

Carlos Carneiro Bottesi

Engenheiro Eletricista

Escola de Engenharia de Lins, 1979

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por CARLOS CARNEIRO BOTTESI e aprovada pela Comissão Julgadora em 13 / 01 / 93.

Sérgio Santos Mühlen
Orientador

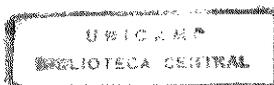
**SISTEMA MODULAR DIDÁTICO PARA TRANSDUÇÃO E MEDIDAS
DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP como requisito parcial para a obtenção do título de "Mestre em Engenharia Elétrica".

Orientador : Prof. Dr. Sérgio Santos Mühlen

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Engenharia Biomédica

Janeiro 1993



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	B659s
V. E.	
T. LÍNGUA	27563
PR.C.	067196
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	01/05/96
N.º CPD	EM:00087508-0

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

B659s Bottesi, Carlos Carneiro
Sistema modular didático para transdução e medidas de
grandezas biomédicas / Carlos Carneiro Bottesi.--
Campinas, SP: [s.n.], 1993.

Orientador: Sérgio Santos Mühlen.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica.

1. Engenharia biomédica. 2. Medicina - Aparelhos e
instrumentos. 3. Engenharia biomédica - Instrumentos.
4. Eletrônica médica. I. Mühlen, Sérgio Santos.
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica. III. Título.

Este trabalho contou com o apoio financeiro do
CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento
Científico e Tecnológico.

Agradecimentos:

Aos Professores: Maria Adélia C. Farias, Wang Binseng, José Wilson Magalhães Bassani, Eduardo Tavares Costa, Sérgio Santos Mülhen.

Aos Colegas: Icaro F. Bellantine, Carlo Giuliano, Alexandre Hermeni, Marilda S.T. Bottesi, Ricardo M. de Aquino.

A Celso Palermo pelas fotografias do Capítulo 2, à Luiza pelas ilustrações, à Laizes pela datilografia e ao Eugênio Carrara pelos ensaios do equipamento.

A todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos meus pais Mario e Maria

À minha esposa Marilda

Aos meus filhos Pedro e Beatriz

"Quero viver num mundo sem excomungados
Quero viver num mundo em que os seres sejam somente
humanos, sem outros títulos além deste, sem estarem
obcecados por uma regra, por uma palavra, por uma etiqueta.
Quero que a grande maioria, a única maioria, todos, possam
falar, ler, escutar, florescer."

Pablo Neruda (1904 - 1973) Chile

Confesso que vivi - Memórias

RESUMO

Com a finalidade de servir de apoio didático às disciplinas relacionadas com Transdução e Medidas de Grandezas Biomédicas, oferecidas regularmente aos alunos de graduação, pós-graduação e extensão, pelo Departamento de Engenharia Biomédica (DEB) da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP, foi desenvolvido um SISTEMA MODULAR PARA TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS.

Este equipamento é composto por:

- Módulos de registro e apresentação de dados - Voltímetro Digital de 3 1/2 dígitos e Detector de Pulsos.
- Módulos Fonte - Fontes estabilizadas de corrente contínua de $\pm 15V / 3A$ e $\pm 5V / 1A$, fonte de corrente constante e fonte de tensão variável para transdutores em ponte.
- Módulos de Processamento de Sinal - Pré Amplificadores AC e DC, Amplificadores de Áudio e de Potência, Filtros Passa Baixas e Rejeita Faixas.
- Módulos de Transdução - Transdutores de pressão, biopotenciais, temperatura, sons e fluxo.

O usuário tem então condições de sintetizar diversos equipamentos biomédicos, de uso freqüente na prática clínica, com vantagens pedagógicas e econômicas.

CONTEÚDO

RESUMO

CONTEÚDO

INTRODUÇÃO

CAPÍTULO I - FUNDAMENTOS TEÓRICOS

- 1.1 - INTRODUÇÃO, 1
- 1.2 - BIOPOTENCIAIS, 1
 - 1.2.1 - POTENCIAIS ELÉTRICOS DO CORAÇÃO, 5
 - 1.2.2 - ELETRODOS PARA BIOPOTENCIAIS, 10
 - 1.2.2.1 - O MODELO ELETRODO-ELETRÓLITO, 10
 - 1.2.2.2 - POTENCIAL DE MEIA CÉLULA, 11
 - 1.2.2.3 - MODELAMENTO DE ELETRODOS, 12
 - 1.2.2.4 - ELETRODOS PARA ELETROCARDIOGRAFIA, 13
 - 1.2.3 - PROCESSAMENTO DE BIOPOTENCIAIS, 14
 - 1.2.3.1 - AMPLIFICADOR AC, 16
 - 1.2.3.2 - FILTROS, 17
 - 1.2.3.2.1 - FILTRO REJEITA FAIXA, 18
 - 1.2.3.2.2 - FILTRO PASSA BAIXAS, 20
 - 1.2.3.3 - DETECTOR DE PULSOS, 23
- 1.3 - PRESSÃO, 24
 - 1.3.1 - TRANSDUTORES DE PRESSÃO, 26
 - 1.3.1.1 - EXTENSÔMETROS, 30
 - 1.3.1.2 - O SISTEMA CATETER - TRANSDUTOR, 35
 - 1.3.2 PROCESSAMENTO DO SINAL DE PRESSÃO., 41
 - 1.3.2.1 - TRANSDUTORES EM PONTE, 42
 - 1.3.2.2 - AMPLIFICADOR DC, 44
- 1.4 - SONS, 45
 - 1.4.1 - CAPTAÇÃO DE SONS, 48
 - 1.4.2 - PROCESSAMENTO DO SINAL SONORO, 50
- 1.5 - TEMPERATURA, 51
 - 1.5.1 - TERMISTORES, 52
 - 1.5.2 - PROCESSAMENTO DO SINAL DE TEMPERATURA, 55
- 1.6 - FLUXO, 57
 - 1.6.1 - DÉBITO CARDÍACO POR TERMODILUIÇÃO, 58

CAPÍTULO II - O EQUIPAMENTO

- 2.1 - INTRODUÇÃO, 61
- 2.2 - MÓDULOS AMPLIFICADORES, 62
 - 2.2.1 - PRÉ-AMPLIFICADOR AC, 63
 - 2.2.2 - PRÉ-AMPLIFICADOR DC, 68
 - 2.2.3 - PRÉ-AMPLIFICADOR PARA ÁUDIO, 72
 - 2.2.4 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA, 77
- 2.3 - FILTROS, 81
 - 2.3.1 - FILTRO PASSA-BAIXAS, 81
 - 2.3.2 - FILTRO REJEITA-FAIXA, 89
- 2.4 - REGISTRO E APRESENTAÇÃO DE DADOS, 93
 - 2.4.1 - VOLTÍMETRO DIGITAL DE 3 1/2 DÍGITOS, 93
 - 2.4.2 - DETECTOR DE PULSOS, 98
- 2.5 - FONTES, 100
 - 2.5.1 - FONTE ESTABILIZADA $\pm 15V$, 100
 - 2.5.2 - FONTE ESTABILIZADