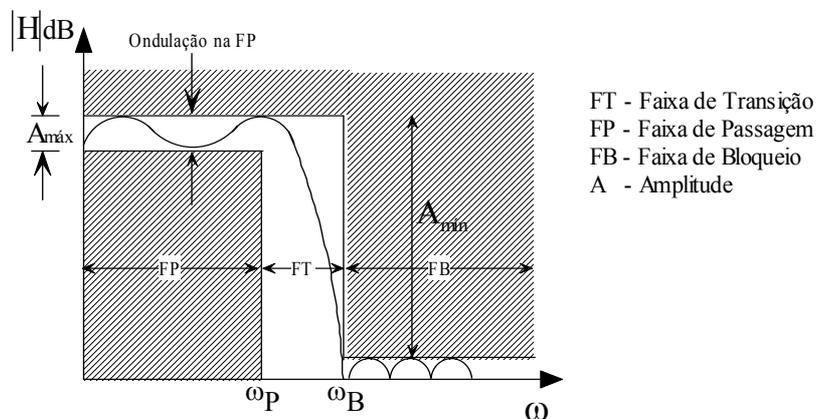


Figura 3.9 – Especificação das características de transmissão do filtro passa-baixas.

A função de transferência de segunda ordem de um filtro passa-baixas pode ser dada pela equação 3.20.

$$H(s) = \frac{K \omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (3.20)$$

Em que  $\omega_o$  é conhecida como freqüência angular do pólo e  $Q$  é o fator de qualidade do pólo. Esses parâmetros determinam os modos naturais do filtro [9].

### 3.3.2 Filtro Passa-altas (FPA)

O filtro passa-altas comporta-se de maneira oposta à dos filtros passa-baixas, permitindo a passagem dos sinais de freqüências superiores à de corte, enquanto os de freqüências inferiores são atenuados.

Visto que os sinais de EEG estão presentes a partir de  $0,5\text{ Hz}$ , este filtro é utilizado no projeto para redução dos níveis de tensão inferiores a esse ponto, além das tensões de desvio adicionadas pelos próprios amplificadores operacionais.

A princípio, a freqüência de passagem do filtro se estende até  $\omega = \infty$ . Entretanto, nos filtros ativos a faixa passante é limitada pela largura de faixa finita dos componentes ativos e por capacitâncias parasitas. Como resultado, o ganho no filtro passa-altas irá decrescer para freqüências muito elevadas. A Figura 3.10 representa a característica de transmissão do filtro passa-altas [12].

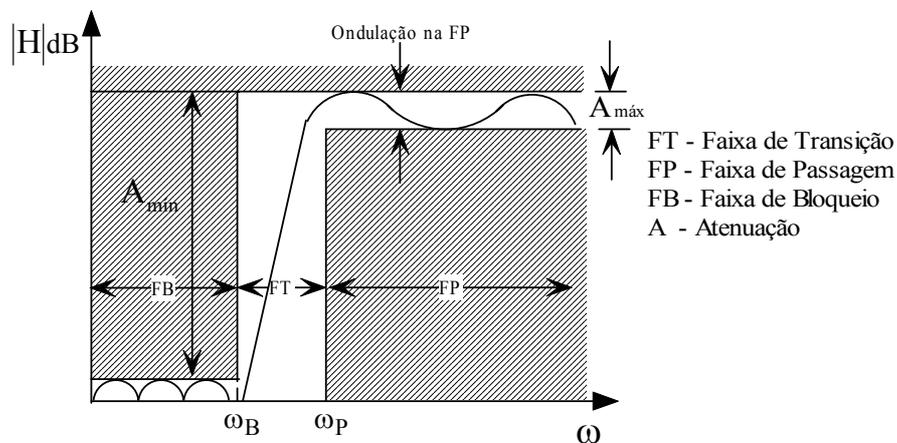


Figura 3.10 – Especificação das características de transmissão do filtro passa altas - FPA

A função de transferência de segunda ordem de um filtro passa-altas pode ser representada pela equação 3.21.

$$H(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (3.21)$$

### 3.3.3 Filtro Biquadrático com Amplificador Operacional

Um filtro passa-baixas biquadrático é caracterizado pela função de transferência na forma da equação 3.22.

$$H(s) = \frac{K\omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (3.22)$$

Na Figura 3.11 é mostrado o circuito de um filtro passa-baixas não inversor com ganho finito, conhecido como Sallen-Key.

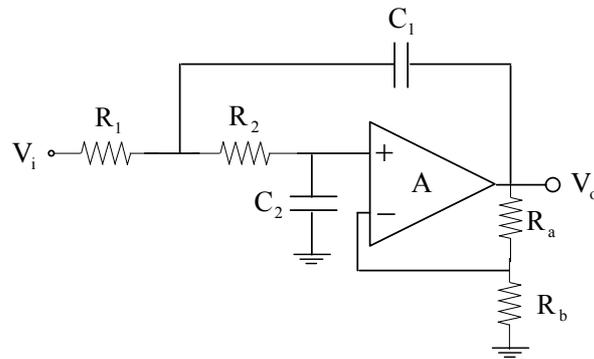


Figura 3.11 - Filtro passa-baixas Sallen-Key não inversor.

Assumindo que o amplificador operacional é ideal, a função de transferência do circuito é dada pela equação 3.23.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{K}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.23)$$

O ganho em malha fechada para o circuito não inversor é mostrado na equação 3.24.

$$K = 1 + \frac{R_a}{R_b} \quad (3.24)$$

Para especificar os valores de  $\omega_o$  e  $Q$ , é necessário comparar a função de transferência 3.23 com a expressão padrão de um filtro passa-baixas (3.22), obtendo as equações 3.25 e 3.26.

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (3.25)$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{K}{R_2 C_2} \right) \quad (3.26)$$

Para satisfazer as duas equações (3.25 e 3.26) cinco parâmetros devem ser selecionados. É possível escolher três desses parâmetros arbitrariamente. Uma escolha possível no projeto é igualar as resistências e as capacitâncias no circuito ( $R_1 = R_2 = R$  e  $C_1 = C_2 = C$ ), reduzindo as equações anteriores para  $RC = \frac{1}{\omega_o}$  e  $K = 3 - \frac{1}{Q}$ .

Para um dado valor de  $\omega_o$ , geralmente são selecionados valores padrões para capacitâncias e então calculados os valores das resistências. E para um valor selecionado de  $Q$  é encontrado o valor de  $K$ .

### 3.3.4 Associação em Cascata

Uma forma simples e ainda muito usada para realização de filtros de ordens superiores é a associação em cascata de duas ou mais seções biquadráticas [12].

$$H(s) = \prod_{i=1}^N H_i(s) \quad (3.27)$$

Em que  $H_i(s)$  é da forma da equação 3.28.

$$H(s) = K_i \frac{m_i s^2 + c_i s + d_i}{n_i s^2 + a_i s + b_i} \quad (3.28)$$

Os coeficientes do numerador ( $m_i, c_i, d_i$ ) são, números reais, sendo suas raízes chamadas de zeros da função de transferência e os coeficientes do denominador ( $n_i, a_i, b_i$ ) também são números reais, com suas raízes chamadas de pólos da função de transferência.

Este tipo de associação consiste na realização de vários circuitos biquadráticos e cada circuito estará conectado em cascata (Figura 3.12).

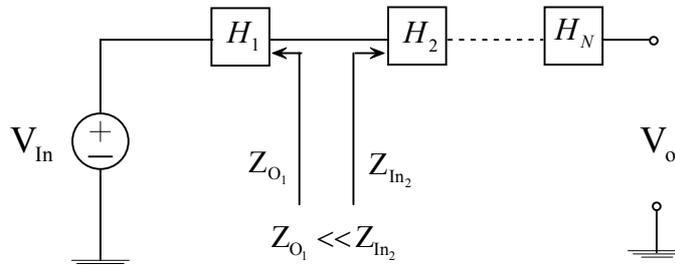


Figura 3.12 – Topologia em cascata

Considerando o efeito de se conectar o bloco  $H_2$  na saída do bloco  $H_1$ , se a impedância de saída é muito menor que a impedância de entrada do segundo bloco, a tensão de saída de  $H_1$  não é reduzida quando conectada a  $H_2$ , logo a tensão de entrada  $H_2$  é igual a  $V_{o1}$  e a saída de  $H_2$  é igual à equação 3.29.

$$V_{O2} = H_2 V_{o1} = H_1 H_2 V_{In} \quad (3.29)$$

Estendendo para a cascata de N seções, a tensão de saída é dada pela equação 3.30.

$$V_O = H_1 H_2 H_3 \dots H_N V_{In} \quad (3.30)$$

A sua função de transferência é obtida pela equação 3.31.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = H_1 H_2 H_3 \dots H_N = \prod_{i=1}^N H_i \quad (3.31)$$

Logo, a função de transferência da rede em cascata, em que a impedância de entrada de cada rede individual é bem maior que a sua impedância de saída, é igual ao produto dos blocos biquadráticos.

Uma vantagem importante no uso desta associação é que a realização de funções de transferência de alta ordem é reduzida a funções mais simples de blocos biquadráticos.

### 3.3.5 Função de Aproximação dos Filtros

Esta função é utilizada na aproximação das características de transmissão dos filtros e tem como vantagem o fato de expressões analíticas estarem disponíveis com seus parâmetros, simplificando bastante o projeto de filtros.

A função utilizada no projeto do condicionador de desenvolvimento é de Butterworth, também conhecida como resposta maximamente plana, devido as suas características de máximo aplanamento na banda de passagem, e exibindo uma diminuição monotônica na transmissão com todos os zeros de transmissão em  $\omega = \infty$ , tornando-se um filtro somente de pólos [9]. Estas características são importantes no projeto do condicionador, de modo que o sinal não sofra variações de amplitudes ao longo de sua faixa de passagem.

Tabela 3.1 – Polinômio de Butterworth [12].

<b>N</b>	<b>Polinômio</b>
1	$s + 1$
2	$s^2 + \sqrt{2}s + 1$
3	$s^3 + 2s^2 + 2s + 1 = (s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$s^4 + 2.613s^3 + 3,414s^2 + 2,613s + 1 = (s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)$

Na Tabela 3.1 são apresentados os polinômios necessários, que o denominador da função de transferência do filtro deve possuir, para que haja a

resposta do tipo Butterworth. Os coeficientes estão normalizados para a frequência de corte de 1 radiano por segundo, ou  $\omega_o = 1$ . Esta é uma maneira simples e conveniente de padronizar os coeficientes e as funções de transferência dos filtros, e podem ser utilizadas simplesmente substituindo-se cada termo “ $s$ ” na função de transferência por  $\frac{s}{\omega_o}$ , em que  $\omega_o$  é a frequência de corte desejada.

### 3.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os estágios que compõem o condicionador de biopotencial.

Das arquiteturas de amplificadores de instrumentação apresentadas, a estrutura clássica com três amplificadores operacionais, e construída monoliticamente, é escolhida no projeto porque melhor reúne as características necessárias para medição de biosinais, como facilidade de ajuste do ganho, alta impedância de entrada e alta razão de rejeição de modo comum.

A filtragem do sinal é feita com a associação de filtros biquadráticos passa-altas e passa-baixas de 4ª ordem, e, por não apresentar ondulação da amplitude do sinal na faixa de passagem, a função de aproximação de Butterworth é utilizada. Optou-se por não utilizar o filtro rejeita-faixas para atenuar componentes em 60 Hz vindas da rede elétrica porque nesta faixa de frequência também existem sinais biológicos de interesse. Circuito misto reconfigurável pode ser utilizado para medição de biopotenciais. Este circuito pode incluir um bloco que efetua, dinamicamente, a compensação do desbalanceamento das impedâncias dos eletrodos, minimizando a interferência de modo comum resultante do acoplamento paciente-rede elétrica [15].

## **CAPÍTULO 4**

---

# **Interferências no Sistema de Medição**

Neste capítulo são apresentadas as principais fontes de interferências que estão presentes nos sistemas de medição de sinais bioelétricos, suas origens, assim como propostas para redução desses sinais indesejáveis.

## 4.1 Origem das Interferências

A amplificação de biopotenciais freqüentemente apresenta problemas de interferências originados principalmente pela rede de energia elétrica existente próxima ao sistema de medição. Essa proximidade causa interação de campos elétricos e magnéticos com o sistema de medição e com o paciente, gerando correntes espúrias que degradam a relação sinal/ruído, diminuindo a qualidade do sinal registrado [13].

### 4.1.1 Correntes de Interferência pelo Corpo

No circuito da Figura 4.1, representa-se um modelo simplificado do sistema de medição e das interferências de origem externa produzidas pelo campo elétrico. O acoplamento do paciente à rede elétrica e ao terra é predominantemente capacitivo [13], causando uma pequena corrente  $i_d$  que passa pelo corpo e flui para o terra. A porção de  $i_d$  que passa por  $Z_{ref}$ , que é a interface pele-eletrodo do circuito neutro, causa uma diferença de potencial entre o corpo e a referência do amplificador, chamada de tensão de modo comum ( $v_{cm}$ ) apresentada na equação 4.1.

$$v_{cm} = i_d Z_{ref} \quad (4.1)$$

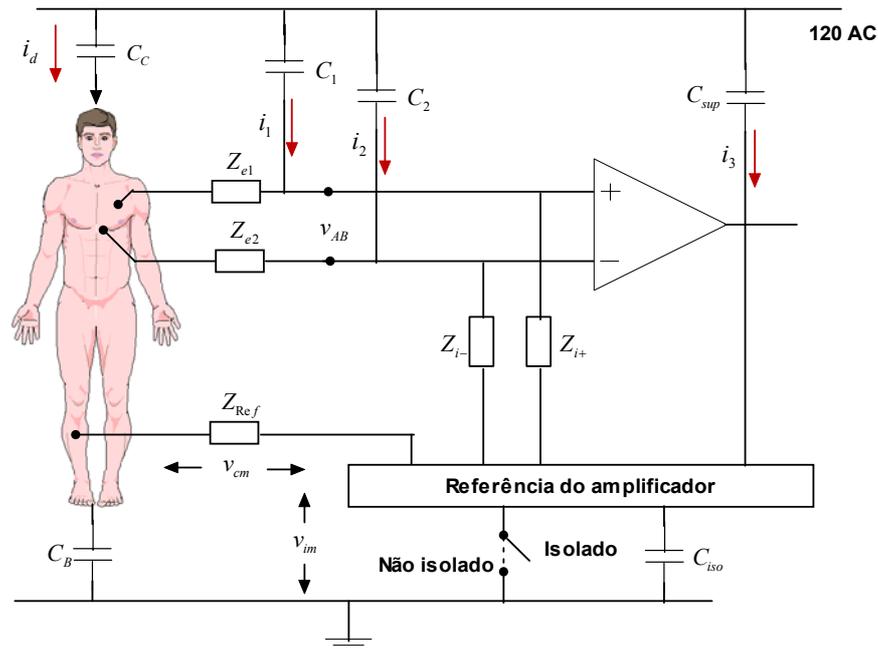


Figura 4.1 – Diagrama de bloco de um sistema de medição de biosinais [13].

### 4.1.2 Correntes de Interferência nos Cabos de Medição

Uma fonte de interferência importante em medições bioelétricas resulta do acoplamento capacitivo entre os cabos de medição e a rede elétrica ( $C_1$  e  $C_2$ , Figura 4.1) [3]. As correntes induzidas  $i_1$  e  $i_2$  não entram no amplificador devido a sua alta impedância de entrada, ao invés disso, circulam pelo corpo através dos cabos e eletrodos em direção ao terra, via  $C_B$  e  $Z_{ref}$  em série com  $C_{iso}$ . A impedância do corpo, cerca de  $500 \Omega$ , pode ser desconsiderada quando comparada com as outras impedâncias do circuito [13]. Devido a essas correntes induzidas serem geralmente diferentes, uma tensão diferencial  $v_{AB}$  é produzida nas entradas do amplificador e sua magnitude é dada pela equação 4.2.

$$v_{AB} = i_1 Z_{e1} - i_2 Z_{e2} \quad (4.2)$$

Para exemplificar, em uma situação típica com uma corrente média de  $10 \text{ nA}$  nos cabos, utilizando eletrodos com impedância de  $20 \text{ k}\Omega$  e uma

variação de  $\pm 50\%$  desses valores, leva a um nível de interferência de  $200 \mu V$  nas entradas do amplificador de instrumentação.

### 4.1.3 Interferência Magneticamente Induzida

A interferência magneticamente induzida é distinguida dos outros tipos de interferências porque ela varia com a área e orientação da malha formada pelos cabos de medição. A sua eliminação, em tese, é simples de ser feita, trançando-se os cabos e conseqüentemente diminuindo a área [14]. Na prática, nem sempre é possível. Por exemplo, a configuração usual na medição de ECG com eletrodos sendo colocados nas extremidades do corpo pode causar uma área considerável entre os cabos de entrada (Figura 4.2). A blindagem da sala onde é feito o registro dos sinais bioelétricos com metal de alta permeabilidade, reduz esse tipo de interferência.

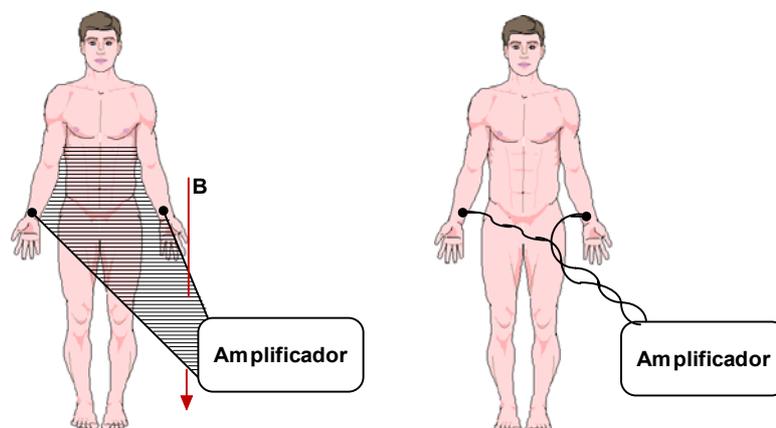


Figura 4.2 – Campo magnético em um sistema de medição [3].

Além das interferências citadas anteriormente, há o ruído gerado pela conexão entre a fonte de sinal biológico e o amplificador. A resistência total da fonte ( $R_s$ ), que inclui a resistência da fonte biológica e todas as resistências ao longo do cabo até a entrada do amplificador, causa ruído térmico que é dado pela equação 4.3 [7].

$$E_{rms} = \sqrt{4KTR_s B} \quad (\text{Volts}) \quad (4.3)$$

Em que  $K$  é a constante de Boltzmann,  $T$  a temperatura absoluta,  $R_s$  resistência em ohms e  $B$  a largura da faixa em Hz.

Adicionalmente, há o ruído inerente ao amplificador. Logo, para se obter uma alta relação sinal/ruído, é necessário o uso de amplificadores que possuam em suas características baixos níveis de ruídos [7].

## 4.2 Redução das Interferências

Há duas maneiras em que a tensão de modo comum causa interferência. A primeira é quando a razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador é baixa. Esta situação dificilmente torna-se problemática devido aos modernos amplificadores de instrumentação disponíveis atualmente no mercado terem esse parâmetro acima de 120 dB. A segunda e muito mais importante, é quando há diferença nas impedâncias dos eletrodos, e/ou nas impedâncias de entrada do amplificador, convertendo tensão em modo comum em tensão diferencial [13].

Esse mecanismo conhecido como “efeito divisor de potencial”, é a razão principal da importância de reduzir, o máximo possível, a tensão em modo comum [14]. A magnitude da tensão de interferência diferencial gerada desta maneira é dada pela equação 4.4.

$$v_{AB} = v_{cm} \left( \frac{Z_{i+}}{Z_{i+} + Z_{e1}} - \frac{Z_{i-}}{Z_{i-} + Z_{e2}} \right) \quad (4.4)$$

Em que  $Z_{i+,-}$  são as impedâncias de entrada do amplificador e  $Z_{e1,2}$  são as impedâncias dos eletrodos.

Uma forma de diminuir os efeitos desse tipo de interferência pode ser realizada por um circuito misto reconfigurável para fazer a compensação do desbalanceamento das impedâncias dos eletrodos dinamicamente, minimizando a interferência de modo comum resultante do acoplamento

paciente-rede elétrica e conseqüentemente melhorando a qualidade da relação sinal/ruído [15].

#### 4.2.1 Redução da Tensão de Modo Comum

Se as diferenças nas impedâncias dos eletrodos e nas impedâncias de entrada do amplificador não podem ser mantidas suficientemente baixas, para redução da influência do efeito divisor de potencial, sendo as impedâncias de entrada as mais altas possíveis, uma solução prática que resta é reduzir a tensão de modo comum. Existem três situações [13]:

- O terminal de referência do amplificador é conectado ao terra (Figura 4.1, chave fechada: sem isolação): a quantidade de corrente de interferência através de  $Z_{ref}$ , é determinada principalmente pela capacitância  $C_c$ . Conseqüentemente, a tensão de modo comum pode ser reduzida se essa capacitância entre o corpo e a rede de energia for minimizada [13].
- O terminal de referência do amplificador não está conectado ao terra (Figura 4.1 com chave aberta: com isolação): a corrente resultante que passa por  $Z_{ref}$  depende dos valores das quatro capacitâncias:  $C_c$ ,  $C_b$ ,  $C_{sup}$  e  $C_{iso}$ . Nessa situação, a tensão de modo comum pode ser reduzida minimizando a capacitância entre o terminal de referência do amplificador e a rede de energia  $C_{sup}$  e a capacitância entre o terminal de referência do amplificador e o terra  $C_{iso}$ .
- Em todos os casos, a tensão de modo comum pode ser reduzida se um circuito chamado "driven-right-leg" for adicionado (Figura 4.3). Um amplificador extra impõe ao paciente a mesma tensão como a tensão do terminal de referência do amplificador. A diferença de tensão entre o paciente e o terminal de referência do

amplificador (tensão de modo comum) pode ser mantida, desta forma, muito menor que a tensão através de  $Z_{ref}$ .

Na primeira situação, um baixo valor da tensão de modo comum, é possível se a impedância  $Z_{ref}$  for baixa (eletrodos de ouro e preparação extensiva da pele) e a capacitância  $C_c$  for pequena (todas as linhas de potência e dispositivos ligados a essas linhas longe do paciente). Em uma situação típica ( $C_p = 3 \text{ pF}$ ,  $Z_{ref} = 20 \text{ k}\Omega$ ) a tensão de modo comum tem um nível de  $10 \text{ mV}$  [6]. Neste caso, uma impedância média de entrada do amplificador de  $Z_i = 20 \text{ M}\Omega$ , uma impedância média  $Z_e = 20 \text{ k}\Omega$  e uma variação relativa em  $Z_e$  e em  $Z_i$  de 50% resulta em uma tensão de interferência de  $10 \mu\text{V}$  (Equação 4.4). Todavia, em certas situações clínicas, esse método não é usado devido ao caminho de baixa impedância formado entre o corpo e o terra, que coloca o paciente em uma situação potencialmente insegura [10].

Um sistema de medição isolado pode apresentar mais segurança ao paciente se a capacitância entre o terminal de referência do amplificador e o terra ( $C_{iso}$ ) e a capacitância entre o terminal de referência do amplificador e a rede elétrica ( $C_{sup}$ ) são mantidas suficientemente pequenas. Todavia, a amplitude da tensão de modo comum só é significativamente mais baixa que na primeira situação se  $C_{sup}$  for muito menor que  $C_c$ , e  $C_{iso}$  muito menor que  $C_b$ . Um exemplo numérico pode esclarecer melhor. Considerando-se um amplificador de isolamento com uma capacitância da barreira de isolamento relativamente pequena de  $30 \text{ pF}$  ( $C_{iso} = 30 \text{ pF}$ ), se o amplificador é alimentado por bateria a capacitância à rede de energia elétrica pode ser desprezada ( $C_{sup} < 1 \text{ pF}$ ). Pode ser calculado que sob condições típicas ( $C_b = 300 \text{ pF}$ ,  $C_c = 3 \text{ pF}$ ,  $Z_{ref} = 20 \text{ k}\Omega$ ), a tensão de modo comum será de aproximadamente  $1 \text{ mV}$  [10].

Sistemas isolados de medição podem ser problemáticos, mesmo se a tensão de modo comum for pequena, dado que a tensão de interferência

através da isolação (tensão de modo isolação  $v_{im}$  na Figura 4.1) não é suficientemente rejeitada. Na Figura 4.1 pode ser observado que a tensão de modo isolação pode ser grande em situações típicas (6 V para o exemplo acima mencionado). Conseqüentemente, uma razão de rejeição de modo isolação muito alta (120 - 150 dB) é essencial em um sistema isolado de medição. Uma boa razão de rejeição de modo isolação pode ser obtida com o uso de técnicas de isolação foto-ópticas (analógicas ou digitais) combinado com um alto ganho no estágio de entrada, reduzindo a diferença em amplitude entre o sinal bioelétrico amplificado, que é transmitido através da barreira de isolação e a tensão de modo isolação [13].

#### 4.2.2 Circuito “Driven-Right-Leg”

Em muitos sistemas de medição de biopotenciais, o paciente não fica aterrado, em vez disso, é conectado à saída de um amplificador operacional auxiliar, através de um eletrodo terceiro eletrodo. A tensão em modo comum do corpo, que aparece nas entradas do amplificador de instrumentação, é invertida, amplificada e realimentada pelo circuito acoplado à perna direita. Esta realimentação negativa reduz a um valor baixo a tensão em modo comum, conseqüentemente melhorando a relação sinal/ruído [3].

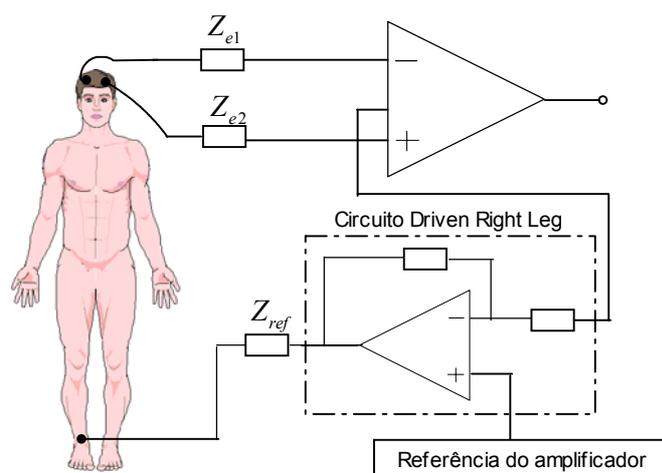


Figura 4.3 – Sistema de medição com o circuito “driven-right-leg”.

Este circuito também fornece certa proteção ao paciente. Se uma tensão muito alta aparecer entre o paciente e o terra, como resultado de uma fuga de corrente elétrica ou outra causa, o amplificador do “driven-right-leg” satura, não permitindo que a corrente elevada passe para o corpo.

Este circuito não protege totalmente o paciente, porque uma tensão muito elevada no paciente, causará a ruptura dos transistores do amplificador operacional, resultando na passagem de correntes elevadas para o terra [3].

### 4.2.3 Redução de Correntes de Interferência nos Cabos de Medição

Dada a inerente variabilidade das impedâncias dos eletrodos e do nível de interferências entre medições, existe uma maneira prática para reduzir a corrente de interferência nos fios: blindagem dos cabos de medição. As diferentes técnicas de blindagem são citadas a seguir.

- Blindagem conectada ao terminal de referência do amplificador: conectando-se a blindagem ao terminal de referência amplificador eliminam-se correntes de interferência nos fios, porém, não reduz o nível total de interferência do circuito. A capacitância elevada dos cabos de entrada blindados reduz a impedância de entrada do amplificador, resultando em aumento do nível de interferência devido ao efeito divisor de tensão. O sinal de modo comum, que é a causa dessa forma de interferência, não pode efetivamente ser reduzido com o circuito "driven right leg" uma vez que o aumento na capacitância de entrada do amplificador resulta em instabilidade do circuito [13].
- Guarda: quando uma blindagem é conectada ao fio interno (condutor do sinal), virtualmente não existe capacitância no cabo e sua contribuição à impedância de entrada do circuito é desprezível (Figura 4.4)[16]. Essa técnica é usualmente conhecida como guarda. Uma consequência é que para cada entrada é necessário um amplificador extra para alimentar a blindagem.

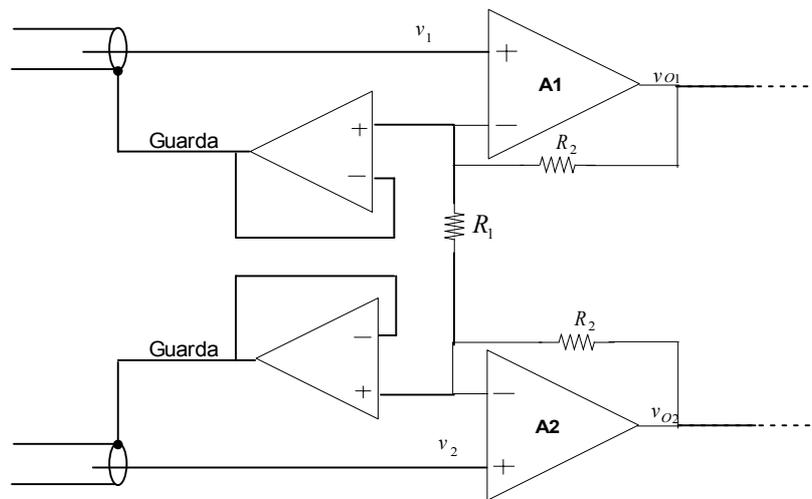


Figura 4.4 – Circuito de Guarda na entrada do Amplificador de Instrumentação.

- Guarda com a média do sinal de entrada: se todas as blindagens são alimentadas com a média do sinal de entrada (tensão de modo comum), a capacitância de entrada para sinais de modo comum é virtualmente pequena dado que não existe diferença de potencial entre blindagem e fio interno para esses sinais. Portanto, não existe sensibilidade extra para sinais de interferência causados pelo efeito divisor de potencial.

Problemas de estabilidade de um efetivo circuito "driven right leg" podem ser evitados com um projeto eficiente do circuito de guarda. Esse método é um bom compromisso entre as outras duas técnicas de blindagem. Supressão de interferência é efetuada com apenas um amplificador extra (Figura 4.5).

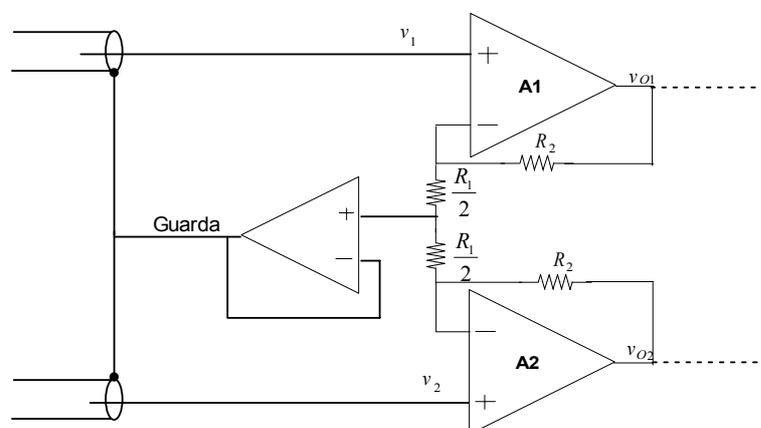


Figura 4.5 – Circuito de Guarda com a média do sinal de entrada.

Um ponto negativo é que a capacitância de entrada para sinais diferenciais é tão baixa como na situação com a blindagem conectada ao terminal de referência do amplificador, dado que para sinais no modo diferencial a diferença de tensão entre a blindagem e o núcleo interno não é reduzida pelo circuito de guarda. A baixa impedância de entrada resultante para sinais no modo diferencial em altas frequências pode levar à perda do sinal e distorções [6]. Porém, em medições normais de ECG e EEG, que têm um conteúdo de frequência restrito ( $< 200$  Hz), a capacitância extra de entrada para sinais no modo diferencial não é problemática se cabos de medição extremamente longos forem evitados.

### **4.3 Conclusões**

Neste capítulo foi mostrado como as interferências presentes nas medições dos sinais biológicos podem afetar a qualidade dos dados adquiridos. No condicionador de biopotencial desenvolvido, é utilizado o circuito “Driven-right-leg” para melhora da relação sinal/ruído.

## CAPÍTULO 5

---

### Projeto do Condicionador

Neste capítulo apresenta-se o projeto do condicionador de potenciais corticais desenvolvido. Começando com o estudo dos amplificadores de instrumentação disponíveis no mercado e escolha daquele que apresente as melhores características de medição dos sinais biológicos, depois, tratando dos estágios seguintes de filtragem e ganho.

## 5.1 Escolha do Amplificador de Instrumentação

O projeto de um condicionador de sinais biológicos começa com a construção do amplificador de diferenças. Para que se possam fazer comparações com o que existe disponível no mercado, foram comparadas as características dos amplificadores comerciais de melhor desempenho a partir das folhas de dados. Essas características estão apresentadas na Tabela 5.1.

As características mais importantes a serem observadas nestes componentes são: alta razão de rejeição de modo comum (CMRR), baixo ruído, baixa corrente de polarização, alta impedância de entrada, baixo consumo de energia (principalmente nos projetos alimentados por baterias), além de considerações práticas como o tamanho e o custo.

Tabela 5.1 – Características de alguns amplificadores de instrumentação disponíveis no mercado.

	CMRR Ganho=100	Ruído	Max. corrente alimentação	Impedância de entrada	Corrente de polarização	Largura da Faixa	Tensão de desvio
AD620	130 dB	$9\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$	1,3 mA	10 GΩ	0,5 nA	120 kHz	30 μV
LT1167	130 dB	$7,5\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$	0,9 mA	200 GΩ	50 pA	120 kHz	15 μV
INA114	120 dB	$11\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$	±3 mA	10 GΩ	±0,5 nA	10 kHz	±10 μV
INA118	120 dB	$10\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$	±385 μA	10 GΩ	±1 nA	70 kHz	±10 μV
AMP01	130 dB	$10\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$	4,8 mA	10 GΩ	1 nA	82 kHz	20 μV

Em uma primeira análise da Tabela 5.1, é possível observar que em relação à largura de faixa, todos amplificadores estudados oferecem condições de amplificação de sinais de EEG (entre 0,5 e 100 Hz). Porém com relação a outros fatores como a potência necessária para alimentação do CI (um parâmetro muito importante quando utiliza-se baterias), razão de rejeição de modo comum, ruído, tensão de desvio e impedância de entrada, deixam o

LT1167 fabricado pela *Linear Technology* em vantagem, em relação aos outros estudados.

### 5.1.1 Simulação

Para complementar o estudo, foi simulado o circuito da Figura 5.1 com todos os amplificadores de instrumentação da Tabela 5.1, e traçadas algumas curvas para melhor visualização e também para comparação com os valores extraídos das folhas de dados.

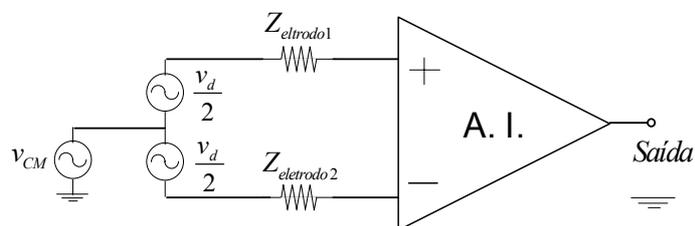


Figura 5.1 - Esquema do Circuito Simulado.

Foi simulado o circuito apresentado na figura 5.1, utilizando-se a ferramenta Capture do Orcad, em que um sinal de modo comum ( $v_{cm}$ ), com valor de  $100\text{ mV}$ , presente em aquisições de biosinais [3] é aplicado às entradas do amplificador de instrumentação.  $v_d$  é a tensão diferencial, de baixa amplitude ( $1\text{ }\mu\text{V}$ ), correspondente ao sinal biológico e  $Z_{eletrodo}$  é a impedância eletrodo/pele que possui valor típico de  $5\text{ k}\Omega$  para eletrodos feitos de ouro [3]. Foi dado um ganho para o amplificador de instrumentação de 100 vezes.

Nas figuras 5.2 e 5.3 apresenta-se o resultado de simulação do comportamento dos amplificadores em termos de magnitude e fase do sinal.

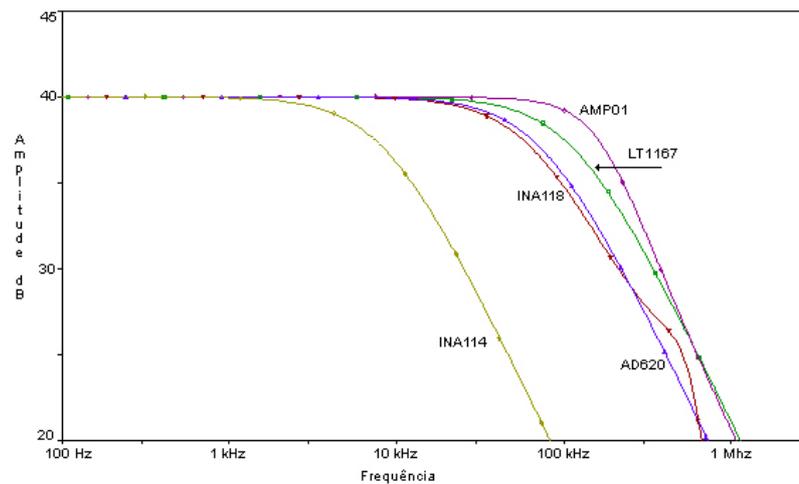


Figura 5.2 – Curva de Magnitude dos amplificadores de instrumentação comparados.

Nas figuras 5.2 e 5.3 verifica-se que o amplificador de instrumentação INA114 apresenta um desempenho inferior em relação aos outros.

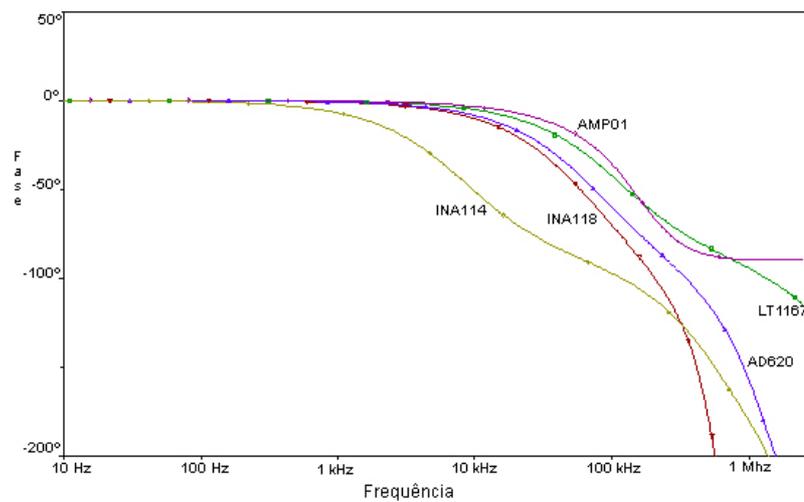


Figura 5.3 – Curva de Fase dos amplificadores de instrumentação comparados.

Para observação da rejeição a sinais de modo comum, retirou-se a fonte de sinal diferencial  $v_d$  do circuito e foi aplicado nas entradas apenas o sinal  $v_{cm}$  (Figura 5.4).

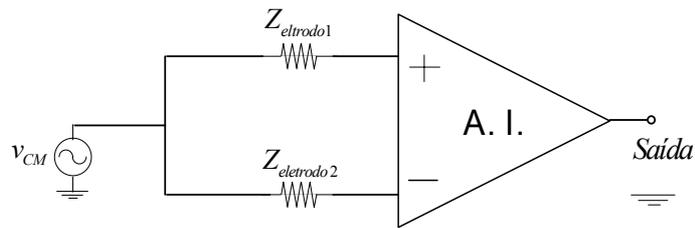


Figura 5.4 – Esquema do circuito simulado, apenas com sinal de modo comum.

O resultado da simulação está apresentado na Figura 5.5.

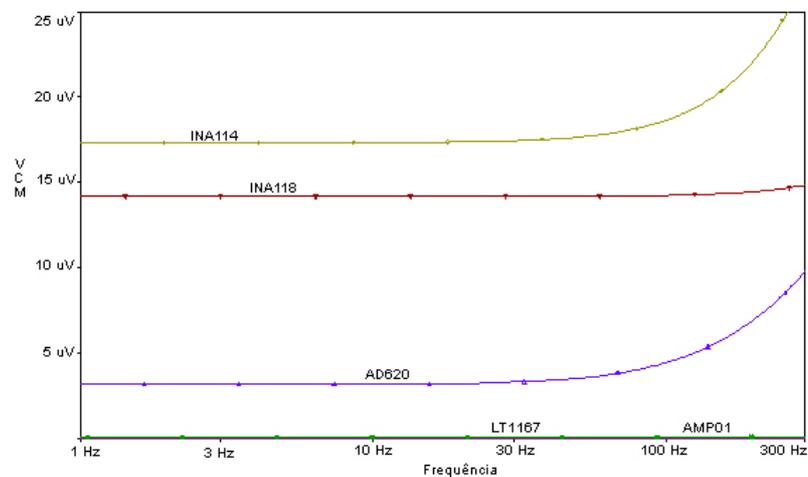


Figura 5.5 - Resposta ao sinal de modo comum aplicado.

Na escala em que a Figura 5.5 foi mostrada, os sinais de modo comum dos amplificadores LT1167 e AMP01 aparecem muito próximos, não permitindo uma boa análise. Uma vez que estes amplificadores possuem as melhores repostas, apresenta-se na Figura 5.6 o resultado mostrado na Figura 5.5, com o eixo vertical variando de 0 a 100 nV.

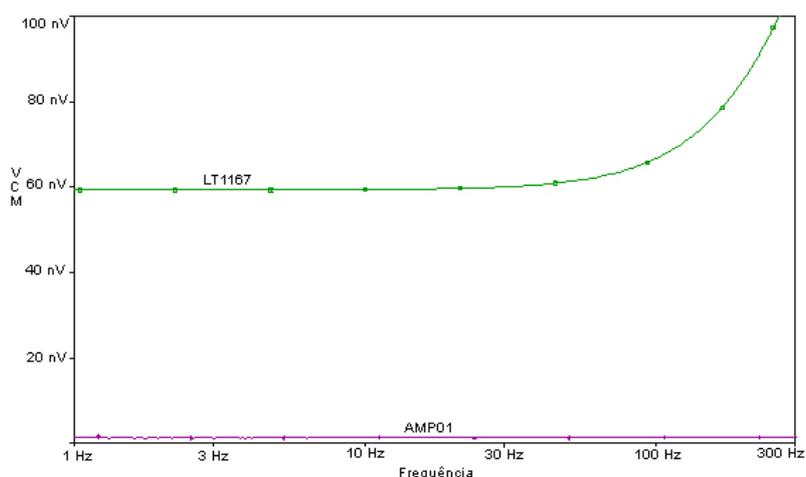


Figura 5.6. Resposta ao sinal de modo comum aplicado.

Na Figura 5.6 é possível observar que o amplificador AMP01 apresenta melhor resposta a sinais de modo comum aplicados, conseqüentemente maior razão de rejeição de modo comum em relação aos outros.

### 5.1.2 Comentários

Para sinais de biopotencial que apresentam características típicas como baixa amplitude (1  $\mu$ V a 10 mV), baixas freqüências e elevados níveis de sinais de modo comum, de acordo com os resultados de simulações realizadas, os amplificadores de instrumentação LT1167 e, mais notadamente, o AMP01, foram os que apresentaram melhor desempenho (Figura 5.6).

Tabela 5.2 – Características dos amplificadores de instrumentação estudados que apresentaram melhor desempenho.

	CMRR Ganho=100	Ruído	Max. corrente alimentação	Impedância de entrada	Corrente de polarização	Largura da Faixa	Tensão de desvio
LT1167	130 dB	$7,5 nV\sqrt{Hz}$	0,9 mA	200 G $\Omega$	50 pA	120 kHz	15 $\mu$ V
AMP01	130 dB	$10 nV\sqrt{Hz}$	4,8 mA	10 G $\Omega$	1 nA	82 kHz	20 $\mu$ V

Se levados também em conta os outros parâmetros encontrados na Tabela 5.2, o LT1167 possui melhor rejeição a ruído, impedância de entrada 20 vezes maior que a do AMP01 e menor corrente de alimentação.

Assim, conclui-se que levando em consideração as informações contidas na tabela de valores de parâmetros do amplificador, junto com os resultados obtidos nas simulações, o LT1167 é o que possui melhores características para o uso em aquisições de biopotenciais.

### 5.1.3 Ajuste do Ganho

O ganho no LT1167 é ajustado pela conexão de apenas um resistor externo  $R_G$ , e dado pela equação 5.1[25].

$$G = \left( \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_G} \right) + 1 \quad (5.1)$$

Deixando em função de  $R_G$ , obtém-se a equação 5.2.

$$R_G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{(G-1)} \quad (5.2)$$

Ao invés de usar apenas um resistor, colocam-se dois, iguais, em série para haver um ponto médio da tensão de modo comum  $v_{cm}$  que aparece na entrada do amplificador (figura 5.7), e assim, a tensão no ponto médio ( $v$ ) será igual a tensão de modo comum que aparecerá nos resistores (equação 5.3), tornando viável o ponto de referência para implementação da malha do circuito “Driven-Right-Leg”.

$$v = v_{cm} \quad (5.3)$$

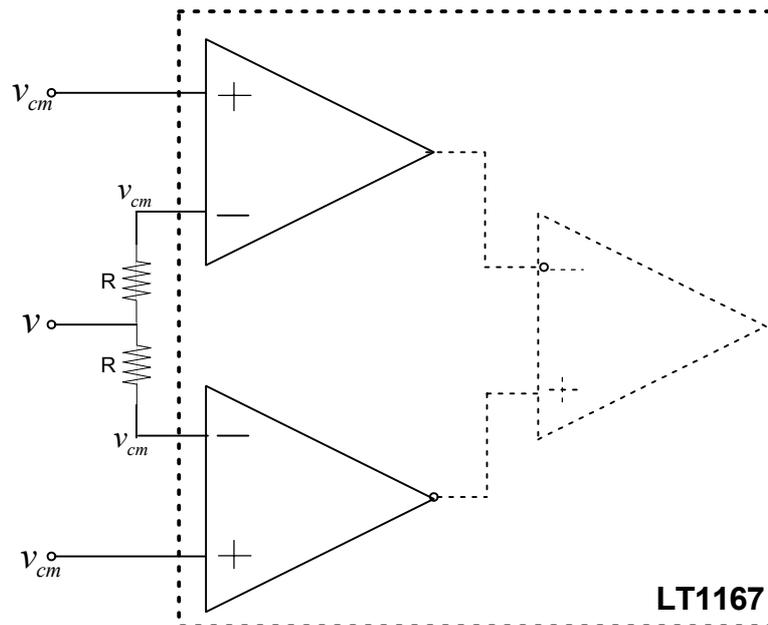


Figura 5.7 – Ponto de referência para o circuito “driven-right-leg” no LT1167

Para este projeto, que trata do desenvolvimento de um condicionador de sinais corticais, é necessário um ganho de 100 neste primeiro estágio. De acordo com a equação 5.2, calcula-se o valor do resistor  $R_G$  conforme a equação 5.4.

$$R_G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{(100-1)} = 498,99 \Omega \quad (5.4)$$

$R_1$  e  $R_2$  serão a metade de  $R_G$ . Por não haver resistores comerciais no valor exato, os componentes mais próximos escolhidos foram de 270  $\Omega$ , alterando o ganho no amplificador para 92 vezes.

## 5.2 Projeto do Filtro Passa-Altas

O próximo estágio no circuito do condicionador é o filtro passa-altas. Sabendo que o sinal de EEG ocorre na faixa de frequência entre 0,5 e 100 Hz, este filtro deve ser construído para que sejam eliminadas frequências inferiores a 0,5 Hz.

O filtro Passa-altas construído é de quarta ordem usando associação em cascata de dois filtros Sallen-Key de segunda ordem, com frequência de corte em  $0,48 \text{ Hz}$  e utilizando a função de aproximação de Butterworth. Com esta configuração é obtida uma atenuação, na faixa de corte, de  $24 \text{ dB/oitava}$ . A função de transferência do filtro passa-altas de segunda ordem é dada pela equação 5.5.

$$H(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (5.5)$$

O ganho  $K$ , para cada estágio na configuração inversora, é dado pela equação 3.24 apresentada no Capítulo 3 e aqui reescrita como 5.6, para facilitar a leitura.

$$K = 1 + \frac{R_A}{R_B} \quad (5.6)$$

Para obedecer a uma resposta do tipo Butterworth, o filtro deve apresentar, em sua função de transferência, o polinômio do denominador igual a  $s^2 + \sqrt{2}s + 1$  (Tabela 3.1) correspondente a um filtro de 2ª ordem.

Normalizando  $\omega_o = 1$ , é possível achar o valor do fator de qualidade do par de pólos complexos,  $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ . O ganho do circuito, utilizando as equações vistas na seção 3.3.3, é  $K = 3 - \frac{1}{Q} = 1,58$ .

A nova função de transferência para o filtro passa-altas é dada pela equação 5.7.

$$H(s)_{1,2} = \frac{1,58s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (5.7)$$

### 5.2.1 Escolha dos Componentes

A frequência de corte projetado para o filtro é  $f_o = 0,48 \text{ Hz}$ . Sabendo-se que  $RC = \frac{1}{\omega_o}$  e  $\omega_o = 2\pi f_o$ , escolheu-se um valor, disponível comercialmente, de  $22 \mu\text{F}$ , para os capacitores, resultando no valor da resistência de  $15 \text{ k}\Omega$ . Como o ganho de cada estágio do filtro deve ser de 1,58, foram escolhidos valores de  $R_a = 3,3 \text{ k}\Omega$  e  $R_b = 5,6 \text{ k}\Omega$ .

Para a frequência de interesse  $f_o = 0,48 \text{ Hz}$  substitui-se na equação 5.7, s por  $\frac{s}{0,96\pi}$ . A nova função do filtro passa-altas é dada pela equação 5.8.

$$H(s)_{1,2} = \frac{1,58 \frac{s^2}{0,92\pi^2}}{\frac{s^2}{0,92\pi^2} + \sqrt{2} \frac{s}{0,96\pi} + 1} = \frac{14s^2}{s^2 + 4,18s + 9,09} \quad (5.8)$$

A função de transferência do filtro de 4ª ordem é a multiplicação das funções de transferência dos dois estágios de segunda ordem (equação 5.10).

$$H(s) = \frac{14s^2}{s^2 + 4,18s + 9,09} \times \frac{14s^2}{s^2 + 4,18s + 9,09} \quad (5.9)$$

$$H(s) = \frac{196s^4}{s^4 + 8,36s^3 + 35,65s^2 + 75,98s + 82,62} \quad (5.10)$$

Após encontrar a função de transferência, o circuito do filtro passa-altas (Figura 5.8) foi simulado usando a ferramenta Capture do Orcad.

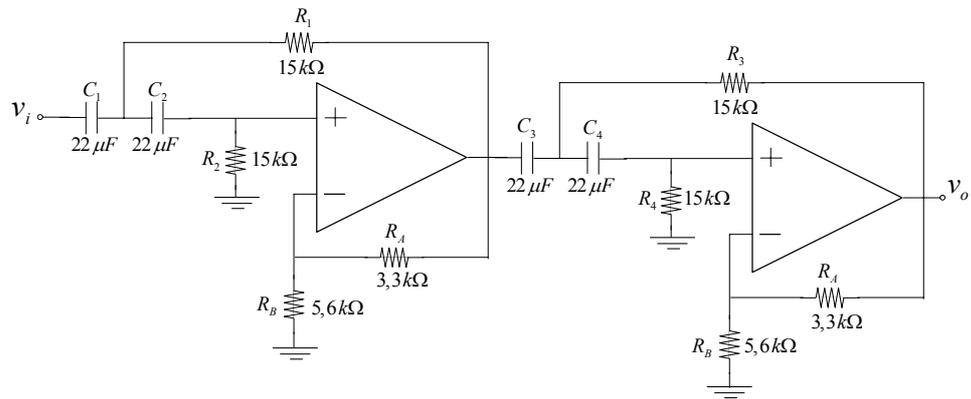


Figura 5.8 – Filtro passa-altas de 4ª ordem

O resultado da simulação é mostrado nas Figuras 5.9 e 5.10, com as curvas de amplitude e fase traçadas.

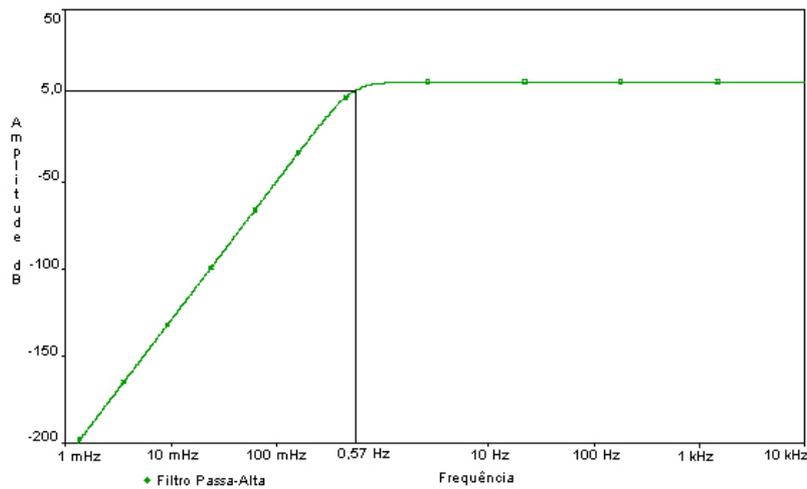


Figura 5.9 – Curva de magnitude do filtro passa-altas de 4ª ordem

No resultado da simulação é possível observar o deslocamento da frequência de corte. Isto acontece porque há ganho e associação de dois blocos em cascata do filtro. Esta frequência é definida como a frequência em que o sinal cai 3 dB em relação à faixa de passagem, o seu novo valor para o filtro passa-altas usado no projeto é 0,57 Hz.

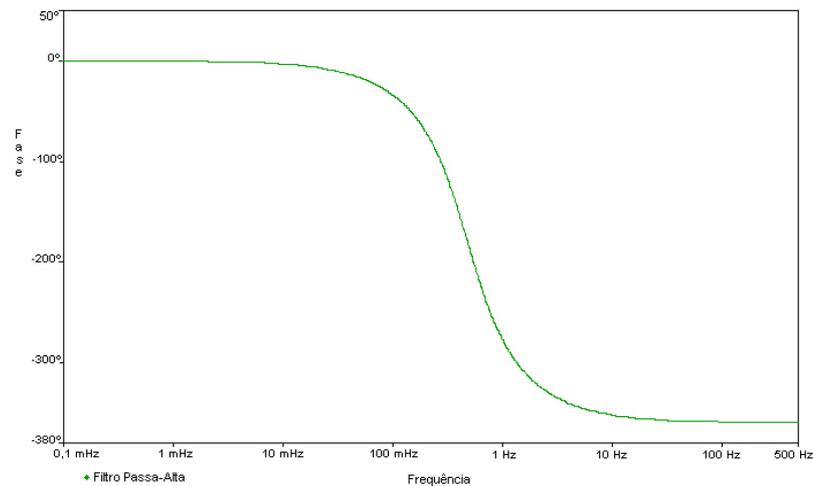


Figura 5.10 – Curva de Fase do Filtro Passa-Altas de 4ª ordem

### 5.3 Projeto do Filtro Passa-Baixas

Neste projeto o filtro passa-baixas é usado para limitar a largura de faixa do circuito, atenuando frequências superiores a 100 Hz (este valor depende dos componentes disponíveis comercialmente).

São usados dois blocos em cascata do filtro biquadrático Sallen-Key e função de aproximação de Butterworth. O ganho total do filtro para uma frequência normalizada é de 8 dB (4 dB em cada estágio) e a função de transferência é dada pela equação 5.11.

$$H(s) = \frac{K \omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \tag{5.11}$$

Do mesmo modo apresentado para o filtro passa-altas, seguem-se as etapas para chegar à função de transferência do filtro passa-baixas. O ganho  $K$ , para cada estágio na configuração inversora, é dado por.

$$K = 1 + \frac{R_A}{R_B} \tag{5.12}$$

Para a resposta do tipo Butterworth, o filtro deve apresentar, em sua função de transferência, o polinômio do denominador igual a  $s^2 + \sqrt{2}s + 1$  (Tabela 3.1) correspondente a um filtro de 2ª ordem.

Normalizando  $\omega_o = 1$ , é possível achar o valor do fator de qualidade do par de pólos complexos,  $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ . O ganho do circuito é  $K = 3 - \frac{1}{Q} = 1,58$ .

A nova função de transferência normalizada para o filtro passa-baixas é dada pela equação 5.13.

$$H(s)_{1,2} = \frac{1,58}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (5.13)$$

### 5.3.1 Escolha dos Componentes

A frequência de corte projetado para o filtro é  $f_o = 106 \text{ Hz}$ , sabendo-se que  $RC = \frac{1}{\omega_o}$  e  $\omega_o = 2\pi f_o$ , escolheu-se um valor, disponível comercialmente, de  $15 \text{ nF}$ , para os capacitores, resultando no valor da resistência de  $100 \text{ k}\Omega$ . Como o ganho de cada estágio do filtro deve ser de 1,58 (4 dB), escolheram-se valores de  $R_a = 3,3 \text{ k}\Omega$  e  $R_b = 5,6 \text{ k}\Omega$ .

Para a frequência de interesse  $f_o = 106 \text{ Hz}$  substitui-se na equação 5.13,  $s$  por  $\frac{s}{212\pi}$ . A nova função do filtro passa-baixas é a equação 5.14.

$$H(s)_{1,2} = \frac{1,58}{\left(\frac{s}{666,01}\right)^2 + \sqrt{2} \cdot \frac{s}{666,01} + 1} \quad (5.14)$$

A função de transferência do filtro de 4ª ordem é a multiplicação das funções de transferência dos dois estágios de segunda ordem.

$$H(s) = \frac{7,02 \cdot 10^5}{s^2 + 942,22s + 44,44 \cdot 10^4} \times \frac{7,02 \cdot 10^5}{s^2 + 942,22s + 44,44 \cdot 10^4} \quad (5.15)$$

$$H(s) = \frac{49,28s^4}{s^4 + 1884,4s^3 + 17,76 \cdot 10^5 s^2 + 83,74 \cdot 10^7 s + 19,74 \cdot 10^{10}} \quad (5.16)$$

Do mesmo modo feito para o passa-altas, o circuito da Figura 5.11 foi simulado antes da montagem.

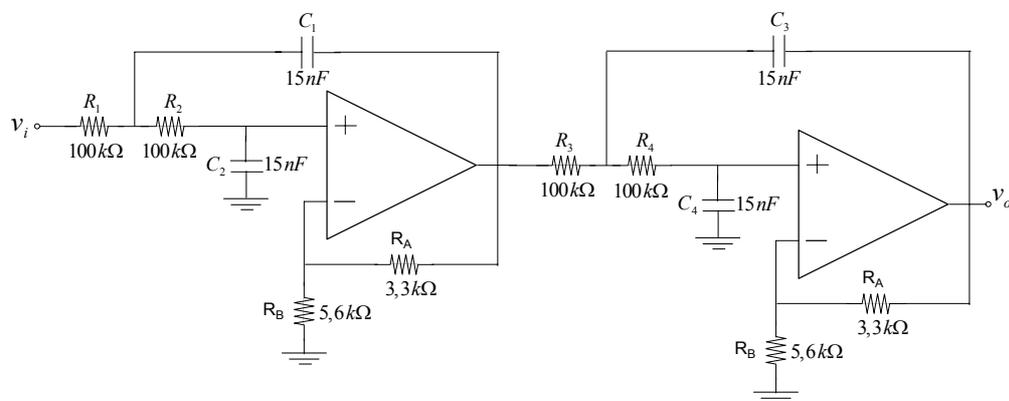


Figura 5.11 – Filtro passa-baixas de 4ª ordem

As características da resposta em magnitude e fase são apresentadas nas Figuras 5.12 e 5.13.

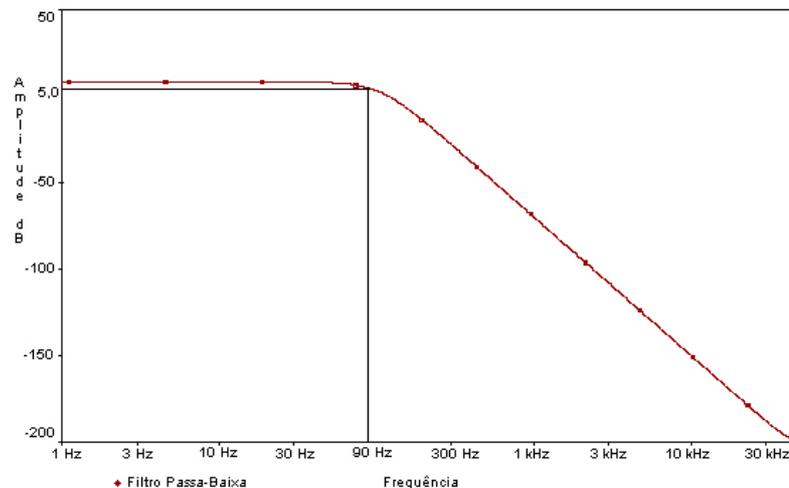


Figura 5.12 – Curva de magnitude do filtro Passa-baixas de 4ª ordem

Da mesma forma explicada no filtro passa-altas, de acordo com os resultados de simulação, neste filtro há também o deslocamento da frequência de corte. Seu novo valor é 90 Hz.

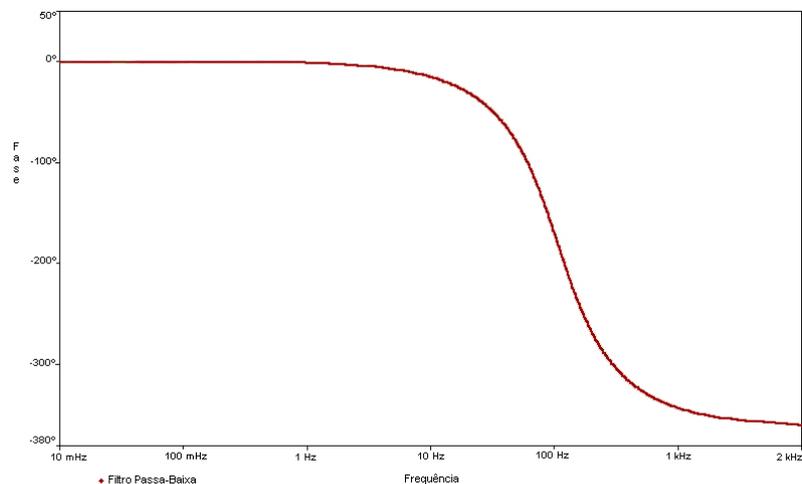


Figura 5.13 – Curva de fase do filtro passa-baixas de 4ª ordem

## 5.4 Estágio de Ganho

O condicionador de biopotencial é projetado para fornecer um ganho ao sinal biológico de 40.000. Nos estágios do amplificador de instrumentação e de filtragem do sinal, os ganhos são insuficientes, logo é necessário o uso de um estágio adicional de amplificação do sinal no projeto. O amplificador operacional é montado na configuração não inversora com ganho de 69 vezes.

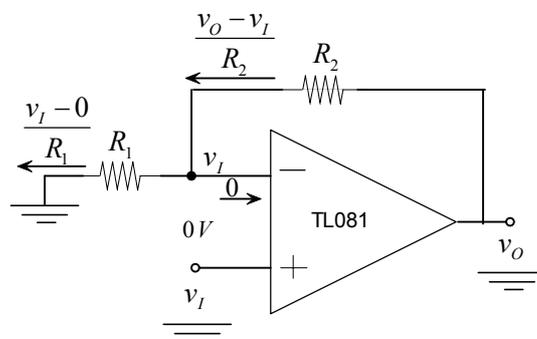


Figura 5.14 – Amplificador operacional na configuração não inversora

A configuração não-inversora de um amplificador em malha fechada está ilustrada na Figura 5.14, e o ganho deste circuito é dado pela equação 5.17.

$$\frac{v_o}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.17)$$

O ganho depende apenas da razão entre os dois resistores. No projeto do amplificador, é escolhido  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  e para facilitar o ajuste do ganho, no lugar de  $R_1$  coloca-se um potenciômetro de  $10 \text{ k}\Omega$ .

## 5.5 O Circuito “Driven-Right-Leg”

Como visto no capítulo 4, este circuito é usado para diminuir a tensão de modo comum presente nas medições de biosinais e conseqüentemente melhorar a relação sinal/ruído. O eletrodo usado como referência, ao invés de ficar aterrado, é conectado à saída de um amplificador operacional que opera como um amplificador inversor, amplificando e realimentando o sinal de modo comum ao paciente.

A Figura 5.15 representa o circuito “driven-right-leg”. A entrada inversora do amplificador operacional é conectada ao ponto médio criado entre os resistores que ajustam o ganho no estágio do amplificador de instrumentação (ver seção 5.1.3), e a saída do circuito é conectado ao paciente.

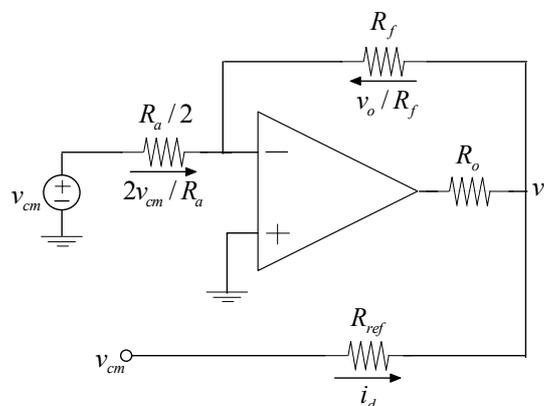


Figura 5.15 - Circuito equivalente do “driven-right-leg” [3].

Sem o circuito Driven-Right-Leg, a tensão de modo comum é representada na equação 4.1 da seção 4.1.1 e reescrita na equação 5.18.

$$v_{cm} = R_{Ref} \cdot i_d \quad (5.18)$$

Dado que o ganho de modo comum do estágio de entrada do amplificador de instrumentação é unitário, e também que este estágio apresenta impedância de entrada alta (ver figura 5.7), o sinal  $v_{cm}$  da entrada é isolado do circuito de saída.  $R_{Ref}$  representa a resistência do eletrodo na perna direita. Somando as correntes na entrada inversora do amplificador operacional, tem-se a equação 5.19.

$$\frac{2v_{cm}}{R_a} + \frac{v_o}{R_f} = 0 \quad (5.19)$$

$$v_o = -\frac{2R_f}{R_a} v_{cm} \quad (5.20)$$

como

$$v_{cm} = R_{Ref} i_d + v_o \quad (5.21)$$

Então, substituindo a equação 5.20 em 5.21, obtém-se:

$$v_{cm} = \frac{R_{Ref} i_d}{1 + 2 \frac{R_f}{R_a}} \quad (5.22)$$

Com a equação 5.22 é possível observar que fazendo  $R_f$  muito maior em relação a  $R_a$ , resultará num valor pequeno de  $v_{cm}$  e conseqüentemente um valor alto de CMRR. Se em algum momento, por fatores externos, o valor da tensão em modo comum aumentar, este sinal será invertido, amplificado e

realimentado para o sistema, resultando na sua diminuição. As resistências em paralelo  $R_f$  e  $R_o$  estão entre o paciente e o terra, e devem possuir valores elevados (na faixa de  $5 M\Omega$ ) para limitar a corrente que circula pelo “driven-right-leg” [3].

## 5.6 Conclusões

Foi visto neste capítulo o projeto de um condicionador de biopotenciais corticais com ganho de 40.000 e filtragem do sinal entre 0,57 e 90 Hz. Entre os amplificadores de instrumentação comparados neste estudo, o LT1167 da *Linear Technology* foi escolhido para ser usado no projeto por apresentar as melhores características de desempenho na amplificação de sinais de biopotencial.

# **Resultados Experimentais com o Condicionador de Biopotenciais Corticais**

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nos testes realizados com o condicionador de biopotenciais corticais desenvolvido. Inicialmente comenta-se a técnica de medição do potencial cortical provocado visual e em seguida apresentam-se os procedimentos de registro e os resultados obtidos.

Os testes com o condicionador de biopotenciais corticais foram realizados na unidade de eletrofisiologia clínica do Laboratório de Neurofisiologia Eduardo Oswaldo Cruz, no Centro de Ciências Biológicas da Universidade Federal do Pará.

Primeiro foram realizados testes para a obtenção do potencial cortical provocado visual, técnica em que se captam, a partir de eletrodos colocados em pontos específicos do couro cabeludo, as variações do potencial elétrico do córtex visual, mediante estímulos com contraste de luminância apresentados em um monitor de vídeo de alta resolução. Em seguida, foi retirado o estímulo visual e captada a atividade elétrica característica do eletroencefalograma do paciente em repouso com os olhos fechados.

Para validar o funcionamento do condicionador de biopotenciais corticais desenvolvido, as formas dos potenciais elétricos obtidos com o condicionador foram comparadas com os padrões recomendados pela International Society for Clinical Electrophysiology of Vision (SCEV), entidade que, entre outras funções, estabelece padrões mundiais de protocolos para exames eletrofisiológicos empregados na clínica médica.

## 6.1 Potencial Cortical Provocado Visual (VEP<sup>1</sup>)

Os potenciais corticais provocados são, na verdade, a *soma* dos potenciais de ação dos neurônios piramidais, localizados em áreas corticais primárias, suscitados na presença de estímulos adequados [17][18]. Quando obtidos através de estimulação visual e colhidos com eletrodos sobre o couro cabeludo da região occipital são chamados de potencial cortical provocado visual (PCPV). As formas de onda apresentam perfil e latência característicos, relativos a cada área cortical. Devido às reduzidas amplitudes desses potenciais, da ordem de microvolts ( $\mu\text{V}$ ), sua aquisição exige o emprego de equipamentos eletrônicos suficientemente sensíveis (ganho da ordem de 80 dB), para amplificar sinais elétricos dessa ordem de magnitude.

---

<sup>1</sup> Do inglês “Visual Evoked Potential” (VEP).

A captação desses potenciais em seres humanos é uma variação do EEG e é feita utilizando-se eletrodos de superfície com resistência de contato de aproximadamente 5 k $\Omega$  [1], colocados em pontos estratégicos na superfície do crânio. Inicialmente, os potenciais são medidos com condicionadores que fazem o tratamento do sinal que é enviado ao sistema de aquisição de sinais (Figura 6.1). O sistema de aquisição é um conversor analógico/digital que apoiado por um programa para microcomputador converte as amostras das informações analógicas em sinais digitais que são armazenados para posterior análise. O processo de promediação, também implementado por esse programa de apoio, consiste basicamente em fazer a média aritmética das respostas celulares sincronizando-as com o estímulo. Como o ruído externo é independente da estimulação, a média aritmética de várias varreduras com um baixo sinal provocado envolto em ruído aleatório, favorece a diminuição do ruído associado a cada varredura, melhorando a relação sinal-ruído [19].

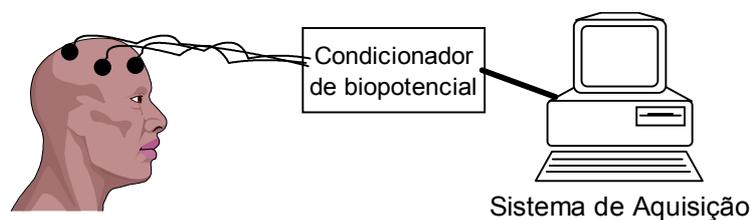


Figura 6.1 – Esquema de captação e registro do biopotencial cortical

Os potenciais corticais visuais podem ser estimulados em baixa frequência, resultando em respostas neurais individualizadas sincronizadas, ditas transitórias, para cada estímulo. Quando a estimulação ocorre em uma frequência alta, acima de 2 Hz, diversas respostas neurais se sobrepõem. Então, são chamadas de respostas estáveis [20], porque o sistema nervoso não pode responder isoladamente para cada estímulo.

A captação de potenciais corticais visuais provocados é uma importante ferramenta usada na clínica médica e pesquisa científica para avaliar a integridade do sistema visual do indivíduo e discutir acerca da fisiologia das células envolvidas no processamento visual de maneira não invasiva [21][22], além de ser mais uma técnica disponível para poder entender melhor sobre os

mecanismos fisiológicos da visão, complementando os resultados obtidos com outros métodos eletrofisiológicos, tais como o eletroretinograma (ERG) e psicofísicos.

### 6.1.1 Obtendo o PCPV

O estímulo utilizado para suscitar os potenciais visuais, consiste de quadrados (padrão de estímulo xadrez) que variam bidimensionalmente em luminância com diferença de fase espacial de  $180^\circ$ , revertendo temporalmente de forma quadrada com frequência de 1 Hz (Figura 6.2). A luminância do estímulo permanece constante durante todo o período de estimulação. A característica desse tipo de estímulo é a baixa variabilidade da forma da onda e da latência de pico do potencial, tanto no modelo experimental quanto no controle [19].

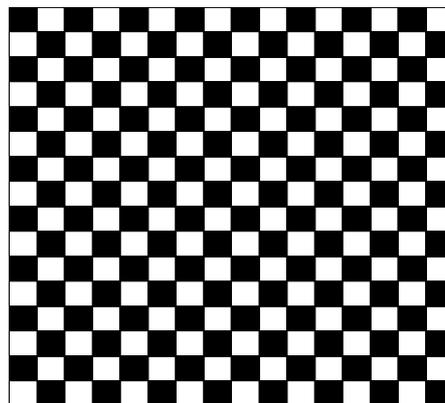


Figura 6.2 – Padrão de estímulo xadrez

O padrão das respostas para este tipo de estímulo consiste dos picos N75, P100 e N135 (ver Figura 6.3). A sua nomenclatura é referente ao tipo de pico (N-negativo ou P-positivo), assim como da latência média do pico (75, 100 e 135 ms). É recomendado medir a latência de P100 a partir do pico N75, devido às suas pequenas variações entre pacientes. A latência no componente P100 é afetada por parâmetros não patológicos, tais como: tamanho do estímulo, contraste, luminância média, além da má fixação dos eletrodos [23].

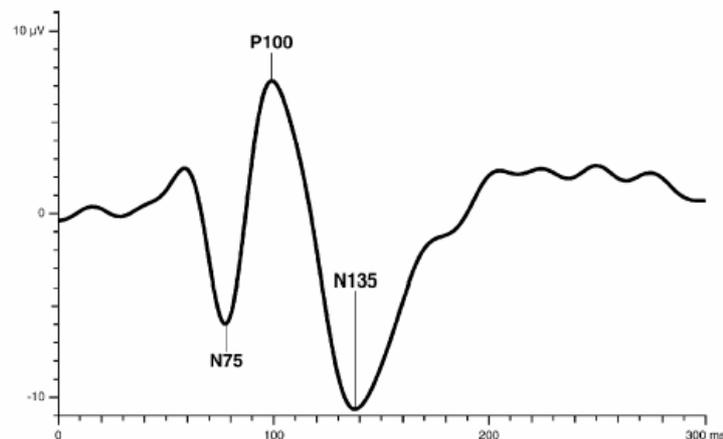


Figura 6.3 – Forma de onda potencial cortical provocado visual, padrão reverso.

## 6.2 Posicionamento dos Eletrodos de Superfície

Os eletrodos de superfície foram colocados de acordo com o sistema internacional 10/20 (Figura 6.4). Este sistema utiliza dois pontos de referência, o *nasion*, ou glabella, e o *inion*, ou protuberância occipital, para determinar os demais pontos. A partir de 10% e 20% da medida antero-posterior entre o *nasion* e *inion*, pela face parietal do crânio, determinam-se os pontos Fz e Fpz, que equivalem a 30% e 10% desta distância a partir do *nasion* sobre a linha sagital, respectivamente. O eletrodo ativo é colocado no pólo occipital a um ponto acima do inion que corresponde a 10% da distância entre o *nasion* e *inion* [23].

Foram colocados 3 eletrodos de superfície, feitos de ouro e com 10 mm de diâmetro (Bio-Medical), usando uma pasta condutora Ten20 (D.O. Weaver) sobre o ponto Oz (eletrodo conectado à entrada não inversora do condicionador de biopotencial), Fz (eletrodo conectado à entrada inversora) e Fpz (eletrodo de referência ligado ao *driven-right-leg*), de acordo com o Sistema Internacional 10/20 [23].

Os locais onde foram colocados os eletrodos foram previamente esfoliados com gel abrasivo cutâneo NuPrep (D. O. Weaver) e lavados com etanol a 70% para diminuir a resistência elétrica do couro cabeludo.

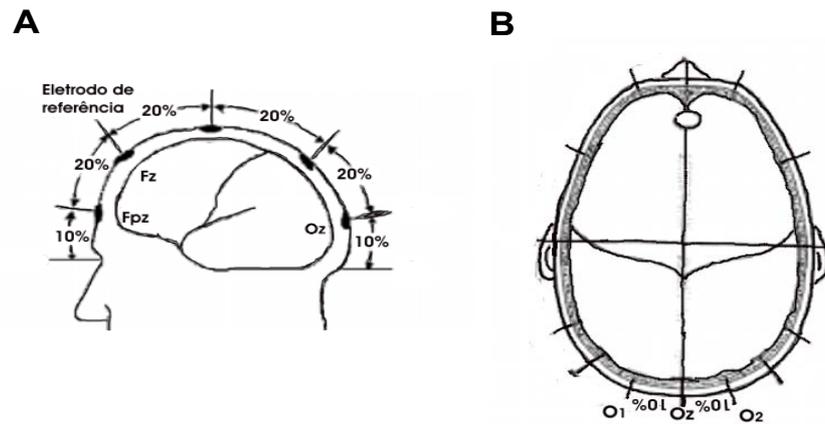


Figura 6.4 – Localizações dos eletrodos [23].

### 6.3 Aquisição de Dados e Registro

Os sinais eletrofisiológicos coletados a partir do condicionador desenvolvido, foram digitalizados com o uso de um sistema de aquisição de dados de 12 bits modelo AS-1, da Cambridge Research System acoplado a um condicionador central modelo MAS800 do mesmo fabricante. Por se tratar de uma arquitetura fechada, não foi possível ter acesso à placa de aquisição. Assim, o condicionador central foi programado para ficar sem filtragem e com ganho unitário para minimizar a interferência deste equipamento durante a fase de medição dos sinais biológicos com o condicionador construído. Dessa forma, os potenciais foram medidos apenas com o filtro e ganho do próprio condicionador objeto deste trabalho, isto é, um filtro passa faixa de 0,57 a 90 Hz e um ganho de 40.000.

O sinal digitalizado foi armazenado no microcomputador e alguns procedimentos foram automatizados usando um programa para microcomputador (Optima v1.4, da Cambridge Research System).

Na Figura 6.5 é mostrado um desenho esquemático de um sistema similar ao empregado neste trabalho. O estimulador é colocado à frente do indivíduo. A resposta nervosa, iniciada na retina, é enviada ao núcleo geniculado lateral e deste para o córtex visual primário [24], onde é captada pelo amplificador através de eletrodos de superfície posicionados na região occipital.

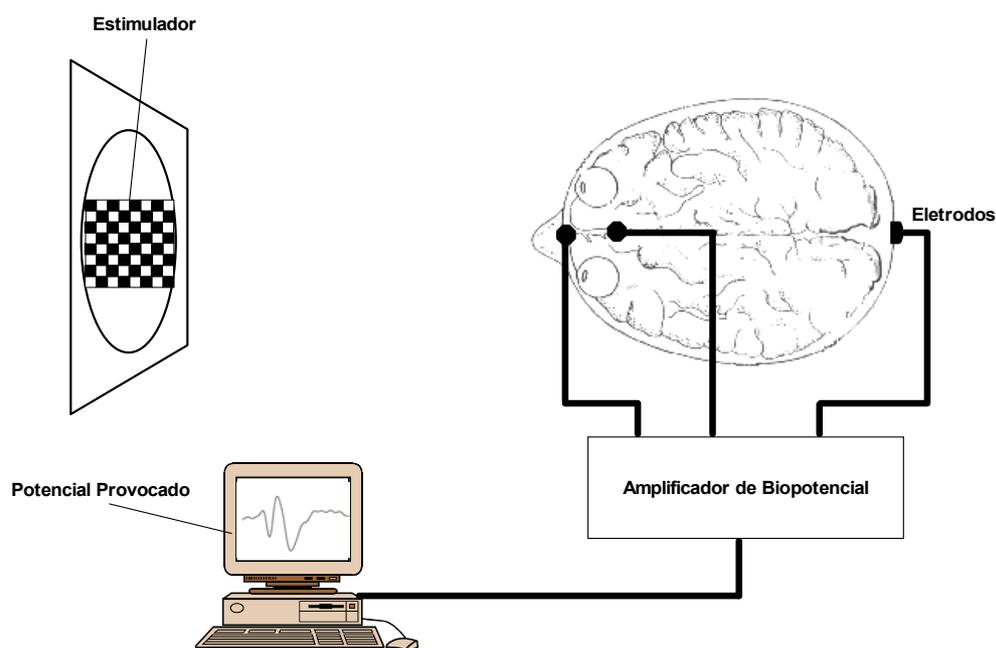


Figura 6.5 – Sistema de estimulação e aquisição de dados para PCPVs [24].

O sistema de aquisição de dados e controle do estímulo usado limita o tempo mínimo de varredura em 500 ms. Assim, para a frequência temporal do estímulo de 1 Hz, cada varredura apresentava duas respostas, separadas por intervalos iguais, como pode ser observado na Figura 6.6. Os resultados eletrofisiológicos apresentados foram obtidos a partir da promediação de 240 varreduras na condição testada.

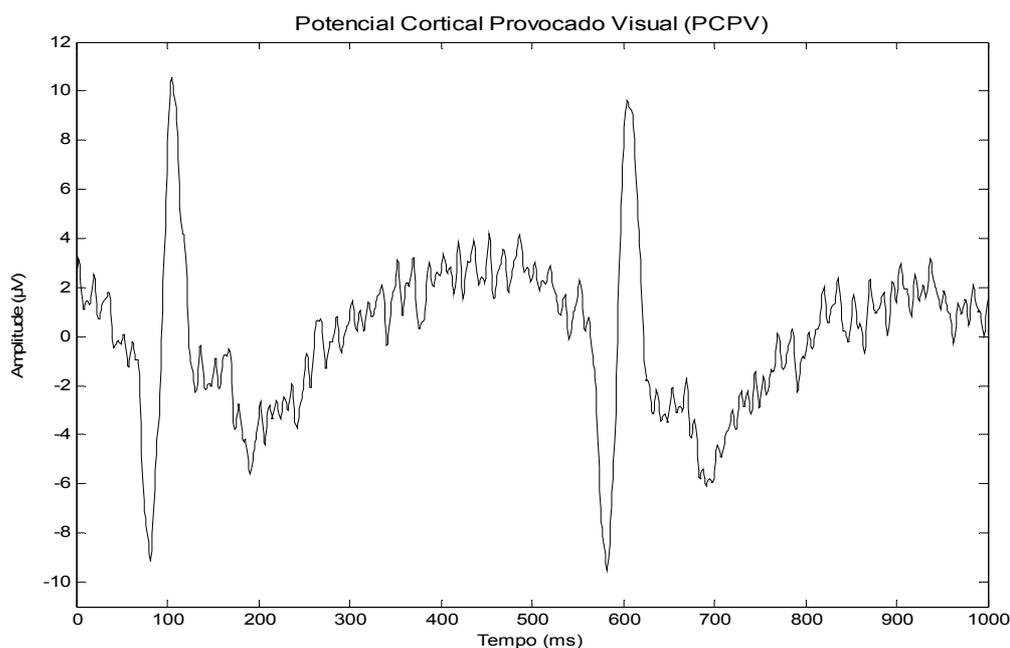


Figura 6.6 – Registro do potencial cortical provocado visual.

A fim de complementar o estudo dos sinais medidos com o condicionador desenvolvido, gerou-se o espectro de frequência destes sinais com a ajuda da ferramenta Matlab. No gráfico da figura 6.7, o eixo da abscissa corresponde ao espectro de frequência presente e o eixo das ordenadas corresponde à potência do sinal dado em microwatts. Esta rotina está disponível no Apêndice B.

Na Figura 6.7 é possível observar a maior potência do sinal na frequência correspondente à soma das duas respostas provocadas pelo estímulo visual, acompanhada de componentes de frequências de menor intensidade presentes no sinal.

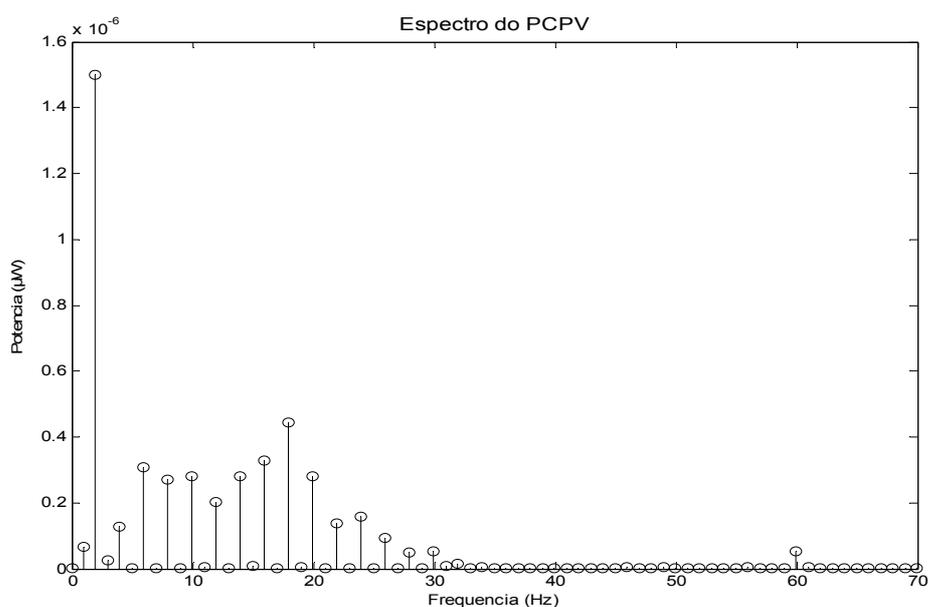


Figura 6.7 – Espectro do registro eletrofisiológico do potencial cortical provocado visual obtido com auxílio do Matlab.

Para a obtenção da faixa gama (Figura 6.8) foi necessário inicialmente registrar o potencial cortical provocado visual e posteriormente foi feita uma filtragem para atenuar as frequências abaixo de 25 Hz e acima de 75 Hz. Essas ondas possuem amplitudes menores que 2  $\mu\text{V}$  pico a pico e são encontradas quando o sujeito está prestando atenção ou está tendo outro estímulo.

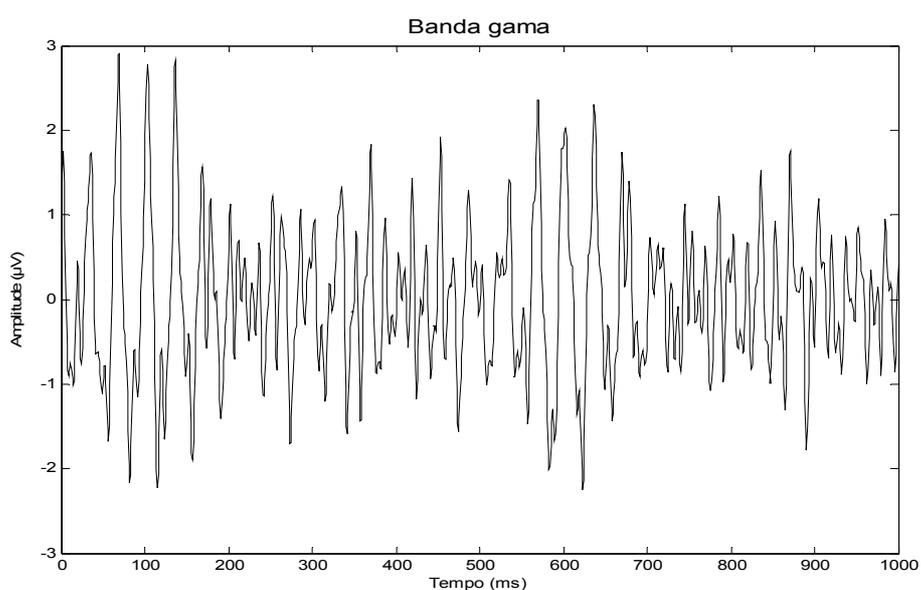


Figura 6.8 – Registro eletrofisiológico da faixa gama.

Do mesmo modo utilizado no potencial provocado, gerou-se o espectro do sinal da faixa gama (Figura 6.9). É possível observar a maior potência do sinal dentro de sua faixa de ocorrência, além da componente em 60 Hz que corresponde à interferência da rede de energia elétrica.

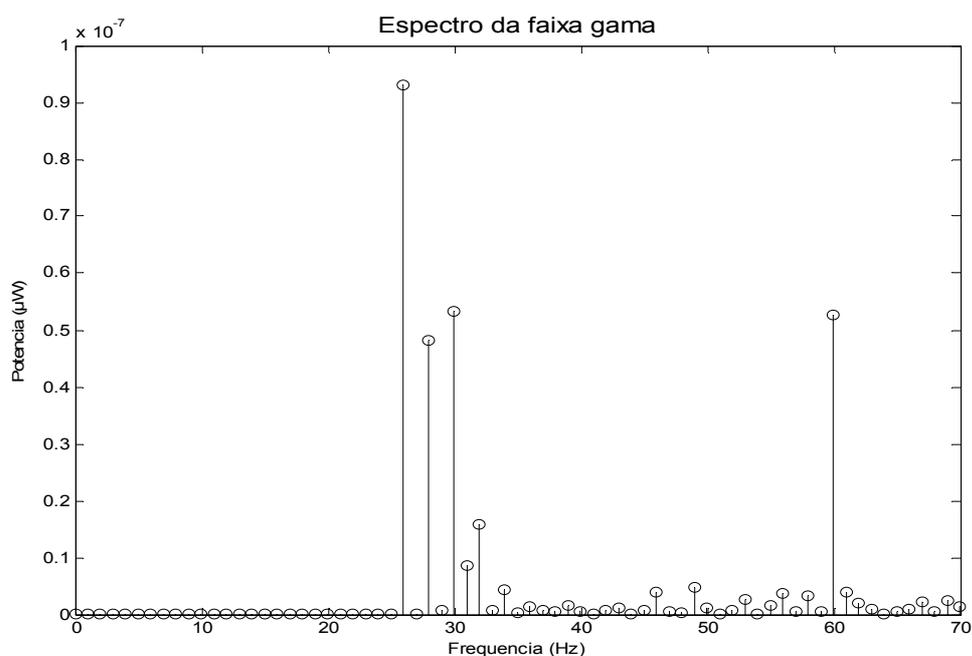


Figura 6.9 – Espectro do registro eletrofisiológico da faixa gama obtido com auxílio do Matlab.

Na segunda parte do teste com o condicionador de biopotenciais corticais, foi retirado o estímulo visual e medidas as ondas alfa do eletroencefalograma do indivíduo em estado de vigília (Figura 6.10).

As ondas alfa ocorrem na faixa de frequência entre 8 e 13 Hz, mais intensamente na região occipital, com amplitudes variando entre 20 e 200  $\mu\text{V}$ . A sua medição é feita quando o indivíduo está acordado, mas em estado de descanso do cérebro.

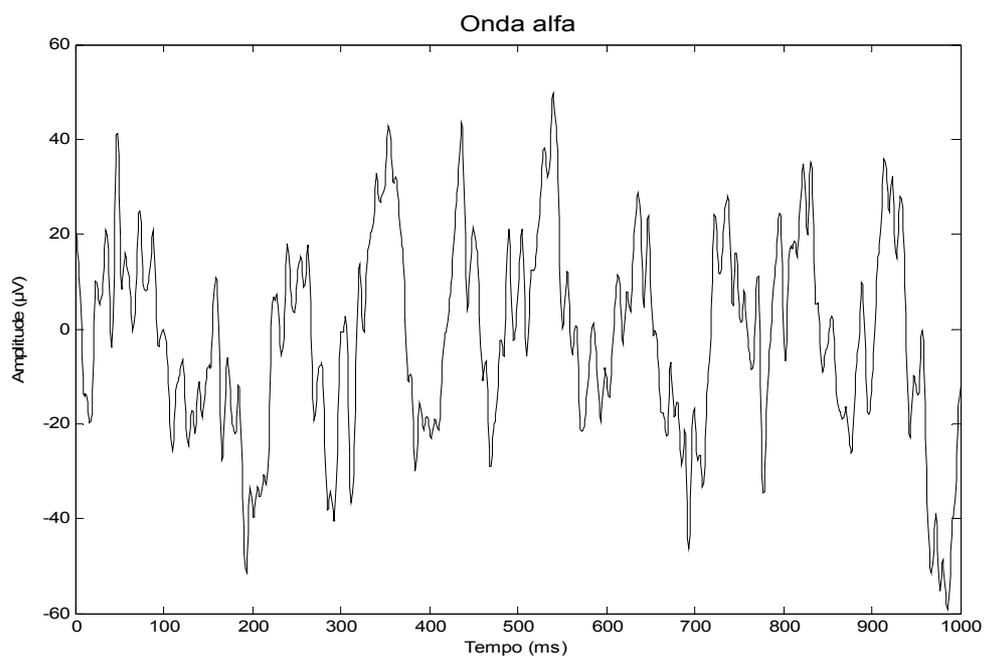


Figura 6.10 – Registro das ondas alfa.

No espectro da onda alfa, apresentada na Figura 6.11, é possível observar as componentes dentro da faixa esperada de 8 a 13 Hz.

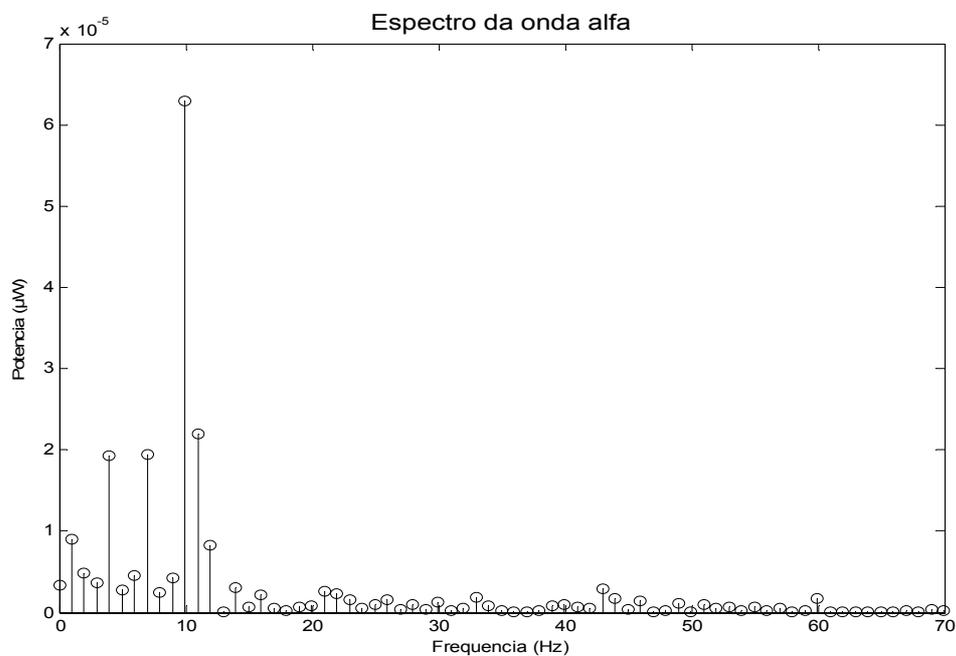


Figura 6.11 – Espectro do registro eletrofisiológico da onda alfa obtido com auxílio do Matlab.

## 6.4 Conclusões

Os testes realizados com o condicionador de biopotenciais desenvolvido indicaram desempenho satisfatório, visto que todos os sinais captados apresentaram traços característicos e estão dentro da faixa de latência e amplitude esperadas comparando-os ao encontrados na literatura.

É possível observar, nos espectros dos registros, componentes de frequências de 60 Hz devido à interferência causada pela rede elétrica. Como explicado anteriormente, optou-se por não colocar no projeto o filtro rejeita-faixa por existir sinais biológicos nessa frequência.

---

## **Conclusões e Perspectivas Futuras**

A discussão apresentada nesta dissertação teve como objetivo principal, através de simulações e testes, propor um amplificador de instrumentação disponível no mercado que possua as melhores características para registro de biopotenciais e a partir dos resultados obtidos, desenvolver um condicionador para registro de potenciais corticais.

No estudo do amplificador de instrumentação, os motivos que levaram à escolha do componente LT1167 da Linear Technology, em detrimento aos seus concorrentes, foi o melhor desempenho nas simulações e na análise comparativa das suas características encontradas nas folhas de dados. Algumas qualidades desejáveis foram o alto ganho diferencial, habilidade de rejeitar sinais de modo comum e alta impedância de entrada, o que permite reduzir as interferências presentes nas medições.

Com o resultado dos testes foi possível verificar a funcionabilidade do condicionador desenvolvido em registro de biopotenciais corticais. O registro do potencial visual provocado foi comparado com a resposta padrão recomendada pela SCEV, e o das ondas alfa pela literatura sobre eletroencefalograma. As respostas encontram-se dentro desses padrões.

### **Sugestões para trabalhos futuros**

- Desenvolver um programa computacional para tratamento e apresentação do sinal biológico. Assim, junto com uma placa de aquisição e o condicionador de biopotencial, criar um sistema completo de registro de biopotenciais.
- Estudar mais profundamente as interferências presentes nos sistemas de medição de biopotenciais, agregando outras técnicas, como a de circuito misto reconfigurável [15], para redução do sinal de modo comum proveniente do descasamento das impedâncias dos eletrodos e utilização de filtro rejeita-faixa, para a atenuação da interferência (60 Hz) provocada pela rede elétrica.

- Desenvolver um condicionador de biopotencial com ganho e faixa de frequência programáveis, capaz de amplificar vários tipos de biopotenciais.
- Desenvolver em circuito integrado do condicionador de biopotencial, conseqüentemente reduzindo o tamanho e o consumo de energia e melhorando a exatidão dos componentes.

---

## **Referências Bibliográficas**

- [1] N. V. Thakor, *Biopotential and Electrophysiology Measurement*, in: *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, Chapman & Hall/CRCnetBASE, 1999.
- [2] M. Silva Filho, *Forma e Função de Neurônios da Substância Branca do Córtex Visual Primário do Rato*. Tese (Doutorado em Ciências Biológicas) – Universidade Federal do Pará, Pará, Brasil, 1999.
- [3] J. G. Webster, *Medical Instrumentation Application and Design*, Boston: Houghton Mifflin Company, 1992.
- [4] C. J. De Luca, *Electromyography*, in *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*, Webster J. G., Ed., New York: Wiley, pp. 1111–1120, 1988.
- [5] H. Carim, *Bioelectrodes*, in *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*, Webster J. G., Ed., New York: Wiley, pp. 195–226, 1988.
- [6] M. R. Neuman, *Biopotential electrodes*, in *Medical Instrumentation: Application and Design*, Webster J. G., Ed., 3rd ed., New York: Wiley, 1988.
- [7] J. H. Nagel, *Biopotential Amplifiers*, In: Bronzino, J.D., *Biomedical Engineering - Handbook*, CRC Press Inc., IEEE Press Inc., 1995, seção VIII, p. 1185-1195.
- [8] C. Kitchin, L. Counts, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers*, Analog Devices, 2000.
- [9] A. S. Sedra, S. K. Smith, *Microeletrônica*, São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000.
- [10] P. Horowitz, W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge: Cambridge University Press 1980, 1989.
- [11] M. Cardoso, J. Silva, *Filtros Ativos a Capacitores Chaveados*, 2003. TCC (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Pará, 2003.
- [12] G. Darayanani, *Principles of Active Network Synthesis and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1976.
- [13] A. C. MettingVanRijn, A. Peper, C. A. Grimbergen, *High Quality Recording of Bioelectric Events. I: Interference Reduction, Theory, Theory and Practice*, Academic Medical Center, Medical Physics Department, Meibergdreef 15 1105 AZ, Amsterdam, The Netherlands.

- [14] J. C. Huhta, J. G. Webster (1973), *60-Hz interference in electrocardiography*, IEEE Tr.Biom.Eng., vol BME-20, no. 2, 91
- [15] I. S. S. Silva, *Circuitos Mistos Reconfiguráveis Aplicados a Medição de Sinais Biomédicos: Rejeição de Interferência de Modo Comum*. 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande/ Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications, 2003.
- [16] R. Morrison, *Grounding and shielding techniques in instrumentation* (second edition). John Wiley & Sons, New York.
- [17] S. G Whittaker & J. B. Siegfried, *Origin of wavelets in the visual evoked potential*. *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, 55: 91-101, 1983.
- [18] A. Ducatti, E. Fava & E. Motti, *Neuronal generators of the visual evoked potentials: intracerebral recording in awake humans*. *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, 71: 89-99, 1988.
- [19] G. S. Souza, *Avaliação da Sensibilidade ao Contraste Espacial de Luminância Através de Potencial Cortical Provocado Visual*, 2004. TCC (Trabalho de Conclusão de Curso em Ciências Biológicas) – Universidade Federal do Pará, Brasil, 2004.
- [20] S. Tobimatsu, *Transient and steady-state VEPs – reappraisal*. *International Congress Series*, 1232: 207-211, 2002.
- [21] T. Stojkovic, J. De Seze, J. F. Hurtevent, C. Amdt, A. Beaume, J. C. Hache & P. Vermersch, *Visual evoked potentials study chronic idiopathic inflammatory demyelinating polyneuropathy*. *Clinical Neurophysiology*, 111: 2285-2291, 2000.
- [22] F. Fotiou, K. Fountolakis, A. Iacovides & G. Kaprinis, *Patterned-reversed visual evoked potentials in subtypes of major depression*. *Psychiatry Research*, 118: 259-271, 2003.
- [23] J. V. Odom, M. Bach, C. Barber, M. Brigell, M. F. Marmor, A. P. Tormene, G. Holder, & G. Vaegan. *Visual evoked potential standard (2004)*. *Documenta Ophthalmologica*, 00: 1-10, 2004.
- [24] F. W. Campbell & L. Maffei, *Contrast and spatial frequency*. *Scientific American*, 231:106-14. 1974.
- [25] Folha de Dados do Amplificador de Instrumentação LT1167, Linear Technology.

---

# Apêndice A

Esquema do circuito do amplificador de biopotencial desenvolvido

---

# Apêndice B

Rotina em Matlab para gerar o espectro de frequência do PCVP

```

Upvp; %arquivo contendo o registro do potencial cortical
obtido
na=1024;
t=0.0009766*(1:1024);

xm= Upvp(1:na)*0.000001; % sinal com duração de 1 segundo
Ta=t(2)-t(1);
fa=inv(Ta);

nfft = length(xm);nfft1 = nfft/2;nfft2 = nfft1-1;
f1 = fa*(0:nfft2)/nfft; % vetor em Hz
b1=find(f1<=70); % zoom

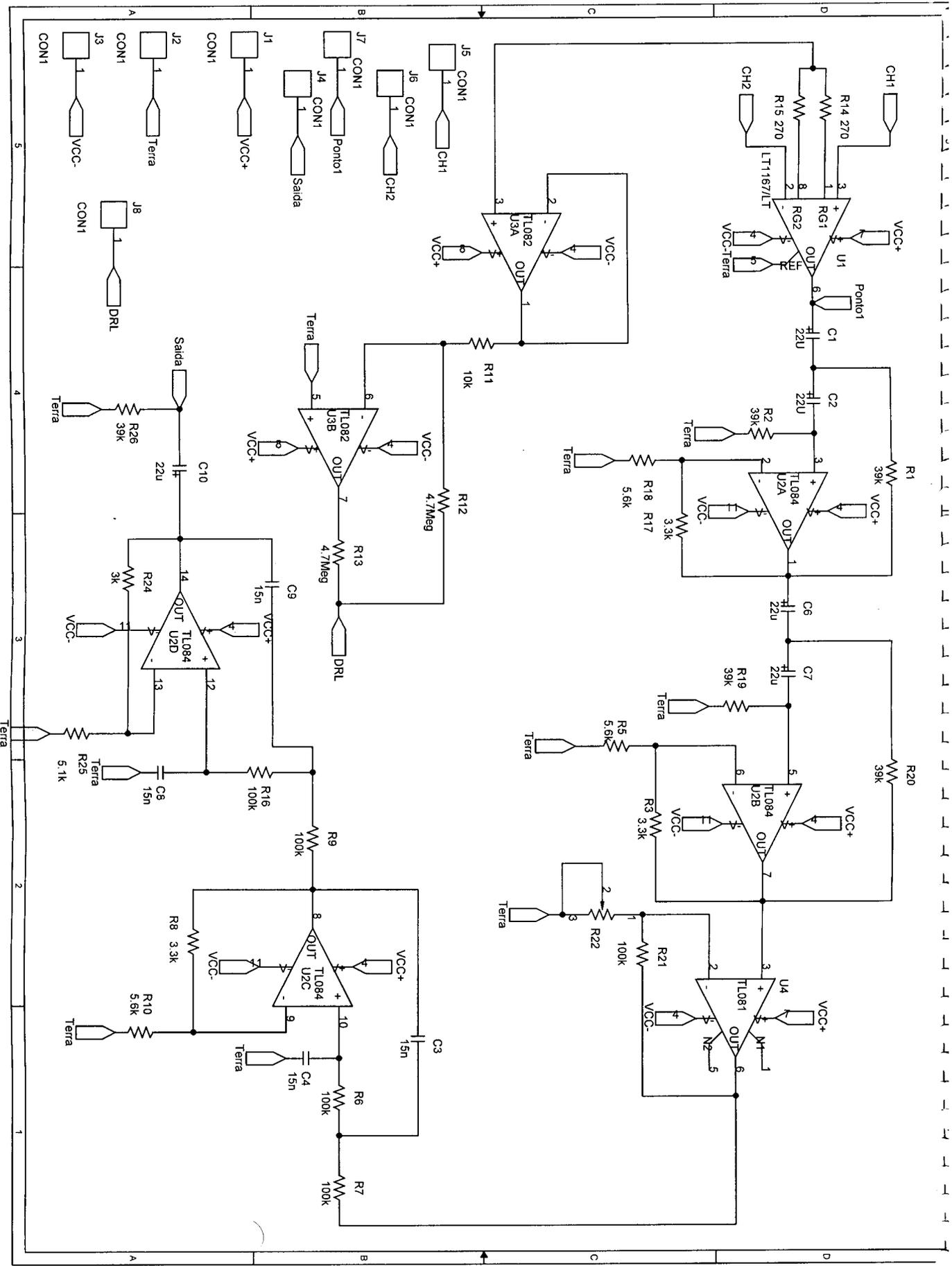
Xm= Ta*fft(xm); % Primeira Estimativa da Função Resposta em
Frequência
Pxm = Xm.*conj(Xm)*1000000;
F = 'Arial';
figure;
h=stem(f1(b1),Pxm(b1),'k');
set(h,'LineWidth',1.0);
title('Espectro do PCPV','FontName',F,'FontSize',12)
xlabel('Frequencia (Hz)');
ylabel('Potencia (µW)');
pause(1)

```

---

# Anexo

Folha de dados do amplificador de instrumentação LT1167



# Single Resistor Gain Programmable, Precision Instrumentation Amplifier

## FEATURES

- **Single Gain Set Resistor:  $G = 1$  to 10,000**
- **Gain Error:  $G = 10$ , 0.08% Max**
- **Input Offset Voltage Drift:  $0.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  Max**
- **Meets IEC 1000-4-2 Level 4 ESD Tests with Two External 5k Resistors**
- **Gain Nonlinearity:  $G = 10$ , 10ppm Max**
- **Input Offset Voltage:  $G = 10$ ,  $60\mu\text{V}$  Max**
- **Input Bias Current: 350pA Max**
- **PSRR at  $G = 1$ : 105dB Min**
- **CMRR at  $G = 1$ : 90dB Min**
- **Supply Current: 1.3mA Max**
- **Wide Supply Range:  $\pm 2.3\text{V}$  to  $\pm 18\text{V}$**
- **1kHz Voltage Noise:  $7.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$**
- **0.1Hz to 10Hz Noise:  $0.28\mu\text{V}_{\text{P-P}}$**
- **Available in 8-Pin PDIP and SO Packages**

## APPLICATIONS

- Bridge Amplifiers
- Strain Gauge Amplifiers
- Thermocouple Amplifiers
- Differential to Single-Ended Converters
- Medical Instrumentation

## DESCRIPTION

The LT<sup>®</sup>1167 is a low power, precision instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. The low voltage noise of  $7.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (at 1kHz) is not compromised by low power dissipation (0.9mA typical for  $\pm 2.3\text{V}$  to  $\pm 15\text{V}$  supplies).

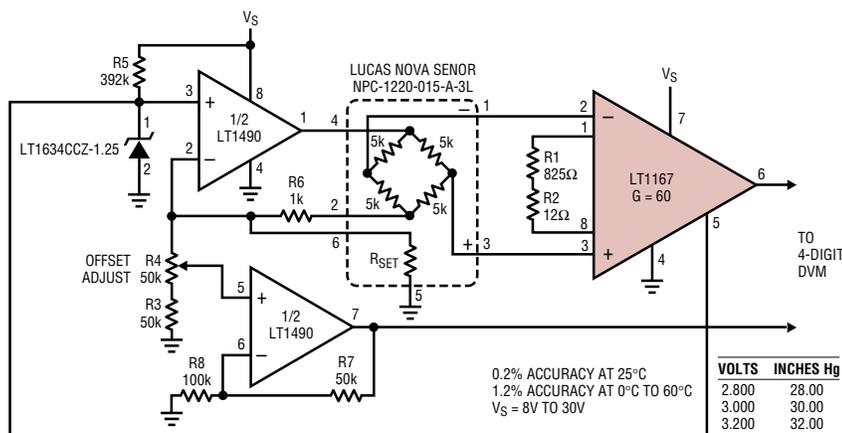
The part's high accuracy (10ppm maximum nonlinearity, 0.08% max gain error ( $G = 10$ )) is not degraded even for load resistors as low as 2k (previous monolithic instrumentation amps used 10k for their nonlinearity specifications). The LT1167 is laser trimmed for very low input offset voltage ( $40\mu\text{V}$  max), drift ( $0.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), high CMRR (90dB,  $G = 1$ ) and PSRR (105dB,  $G = 1$ ). Low input bias currents of 350pA max are achieved with the use of superbeta processing. The output can handle capacitive loads up to 1000pF in any gain configuration while the inputs are ESD protected up to 13kV (human body). The LT1167 with two external 5k resistors passes the IEC 1000-4-2 level 4 specification.

The LT1167, offered in 8-pin PDIP and SO packages, requires significantly less PC board area than discrete multi op amp and resistor designs. These advantages make the LT1167 the most cost effective solution for precision instrumentation amplifier applications.

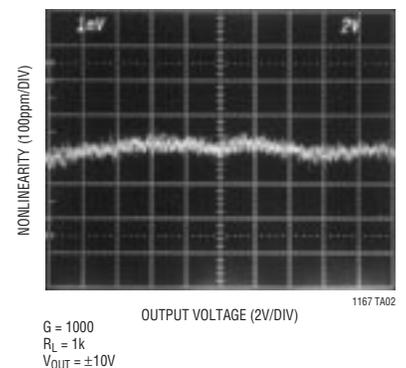
 LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

## TYPICAL APPLICATION

Single Supply Barometer



Gain Nonlinearity

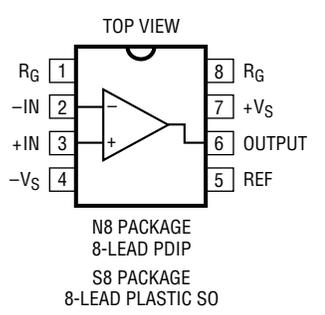


**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

(Note 1)

Supply Voltage .....	±20V
Differential Input Voltage (Within the Supply Voltage) .....	±40V
Input Voltage (Equal to Supply Voltage) .....	±20V
Input Current (Note 3) .....	±20mA
Output Short-Circuit Duration .....	Indefinite
Operating Temperature Range .....	-40°C to 85°C
Specified Temperature Range	
LT1167AC/LT1167C (Note 4) .....	0°C to 70°C
LT1167AI/LT1167I .....	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	300°C

**PACKAGE/ORDER INFORMATION**

	ORDER PART NUMBER	
	LT1167ACN8 LT1167ACS8 LT1167AIN8 LT1167AIS8 LT1167CN8 LT1167CS8 LT1167IN8 LT1167IS8	
	S8 PART MARKING	
	1167A	1167
	1167AI	1167I

Consult factory for parts specified with wider operating temperature ranges.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$V_S = \pm 15V$ ,  $V_{CM} = 0V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $R_L = 2k$ , unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS (Note 7)	LT1167AC/LT1167AI			LT1167C/LT1167I			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
G	Gain Range	$G = 1 + (49.4k/R_G)$	1		10k	1		10k	
	Gain Error	$G = 1$		0.008	0.02		0.015	0.03	%
		$G = 10$ (Note 2)			0.010	0.08		0.020	0.10
$G = 100$ (Note 2)				0.025	0.08		0.030	0.10	%
$G = 1000$ (Note 2)				0.040	0.10		0.040	0.10	%
Gain Nonlinearity (Note 5)	$V_O = \pm 10V$ , $G = 1$	$V_O = \pm 10V$ , $G = 10$ and 100		1	6		1.5	10	ppm
		$V_O = \pm 10V$ , $G = 1000$		2	10		3	15	ppm
				15	40		20	60	ppm
	$V_O = \pm 10V$ , $G = 1$ , $R_L = 600$	$V_O = \pm 10V$ , $G = 10$ and 100, $R_L = 600$		5	12		6	15	ppm
		$V_O = \pm 10V$ , $G = 1000$ , $R_L = 600$		6	15		7	20	ppm
				20	65		25	80	ppm
$V_{OST}$	Total Input Referred Offset Voltage	$V_{OST} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$							
$V_{OSI}$	Input Offset Voltage	$G = 1000$ , $V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$		15	40		20	60	μV
$V_{OSO}$	Output Offset Voltage	$G = 1$ , $V_S = \pm 5V$ to $\pm 15V$		40	200		50	300	μV
$I_{OS}$	Input Offset Current			90	320		100	450	pA
$I_B$	Input Bias Current			50	350		80	500	pA
$e_n$	Input Noise Voltage (Note 8)	0.1Hz to 10Hz, $G = 1$		2.00			2.00		μV <sub>P-P</sub>
		0.1Hz to 10Hz, $G = 10$		0.50			0.50		μV <sub>P-P</sub>
		0.1Hz to 10Hz, $G = 100$ and 1000		0.28			0.28		μV <sub>P-P</sub>
Total RTI Noise = $\sqrt{e_{ni}^2 + (e_{no}/G)^2}$ (Note 8)									
$e_{ni}$	Input Noise Voltage Density (Note 8)	$f_0 = 1kHz$		7.5	12		7.5	12	nV/√Hz
$e_{no}$	Output Noise Voltage Density (Note 8)	$f_0 = 1kHz$ (Note 3)		67	90		67	90	nV/√Hz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**  $V_S = \pm 15V$ ,  $V_{CM} = 0V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $R_L = 2k$ , unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS (Note 7)	LT1167AC/LT1167AI			LT1167C/LT1167I			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$i_n$	Input Noise Current	$f_0 = 0.1\text{Hz to } 10\text{Hz}$	10			10			pA <sub>p-p</sub>
	Input Noise Current Density	$f_0 = 10\text{Hz}$	124			124			fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 10V$	200	1000		200	1000	$G\Omega$	
$C_{IN(DIFF)}$	Differential Input Capacitance	$f_0 = 100\text{kHz}$	1.6			1.6			pF
$C_{IN(CM)}$	Common Mode Input Capacitance	$f_0 = 100\text{kHz}$	1.6			1.6			pF
$V_{CM}$	Input Voltage Range	G = 1, Other Input Grounded $V_S = \pm 2.3V \text{ to } \pm 5V$ $V_S = \pm 5V \text{ to } \pm 18V$	$-V_S + 1.9$	$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$	$+V_S - 1.2$		V	
			$-V_S + 1.9$	$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$	$+V_S - 1.4$		V	
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	1k Source Imbalance, $V_{CM} = 0V \text{ to } \pm 10V$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	90	95	85	95		dB	
			106	115	100	115		dB	
			120	125	110	125		dB	
			126	140	120	140		dB	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.3 \text{ to } \pm 18V$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	105	120	100	120		dB	
			125	135	120	135		dB	
			131	140	126	140		dB	
			135	150	130	150		dB	
$I_S$	Supply Current	$V_S = \pm 2.3V \text{ to } \pm 18V$	0.9	1.3	0.9	1.3		mA	
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing	$R_L = 10k$ $V_S = \pm 2.3V \text{ to } \pm 5V$ $V_S = \pm 5V \text{ to } \pm 18V$	$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		V	
			$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.3$		V	
$I_{OUT}$	Output Current		20	27	20	27		mA	
BW	Bandwidth	G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	1000			1000			kHz
			800			800			kHz
			120			120			kHz
			12			12			kHz
SR	Slew Rate	G = 1, $V_{OUT} = \pm 10V$	0.75	1.2	0.75	1.2		V/ $\mu s$	
	Settling Time to 0.01%	10V Step G = 1 to 100 G = 1000	14 130		14 130			$\mu s$ $\mu s$	
$R_{REFIN}$	Reference Input Resistance		20			20			k $\Omega$
$I_{REFIN}$	Reference Input Current	$V_{REF} = 0V$	50			50			$\mu A$
$V_{REF}$	Reference Voltage Range		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V	
$A_{VREF}$	Reference Gain to Output		$1 \pm 0.0001$			$1 \pm 0.0001$			

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ ,  $R_L = 2\text{k}$ , unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS (Note 7)		LT1167AC			LT1167C			UNITS
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Gain Error	G = 1	●	0.01	0.03	0.012	0.04	%		
		G = 10 (Note 2)	●	0.08	0.30	0.100	0.33	%		
		G = 100 (Note 2)	●	0.09	0.30	0.120	0.33	%		
		G = 1000 (Note 2)	●	0.14	0.33	0.140	0.35	%		
	Gain Nonlinearity	$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , G = 1	●	1.5	10	2	15	ppm		
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , G = 10 and 100	●	3	15	4	20	ppm		
		$V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , G = 1000	●	20	60	25	80	ppm		
G/T	Gain vs Temperature	G < 1000 (Note 2)	●	20	50	20	50	ppm/°C		
$V_{OST}$	Total Input Referred Offset Voltage	$V_{OST} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$								
$V_{OSI}$	Input Offset Voltage	$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	18	60	23	80	$\mu\text{V}$		
$V_{OSIH}$	Input Offset Voltage Hysteresis	(Notes 3, 6)		3.0		3.0		$\mu\text{V}$		
$V_{OSO}$	Output Offset Voltage	$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	60	380	70	500	$\mu\text{V}$		
$V_{OSOH}$	Output Offset Voltage Hysteresis	(Notes 3, 6)		30		30		$\mu\text{V}$		
$V_{OSI}/T$	Input Offset Drift (Note 8)	(Note 3)	●	0.05	0.3	0.06	0.4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
$V_{OSO}/T$	Output Offset Drift	(Note 3)	●	0.7	3	0.8	4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
$I_{OS}$	Input Offset Current		●	100	400	120	550	$\mu\text{A}$		
$I_{OS}/T$	Input Offset Current Drift		●	0.3		0.4		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$		
$I_B$	Input Bias Current		●	75	450	105	600	$\mu\text{A}$		
$I_B/T$	Input Bias Current Drift		●	0.4		0.4		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$		
$V_{CM}$	Input Voltage Range	G = 1, Other Input Grounded								
		$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	●	$-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.3$	V		
		$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	●	$-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.4$	V		
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	1k Source Imbalance, $V_{CM} = 0\text{V}$ to $\pm 10\text{V}$								
		G = 1	●	88	92	83	92	dB		
		G = 10	●	100	110	97	110	dB		
		G = 100	●	115	120	113	120	dB		
		G = 1000	●	117	135	114	135	dB		
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$								
		G = 1	●	103	115	98	115	dB		
		G = 10	●	123	130	118	130	dB		
		G = 100	●	127	135	124	135	dB		
		G = 1000	●	129	145	126	145	dB		
$I_S$	Supply Current	$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	●	1.0	1.5	1.0	1.5	mA		
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing	$R_L = 10\text{k}$								
		$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$	●	$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$	V		
		$V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	●	$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$	V		
$I_{OUT}$	Output Current		●	16	21	16	21	mA		
SR	Slew Rate	G = 1, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	●	0.65	1.1	0.65	1.1	V/ $\mu\text{s}$		
$V_{REF}$	REF Voltage Range	(Note 3)	●	$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	V		

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$ ,  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ ,  $R_L = 2\text{k}$ , unless otherwise noted. (Note 4)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS (Note 7)		LT1167AI			LT1167I			UNITS
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Gain Error	G = 1 G = 10 (Note 2) G = 100 (Note 2) G = 1000 (Note 2)	● ● ● ●		0.014 0.130 0.140 0.160	0.04 0.40 0.40 0.40		0.015 0.140 0.150 0.180	0.05 0.42 0.42 0.45	% % % %
$G_N$	Gain Nonlinearity (Notes 2, 4)	$V_O = \pm 10\text{V}$ , G = 1 $V_O = \pm 10\text{V}$ , G = 10 and 100 $V_O = \pm 10\text{V}$ , G = 1000	● ● ●		2 5 26	15 20 70		3 6 30	20 30 100	ppm ppm ppm
G/T	Gain vs Temperature	G < 1000 (Note 2)	●		20	50		20	50	ppm/ $^\circ\text{C}$
$V_{OST}$	Total Input Referred Offset Voltage	$V_{OST} = V_{OSI} + V_{OSO}/G$								
$V_{OSI}$	Input Offset Voltage		●		20	75		25	100	$\mu\text{V}$
$V_{OSIH}$	Input Offset Voltage Hysteresis	(Notes 3, 6)			3.0			3.0		$\mu\text{V}$
$V_{OSO}$	Output Offset Voltage		●		180	500		200	600	$\mu\text{V}$
$V_{OSOH}$	Output Offset Voltage Hysteresis	(Notes 3, 6)			30			30		$\mu\text{V}$
$V_{OSI}/T$	Input Offset Drift (Note 8)	(Note 3)	●		0.05	0.3		0.06	0.4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$V_{OSO}/T$	Output Offset Drift	(Note 3)	●		0.8	5		1	6	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{OS}$	Input Offset Current		●		110	550		120	700	$\mu\text{A}$
$I_{OS}/T$	Input Offset Current Drift		●		0.3			0.3		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
$I_B$	Input Bias Current		●		180	600		220	800	$\mu\text{A}$
$I_B/T$	Input Bias Current Drift		●		0.5			0.6		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
$V_{CM}$	Input Voltage Range	$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	● ●		$-V_S + 2.1$ $-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.3$ $+V_S - 1.4$		$-V_S + 2.1$ $-V_S + 2.1$	$+V_S - 1.3$ $+V_S - 1.4$	V V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	1k Source Imbalance, $V_{CM} = 0\text{V}$ to $\pm 10\text{V}$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	● ● ● ●		86 98 114 116	90 105 118 133		81 95 112 112	90 105 118 133	dB dB dB dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	● ● ● ●		100 120 125 128	112 125 132 140		95 115 120 125	112 125 132 140	dB dB dB dB
$I_S$	Supply Current		●		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 2.3\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	● ●		$-V_S + 1.4$ $-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.3$ $+V_S - 1.5$		$-V_S + 1.4$ $-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.3$ $+V_S - 1.5$	V V
$I_{OUT}$	Output Current		●		15	20		15	20	mA
SR	Slew Rate	G = 1, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	●		0.55	0.95		0.55	0.95	V/ $\mu\text{s}$
$V_{REF}$	REF Voltage Range	(Note 3)	●		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	V

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

**Note 2:** Does not include the effect of the external gain resistor  $R_G$ .

**Note 3:** This parameter is not 100% tested.

**Note 4:** The LT1167AC/LT1167C are designed, characterized and expected to meet the industrial temperature limits, but are not tested at  $-40^\circ\text{C}$  and  $85^\circ\text{C}$ . I-grade parts are guaranteed.

**Note 5:** This parameter is measured in a high speed automatic tester that does not measure the thermal effects with longer time constants. The magnitude of these thermal effects are dependent on the package used, heat sinking and air flow conditions.

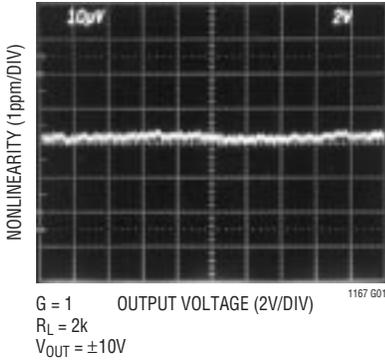
**Note 6:** Hysteresis in offset voltage is created by package stress that differs depending on whether the IC was previously at a higher or lower temperature. Offset voltage hysteresis is always measured at  $25^\circ\text{C}$ , but the IC is cycled to  $85^\circ\text{C}$  I-grade (or  $70^\circ\text{C}$  C-grade) or  $-40^\circ\text{C}$  I-grade ( $0^\circ\text{C}$  C-grade) before successive measurement. 60% of the parts will pass the typical limit on the data sheet.

**Note 7:** Typical parameters are defined as the 60% of the yield parameter distribution.

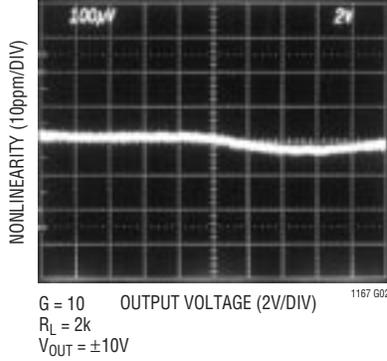
**Note 8:** Referred to input.

# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

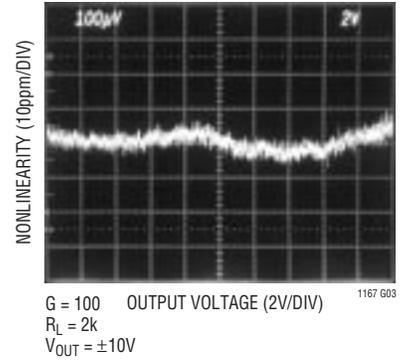
Gain Nonlinearity, G = 1



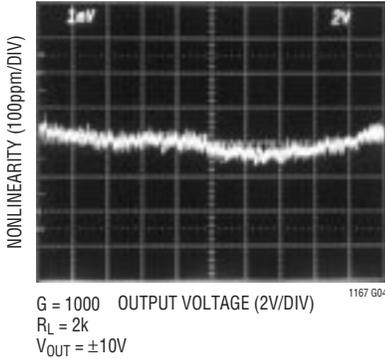
Gain Nonlinearity, G = 10



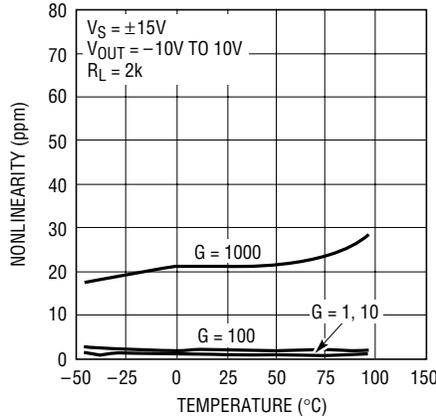
Gain Nonlinearity, G = 100



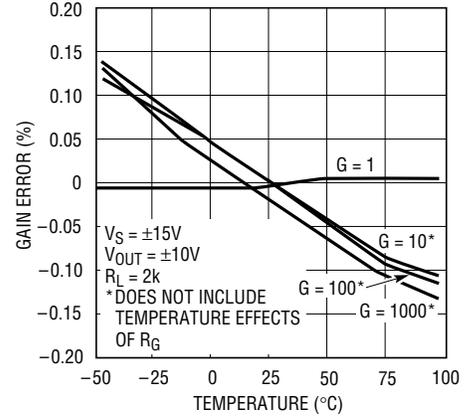
Gain Nonlinearity, G = 1000



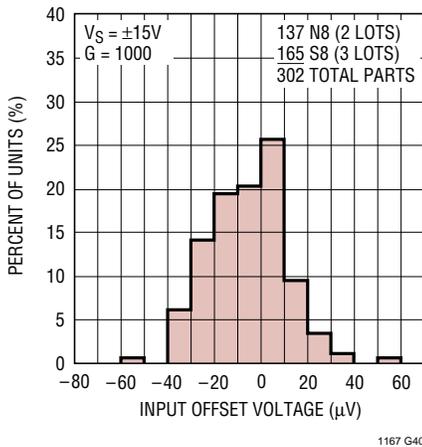
Gain Nonlinearity vs Temperature



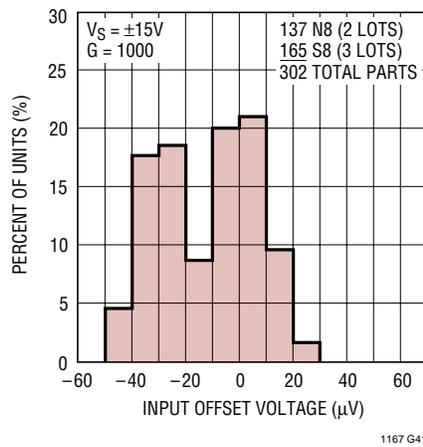
Gain Error vs Temperature



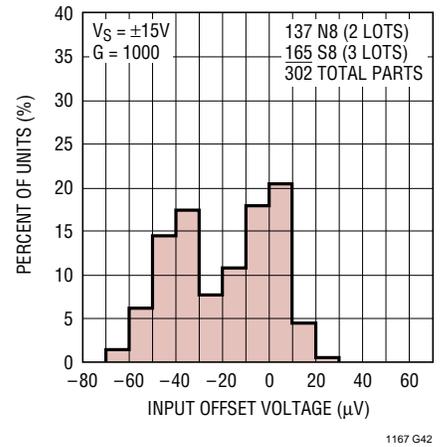
Distribution of Input Offset Voltage,  $T_A = -40^\circ C$



Distribution of Input Offset Voltage,  $T_A = 25^\circ C$

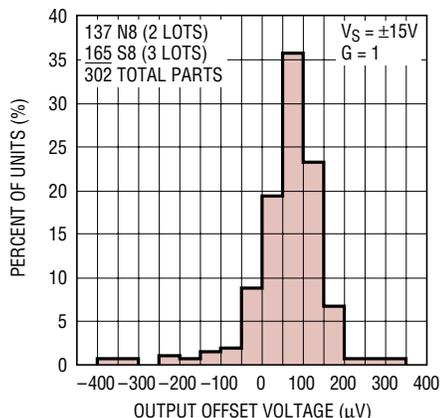


Distribution of Input Offset Voltage,  $T_A = 85^\circ C$



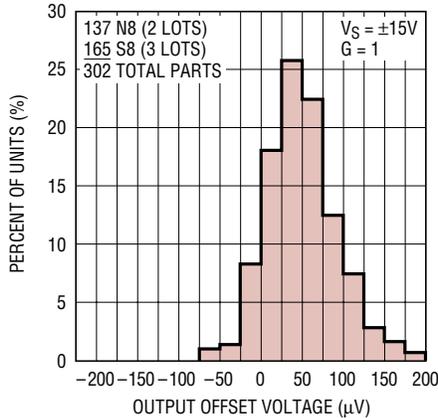
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**Distribution of Output Offset Voltage,  $T_A = -40^\circ\text{C}$**



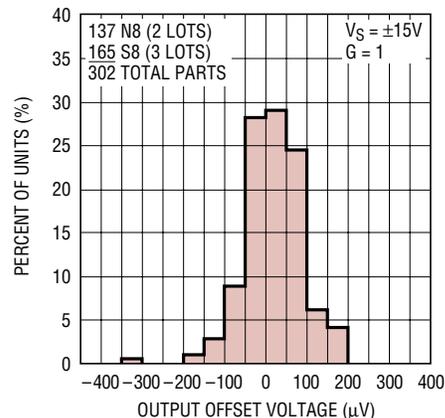
1167 G43

**Distribution of Output Offset Voltage,  $T_A = 25^\circ\text{C}$**



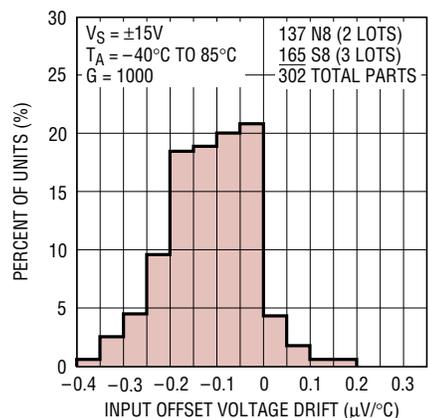
1167 G44

**Distribution of Output Offset Voltage,  $T_A = 85^\circ\text{C}$**



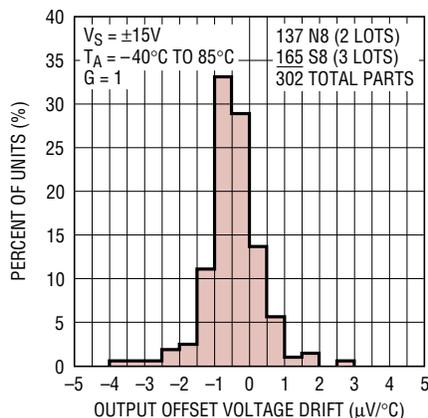
1167 G45

**Distribution of Input Offset Voltage Drift**



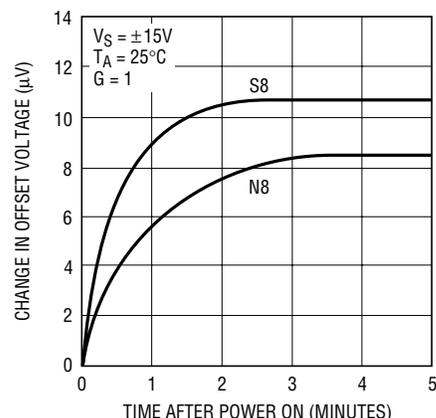
1167 G46

**Distribution of Output Offset Voltage Drift**



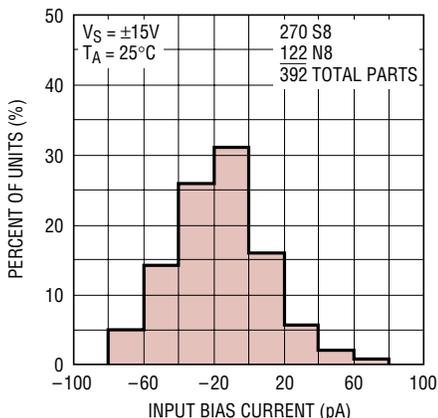
1167 G47

**Warm-Up Drift**



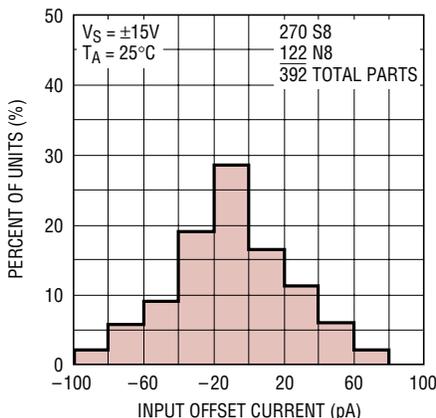
1167 G09

**Input Bias Current**



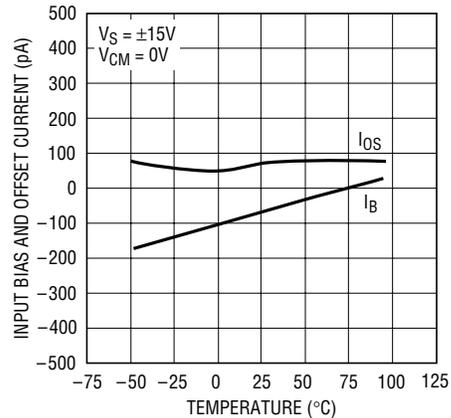
1167 G10

**Input Offset Current**



1167 G11

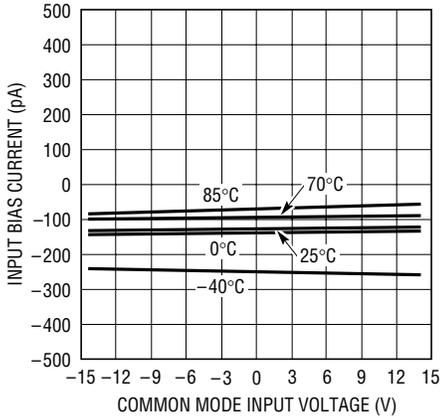
**Input Bias and Offset Current vs Temperature**



1167 G12

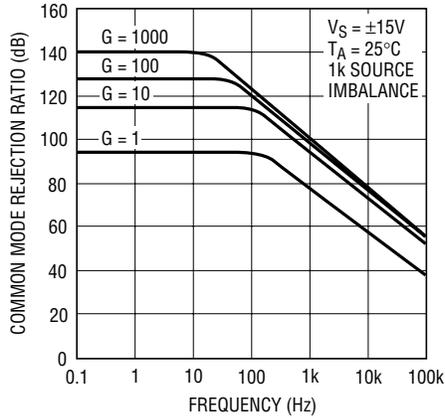
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**Input Bias Current vs Common Mode Input Voltage**



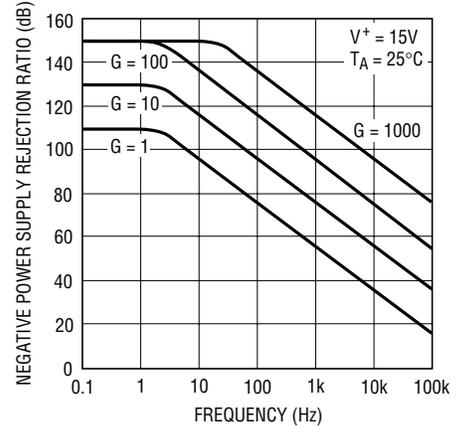
1167 G13

**Common Mode Rejection Ratio vs Frequency**



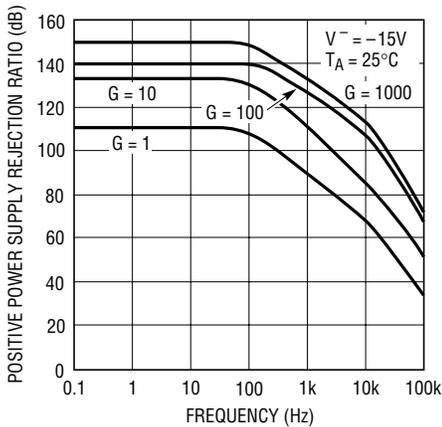
1167 G14

**Negative Power Supply Rejection Ratio vs Frequency**



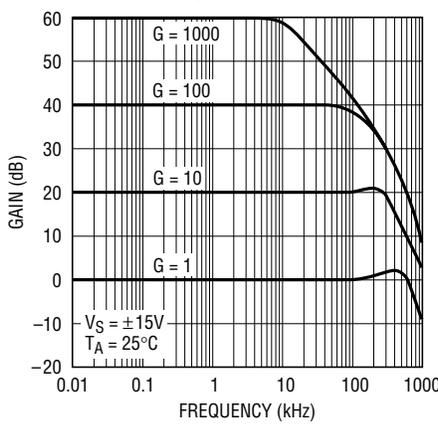
1167 G15

**Positive Power Supply Rejection Ratio vs Frequency**



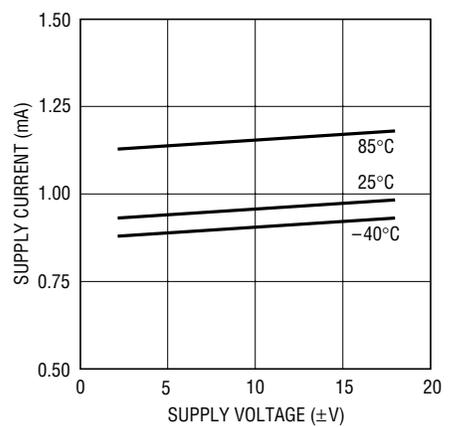
1167 G16

**Gain vs Frequency**



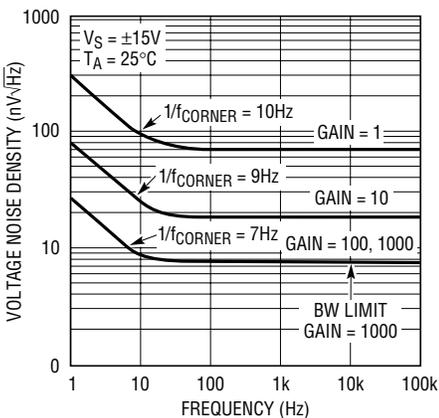
1167 G17

**Supply Current vs Supply Voltage**



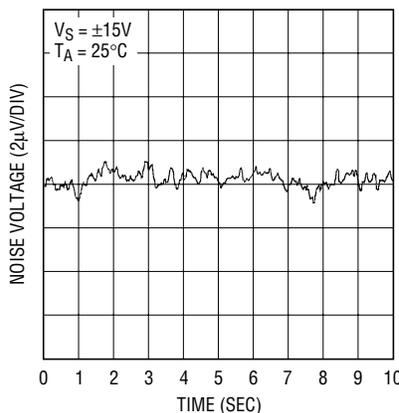
1167 G18

**Voltage Noise Density vs Frequency**



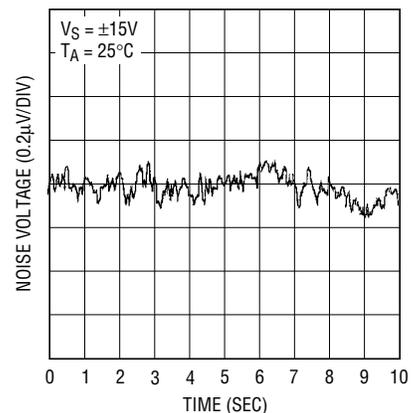
1167 G19

**0.1Hz to 10Hz Noise Voltage, G = 1**



1167 G20

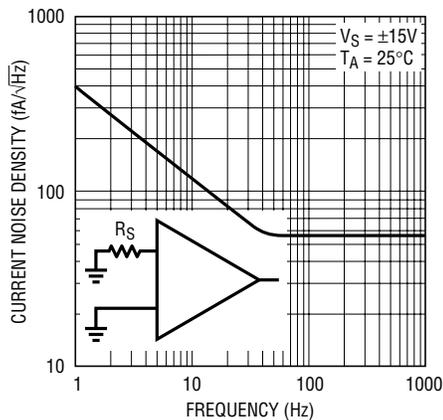
**0.1Hz to 10Hz Noise Voltage, Referred to Input, G = 1000**



1167 G21

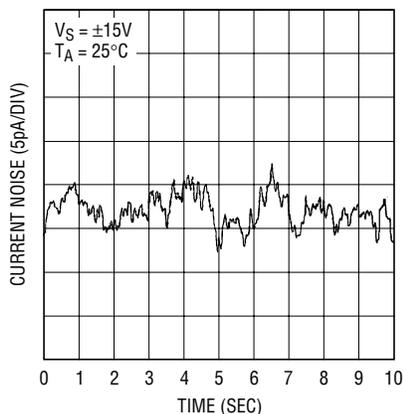
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**Current Noise Density vs Frequency**



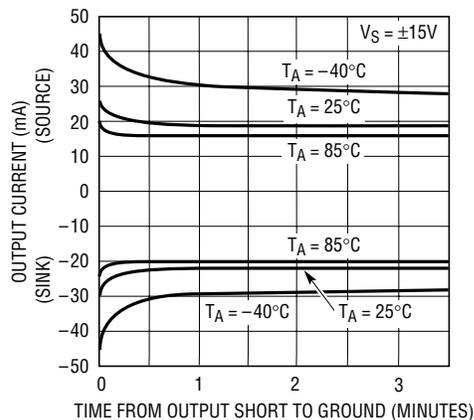
1167 G22

**0.1Hz to 10Hz Current Noise**



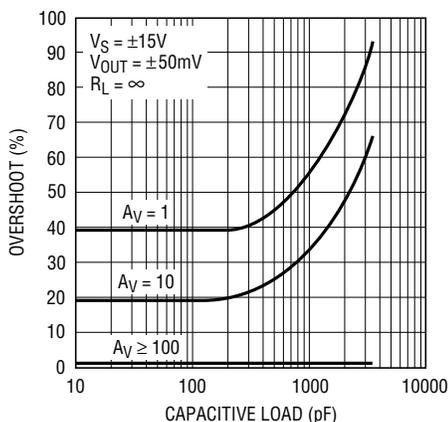
1167 G23

**Short-Circuit Current vs Time**



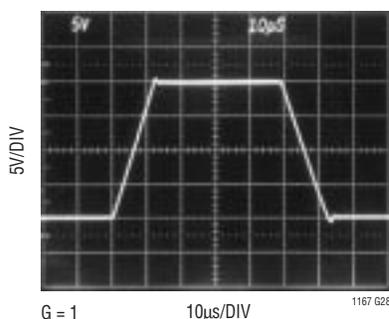
1167 G24

**Overshoot vs Capacitive Load**



1167 G25

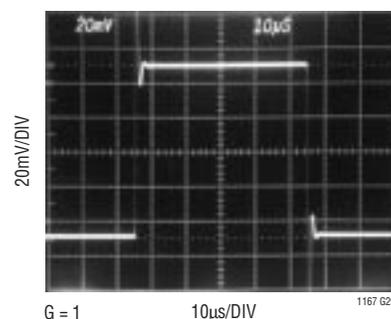
**Large-Signal Transient Response**



$G = 1$   
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

1167 G28

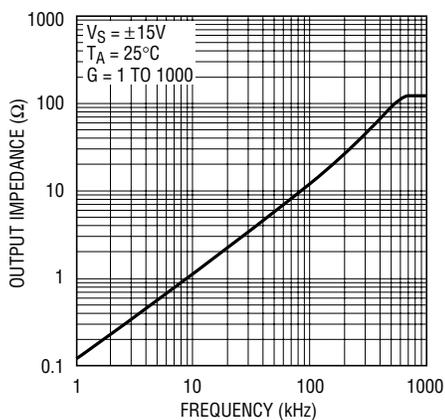
**Small-Signal Transient Response**



$G = 1$   
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

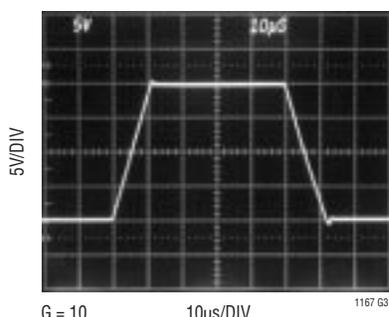
1167 G29

**Output Impedance vs Frequency**



1167 G26

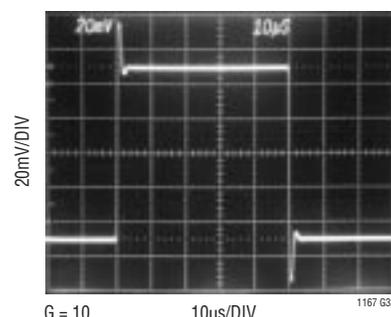
**Large-Signal Transient Response**



$G = 10$   
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

1167 G31

**Small-Signal Transient Response**

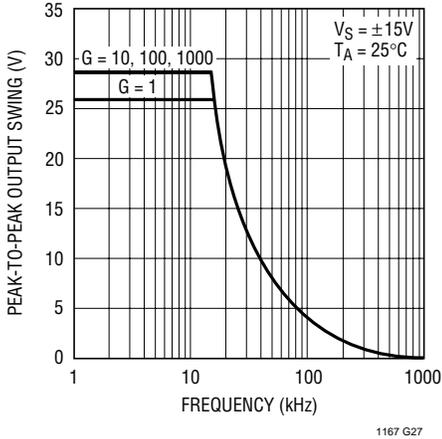


$G = 10$   
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

1167 G32

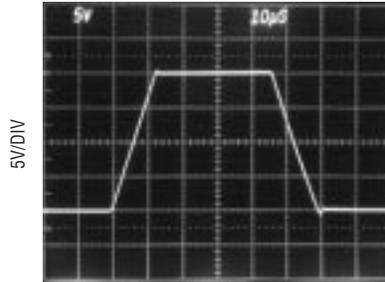
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**Undistorted Output Swing vs Frequency**



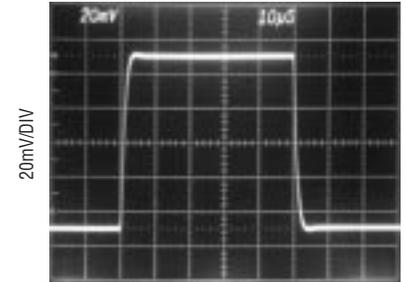
1167 G27

**Large-Signal Transient Response**



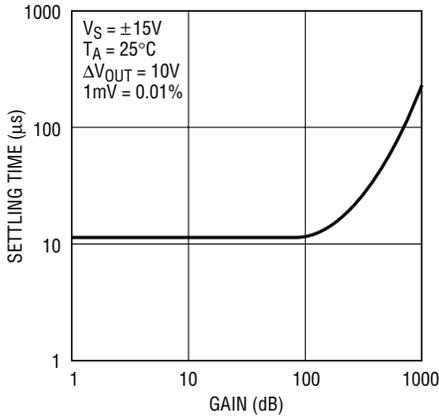
G = 100  
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

**Small-Signal Transient Response**



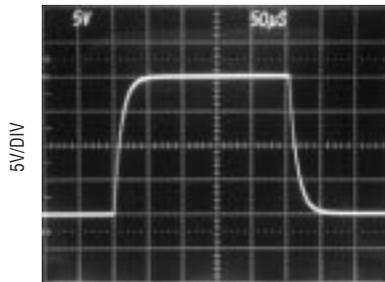
G = 100  
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

**Settling Time vs Gain**



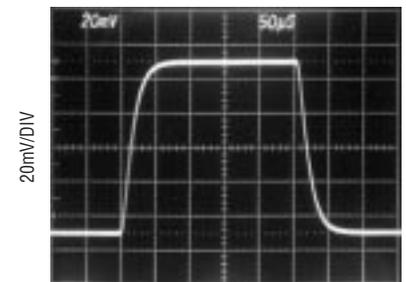
1167 G30

**Large-Signal Transient Response**



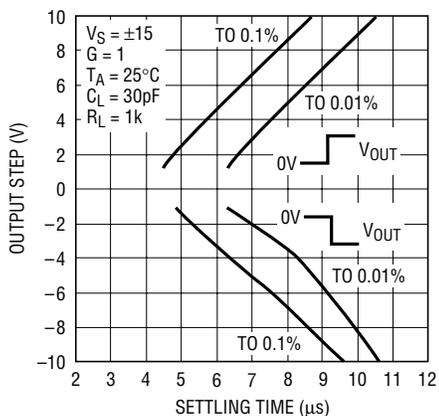
G = 1000  
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

**Small-Signal Transient Response**



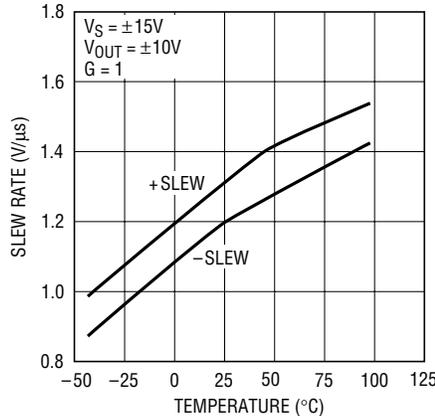
G = 1000  
 $V_S = \pm 15V$   
 $R_L = 2k$   
 $C_L = 60pF$

**Settling Time vs Step Size**



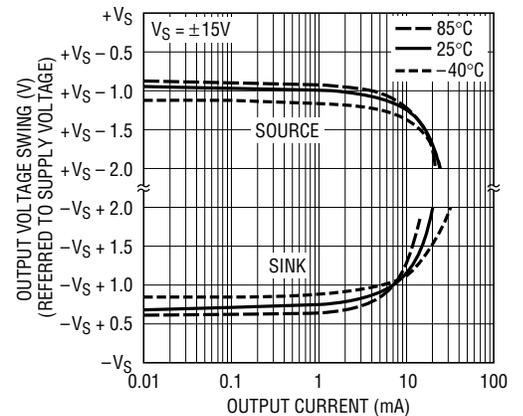
1167 G33

**Slew Rate vs Temperature**



1167 G36

**Output Voltage Swing vs Load Current**



1167 G39

## BLOCK DIAGRAM

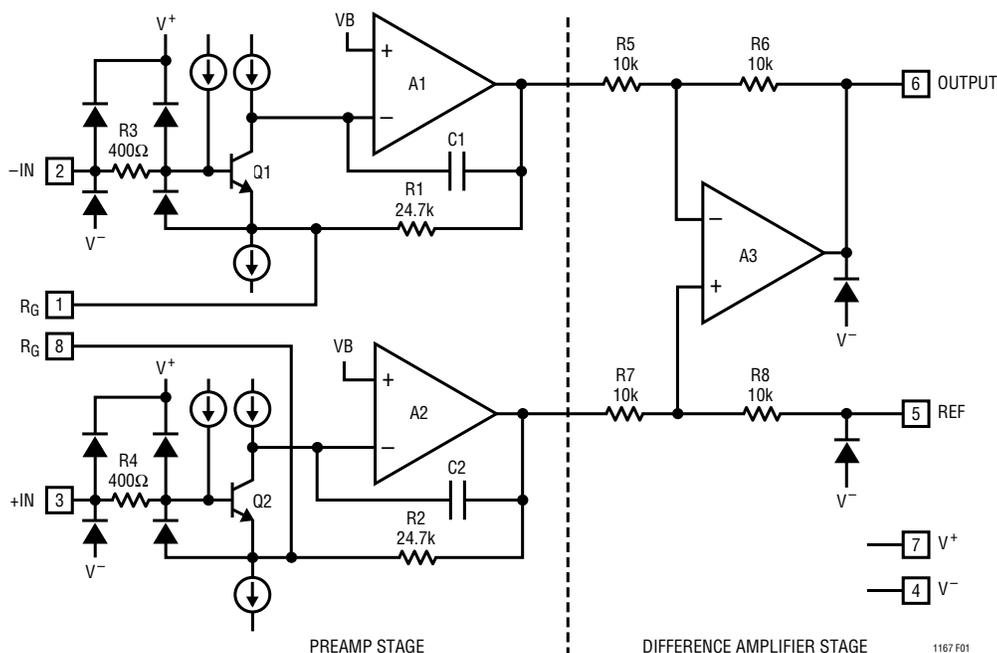


Figure 1. Block Diagram

## THEORY OF OPERATION

The LT1167 is a modified version of the three op amp instrumentation amplifier. Laser trimming and monolithic construction allow tight matching and tracking of circuit parameters over the specified temperature range. Refer to the block diagram (Figure 1) to understand the following circuit description. The collector currents in Q1 and Q2 are trimmed to minimize offset voltage drift, thus assuring a high level of performance. R1 and R2 are trimmed to an absolute value of 24.7k to assure that the gain can be set accurately (0.05% at  $G = 100$ ) with only one external resistor  $R_G$ . The value of  $R_G$  determines the transconductance of the preamp stage. As  $R_G$  is reduced for larger programmed gains, the transconductance of the input preamp stage increases to that of the input transistors Q1 and Q2. This increases the open-loop gain when the programmed gain is increased, reducing the input referred gain related errors and noise. The input voltage noise at gains greater than 50 is determined only by Q1 and Q2. At lower gains the noise of the difference amplifier and preamp gain setting resistors increase the noise. The gain bandwidth product is determined by C1, C2 and the preamp transconductance which increases

with programmed gain. Therefore, the bandwidth does not drop proportionally to gain.

The input transistors Q1 and Q2 offer excellent matching, which is inherent in NPN bipolar transistors, as well as picoampere input bias current due to superbeta processing. The collector currents in Q1 and Q2 are held constant due to the feedback through the Q1-A1-R1 loop and Q2-A2-R2 loop which in turn impresses the differential input voltage across the external gain set resistor  $R_G$ . Since the current that flows through  $R_G$  also flows through R1 and R2, the ratios provide a gained-up differential voltage,  $G = (R1 + R2)/R_G$ , to the unity-gain difference amplifier A3. The common mode voltage is removed by A3, resulting in a single-ended output voltage referenced to the voltage on the REF pin. The resulting gain equation is:

$$V_{OUT} - V_{REF} = G(V_{IN}^+ - V_{IN}^-)$$

where:

$$G = (49.4k\Omega/R_G) + 1$$

solving for the gain set resistor gives:

$$R_G = 49.4k\Omega/(G - 1)$$

## THEORY OF OPERATION

### Input and Output Offset Voltage

The offset voltage of the LT1167 has two components: the output offset and the input offset. The total offset voltage referred to the input (RTI) is found by dividing the output offset by the programmed gain (G) and adding it to the input offset. At high gains the input offset voltage dominates, whereas at low gains the output offset voltage dominates. The total offset voltage is:

$$\begin{aligned} \text{Total input offset voltage (RTI)} \\ &= \text{input offset} + (\text{output offset}/G) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Total output offset voltage (RTO)} \\ &= (\text{input offset} \cdot G) + \text{output offset} \end{aligned}$$

### Reference Terminal

The reference terminal is one end of one of the four 10k resistors around the difference amplifier. The output voltage of the LT1167 (Pin 6) is referenced to the voltage on the reference terminal (Pin 5). Resistance in series with the REF pin must be minimized for best common mode rejection. For example, a 2Ω resistance from the REF pin to ground will not only increase the gain error by 0.02% but will lower the CMRR to 80dB.

### Single Supply Operation

For single supply operation, the REF pin can be at the same potential as the negative supply (Pin 4) provided the output of the instrumentation amplifier remains inside the specified operating range and that one of the inputs is at least 2.5V above ground. The barometer application on the front page of this data sheet is an example that satisfies these conditions. The resistance  $R_b$  from the bridge transducer to ground sets the operating current for the bridge and also has the effect of raising the input common mode voltage. The output of the LT1167 is always inside the specified range since the barometric pressure rarely goes low enough to cause the output to rail (30.00 inches of Hg corresponds to 3.000V). For applications that require the output to swing at or below the REF potential, the voltage on the REF pin can be level shifted. An op amp is used to buffer the voltage on the REF pin since a parasitic series resistance will degrade the CMRR. The application in the back of this data sheet, Four Digit Pressure Sensor, is an example.

### Output Offset Trimming

The LT1167 is laser trimmed for low offset voltage so that no external offset trimming is required for most applications. In the event that the offset needs to be adjusted, the circuit in Figure 2 is an example of an optional offset adjust circuit. The op amp buffer provides a low impedance to the REF pin where resistance must be kept to minimum for best CMRR and lowest gain error.

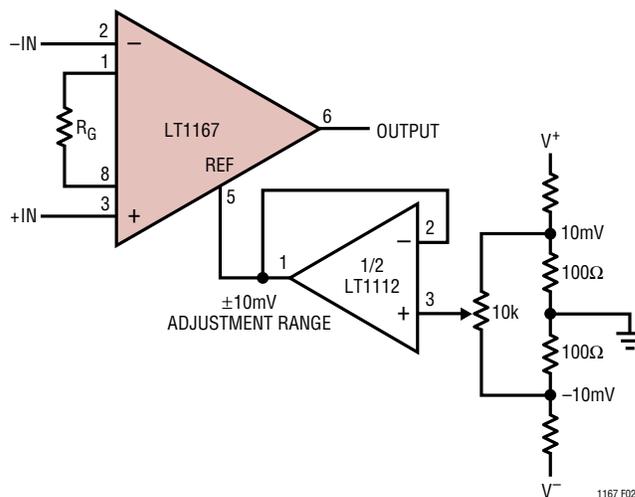


Figure 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage

### Input Bias Current Return Path

The low input bias current of the LT1167 (350pA) and the high input impedance (200GΩ) allow the use of high impedance sources without introducing additional offset voltage errors, even when the full common mode range is required. However, a path must be provided for the input bias currents of both inputs when a purely differential signal is being amplified. Without this path the inputs will float to either rail and exceed the input common mode range of the LT1167, resulting in a saturated input stage. Figure 3 shows three examples of an input bias current path. The first example is of a purely differential signal source with a 10kΩ input current path to ground. Since the impedance of the signal source is low, only one resistor is needed. Two matching resistors are needed for higher impedance signal sources as shown in the second example. Balancing the input impedance improves both common mode rejection and DC offset. The need for input resistors is eliminated if a center tap is present as shown in the third example.

## THEORY OF OPERATION

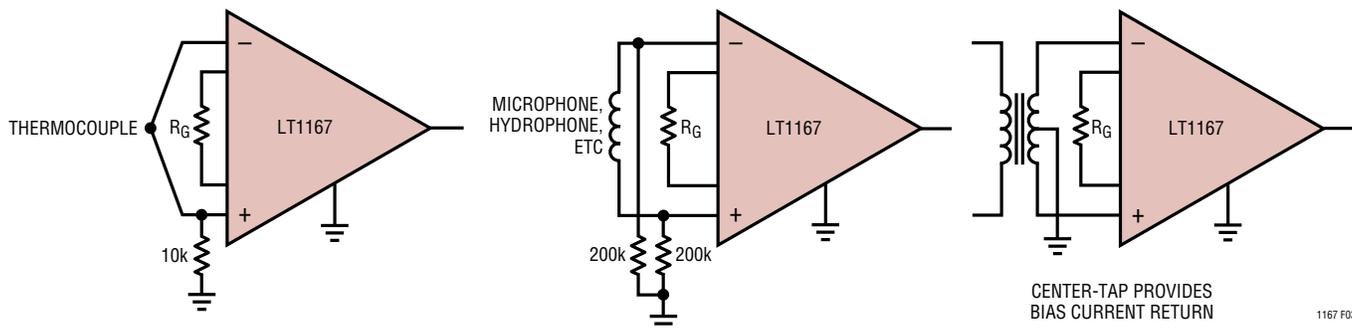


Figure 3. Providing an Input Common Mode Current Path

## APPLICATIONS INFORMATION

The LT1167 is a low power precision instrumentation amplifier that requires only one external resistor to accurately set the gain anywhere from 1 to 1000. The output can handle capacitive loads up to 1000pF in any gain configuration and the inputs are protected against ESD strikes up to 13kV (human body).

### Input Protection

The LT1167 can safely handle up to  $\pm 20\text{mA}$  of input current in an overload condition. Adding an external 5k input resistor in series with each input allows DC input fault voltages up to  $\pm 100\text{V}$  and improves the ESD immunity to 8kV (contact) and 15kV (air discharge), which is the IEC 1000-4-2 level 4 specification. If lower value input resistors are needed, a clamp diode from the positive supply to each input will maintain the IEC 1000-4-2 specification to level 4 for both air and contact discharge.

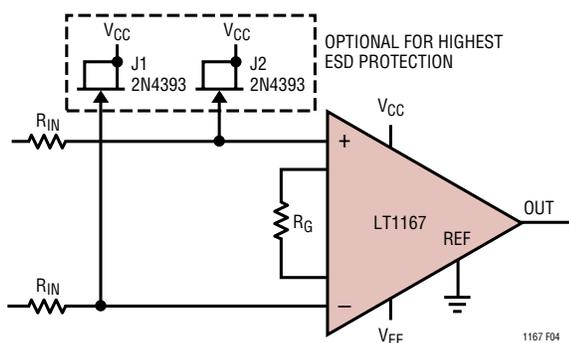


Figure 4. Input Protection

A 2N4393 drain/source to gate is a good low leakage diode for use with 1k resistors, see Figure 4. The input resistors should be carbon and not metal film or carbon film.

### RFI Reduction

In many industrial and data acquisition applications, instrumentation amplifiers are used to accurately amplify small signals in the presence of large common mode voltages or high levels of noise. Typically, the sources of these very small signals (on the order of microvolts or millivolts) are sensors that can be a significant distance from the signal conditioning circuit. Although these sensors may be connected to signal conditioning circuitry, using shielded or unshielded twisted-pair cabling, the cabling may act as antennae, conveying very high frequency interference directly into the input stage of the LT1167.

The amplitude and frequency of the interference can have an adverse effect on an instrumentation amplifier's input stage by causing an unwanted DC shift in the amplifier's input offset voltage. This well known effect is called RFI rectification and is produced when out-of-band interference is coupled (inductively, capacitively or via radiation) and rectified by the instrumentation amplifier's input transistors. These transistors act as high frequency signal detectors, in the same way diodes were used as RF envelope detectors in early radio designs. Regardless of the type of interference or the method by which it is coupled into the circuit, an out-of-band error signal appears in series with the instrumentation amplifier's inputs.

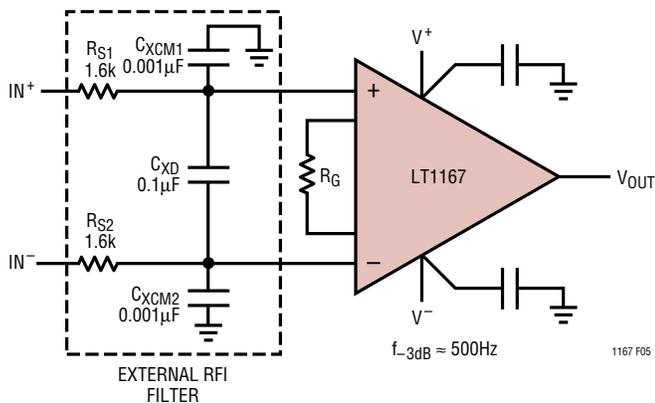
## APPLICATIONS INFORMATION

To significantly reduce the effect of these out-of-band signals on the input offset voltage of instrumentation amplifiers, simple lowpass filters can be used at the inputs. These filters should be located very close to the input pins of the circuit. An effective filter configuration is illustrated in Figure 5, where three capacitors have been added to the inputs of the LT1167. Capacitors  $C_{XCM1}$  and  $C_{XCM2}$  form lowpass filters with the external series resistors  $R_{S1,2}$  to any out-of-band signal appearing on each of the input traces. Capacitor  $C_{XD}$  forms a filter to reduce any unwanted signal that would appear across the input traces. An added benefit to using  $C_{XD}$  is that the circuit's AC common mode rejection is not degraded due to common mode capacitive imbalance. The differential mode and common mode time constants associated with the capacitors are:

$$t_{DM(LPF)} = (2)(R_S)(C_{XD})$$

$$t_{CM(LPF)} = (R_{S1,2})(C_{XCM1,2})$$

Setting the time constants requires a knowledge of the frequency, or frequencies of the interference. Once this frequency is known, the common mode time constants can be set followed by the differential mode time constant. To avoid any possibility of inadvertently affecting the signal to be processed, set the common mode time constant an order of magnitude (or more) larger than the differential mode time constant. Set the common mode



**Figure 5. Adding a Simple RC Filter at the Inputs to an Instrumentation Amplifier is Effective in Reducing Rectification of High Frequency Out-of-Band Signals**

time constants such that they do not degrade the LT1167's inherent AC CMR. Then the differential mode time constant can be set for the bandwidth required for the application. Setting the differential mode time constant close to the sensor's BW also minimizes any noise pickup along the leads. To avoid any possibility of common mode to differential mode signal conversion, match the common mode time constants to 1% or better. If the sensor is an RTD or a resistive strain gauge, then the series resistors  $R_{S1,2}$  can be omitted, if the sensor is in proximity to the instrumentation amplifier.

### “Roll Your Own”—Discrete vs Monolithic LT1167 Error Budget Analysis

The LT1167 offers performance superior to that of “roll your own” three op amp discrete designs. A typical application that amplifies and buffers a bridge transducer's differential output is shown in Figure 6. The amplifier, with its gain set to 100, amplifies a differential, full-scale output voltage of 20mV over the industrial temperature range. To make the comparison challenging, the low cost version of the LT1167 will be compared to a discrete instrumentation amp made with the A grade of one of the best precision quad op amps, the LT1114A. The LT1167C outperforms the discrete amplifier that has lower  $V_{OS}$ , lower  $I_B$  and comparable  $V_{OS}$  drift. The error budget comparison in Table 1 shows how various errors are calculated and how each error affects the total error budget. The table shows the greatest differences between the discrete solution and the LT1167 are input offset voltage and CMRR. Note that for the discrete solution, the noise voltage specification is multiplied by  $\sqrt{2}$  which is the RMS sum of the uncorelated noise of the two input amplifiers. Each of the amplifier errors is referenced to a full-scale bridge differential voltage of 20mV. The common mode range of the bridge is 5V. The LT1114 data sheet provides offset voltage, offset voltage drift and offset current specifications for the matched op amp pairs used in the error-budget table. Even with an excellent matched op amp like the LT1114, the discrete solution's total error is significantly higher than the LT1167's total error. The LT1167 has additional advantages over the discrete design, including lower component cost and smaller size.

# APPLICATIONS INFORMATION

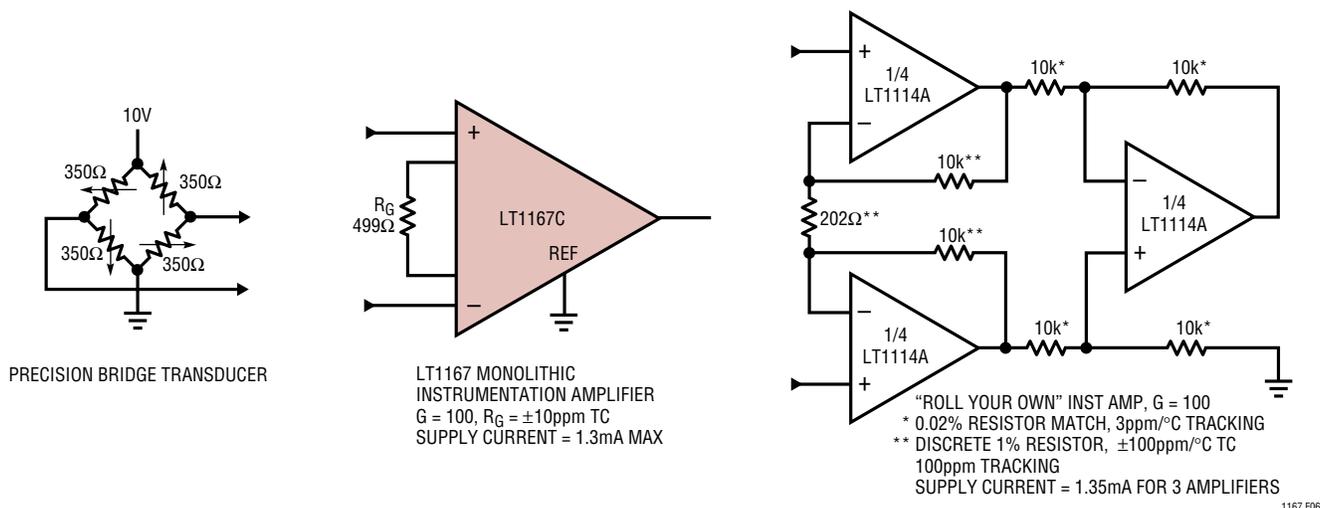


Figure 6. "Roll Your Own" vs LT1167

Table 1. "Roll Your Own" vs LT1167 Error Budget

ERROR SOURCE	LT1167C CIRCUIT CALCULATION	"ROLL YOUR OWN" CIRCUIT CALCULATION	ERROR, ppm OF FULL SCALE	
			LT1167C	"ROLL YOUR OWN"
<b>Absolute Accuracy at <math>T_A = 25^\circ\text{C}</math></b>				
Input Offset Voltage, $\mu\text{V}$	60 $\mu\text{V}/20\text{mV}$	100 $\mu\text{V}/20\text{mV}$	3000	5000
Output Offset Voltage, $\mu\text{V}$	(300 $\mu\text{V}/100$ )/20mV	[(60 $\mu\text{V}$ )(2)/100]/20mV	150	60
Input Offset Current, nA	[(450pA)(350/2 $\Omega$ )]/20mV	[(450pA)(350 $\Omega$ )/2]/20mV	4	4
CMR, dB	110dB $\rightarrow$ [(3.16ppm)(5V)]/20mV	[(0.02% Match)(5V)]/20mV	790	500
		<b>Total Absolute Error</b>	<b>3944</b>	<b>5564</b>
<b>Drift to 85°C</b>				
Gain Drift, ppm/°C	(50ppm + 10ppm)(60°C)	(100ppm/°C Track)(60°C)	3600	6000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	[(0.4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )(60°C)]/20mV	[(1.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )(60°C)]/20mV	1200	4800
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	[6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ](60°C)/100/20mV	[(1.1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )(2)(60°C)]/100/20mV	180	66
		<b>Total Drift Error</b>	<b>4980</b>	<b>10866</b>
<b>Resolution</b>				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	15ppm	10ppm	15	10
Typ 0.1Hz to 10Hz Voltage Noise, $\mu\text{V}_{P-P}$	0.28 $\mu\text{V}_{P-P}/20\text{mV}$	(0.3 $\mu\text{V}_{P-P}$ )( $\sqrt{2}$ )/20mV	14	21
		<b>Total Resolution Error</b>	<b>29</b>	<b>31</b>
		<b>Grand Total Error</b>	<b>8953</b>	<b>16461</b>

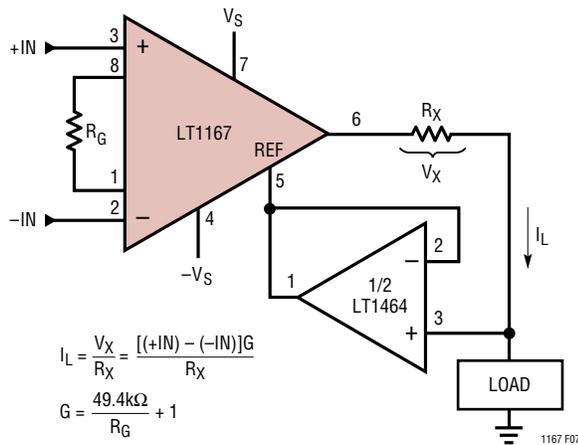
$G = 100$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$   
 All errors are min/max and referred to input.

## Current Source

Figure 7 shows a simple, accurate, low power programmable current source. The differential voltage across Pins 2 and 3 is mirrored across  $R_G$ . The voltage across  $R_G$  is amplified and applied across  $R_X$ , defining the output

current. The 50 $\mu\text{A}$  bias current flowing from Pin 5 is buffered by the LT1464 JFET operational amplifier. This has the effect of improving the resolution of the current source to 3pA, which is the maximum  $I_B$  of the LT1464A. Replacing  $R_G$  with a programmable resistor greatly increases the range of available output currents.

**APPLICATIONS INFORMATION**



**Figure 7. Precision Voltage-to-Current Converter**

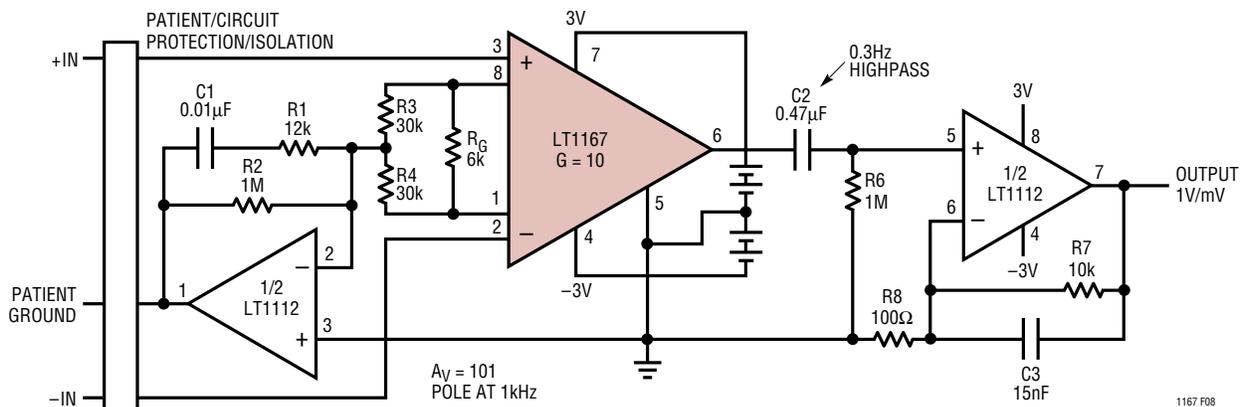
**Nerve Impulse Amplifier**

The LT1167’s low current noise makes it ideal for high source impedance EMG monitors. Demonstrating the LT1167’s ability to amplify low level signals, the circuit in Figure 8 takes advantage of the amplifier’s high gain and low noise operation. This circuit amplifies the low level nerve impulse signals received from a patient at Pins 2 and 3. R<sub>G</sub> and the parallel combination of R<sub>3</sub> and R<sub>4</sub> set a gain of ten. The potential on LT1112’s Pin 1 creates a ground for the common mode signal. C<sub>1</sub> was chosen to maintain the stability of the patient ground. The LT1167’s high CMRR ensures that the desired differential signal is amplified and unwanted common mode signals are attenuated. Since the DC portion of the signal is not

important, R<sub>6</sub> and C<sub>2</sub> make up a 0.3Hz highpass filter. The AC signal at LT1112’s Pin 5 is amplified by a gain of 101 set by (R<sub>7</sub>/R<sub>8</sub>) + 1. The parallel combination of C<sub>3</sub> and R<sub>7</sub> form a lowpass filter that decreases this gain at frequencies above 1kHz. The ability to operate at ±3V on 0.9mA of supply current makes the LT1167 ideal for battery-powered applications. Total supply current for this application is 1.7mA. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

**Low I<sub>B</sub> Favors High Impedance Bridges, Lowers Dissipation**

The LT1167’s low supply current, low supply voltage operation and low input bias currents optimize it for battery-powered applications. Low overall power dissipation necessitates using higher impedance bridges. The single supply pressure monitor application (Figure 9) shows the LT1167 connected to the differential output of a 3.5k bridge. The bridge’s impedance is almost an order of magnitude higher than that of the bridge used in the error-budget table. The picoampere input bias currents keep the error caused by offset current to a negligible level. The LT1112 level shifts the LT1167’s reference pin and the ADC’s analog ground pins above ground. The LT1167’s and LT1112’s combined power dissipation is still less than the bridge’s. This circuit’s total supply current is just 2.8mA.



**Figure 8. Nerve Impulse Amplifier**

# APPLICATIONS INFORMATION

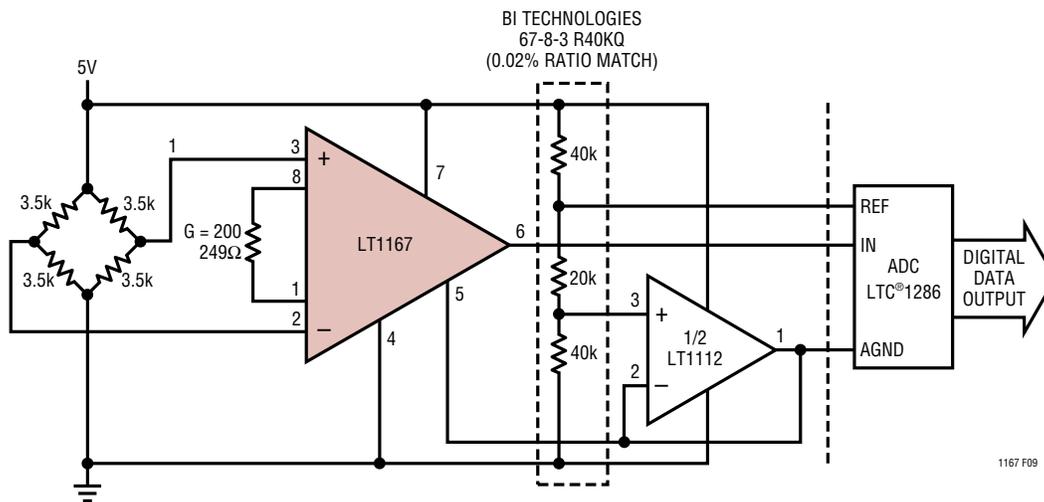
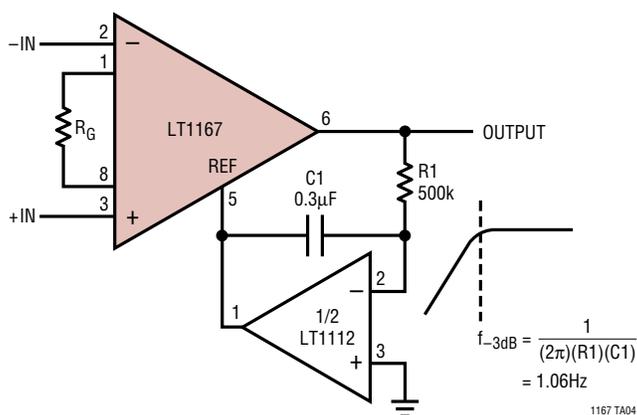


Figure 9. Single Supply Bridge Amplifier

# TYPICAL APPLICATION

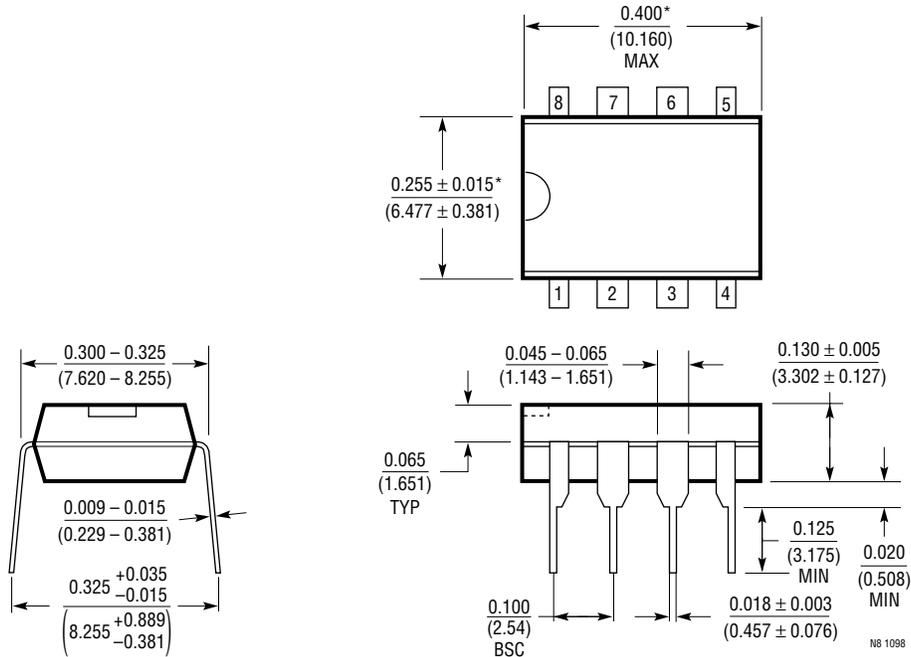
## AC Coupled Instrumentation Amplifier



**PACKAGE DESCRIPTION**

Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

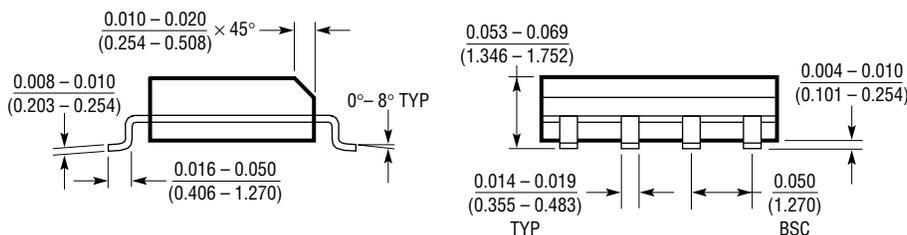
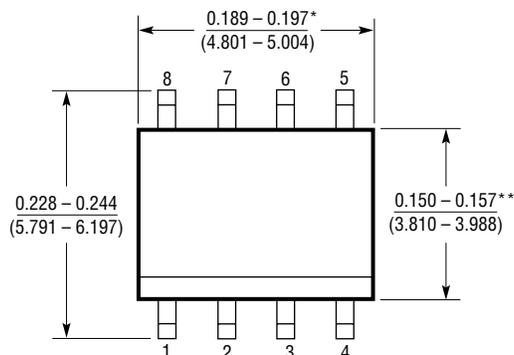
**N8 Package**  
**8-Lead PDIP (Narrow 0.300)**  
 (LTC DWG # 05-08-1510)



\*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.  
 MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.010 INCH (0.254mm)

**PACKAGE DESCRIPTION**    Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

**S8 Package**  
**8-Lead Plastic Small Outline (Narrow 0.150)**  
 (LTC DWG # 05-08-1610)

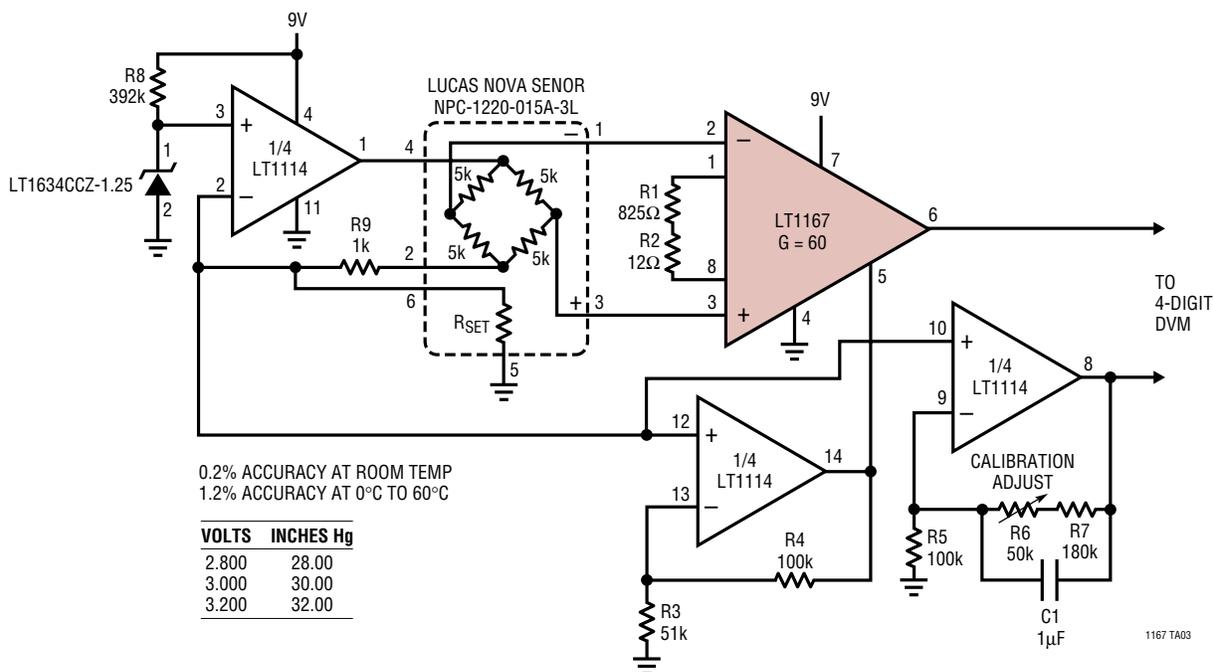


\*DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE  
 \*\*DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

S08 1298

**TYPICAL APPLICATION**

**4-Digit Pressure Sensor**



**RELATED PARTS**

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1100	Precision Chopper-Stabilized Instrumentation Amplifier	Best DC Accuracy
LT1101	Precision, Micropower, Single Supply Instrumentation Amplifier	Fixed Gain of 10 or 100, $I_S < 105\mu A$
LT1102	High Speed, JFET Instrumentation Amplifier	Fixed Gain of 10 or 100, 30V/ $\mu s$ Slew Rate
LT1168	Low Power, Single Resistor Programmable Instrumentation Amplifier	$I_{SUPPLY} = 530\mu A$ Max
LTC®1418	14-Bit, Low Power, 200ksps ADC with Serial and Parallel I/O	Single Supply 5V or $\pm 5V$ Operation, $\pm 1.5LSB$ INL and $\pm 1LSB$ DNL Max
LT1460	Precision Series Reference	Micropower; 2.5V, 5V, 10V Versions; High Precision
LT1468	16-Bit Accurate Op Amp, Low Noise Fast Settling	16-Bit Accuracy at Low and High Frequencies, 90MHz GBW, 22V/ $\mu s$ , 900ns Settling
LTC1562	Active RC Filter	Lowpass, Bandpass, Highpass Responses; Low Noise, Low Distortion, Four 2nd Order Filter Sections
LTC1605	16-Bit, 100ksps, Sampling ADC	Single 5V Supply, Bipolar Input Range: $\pm 10V$ , Power Dissipation: 55mW Typ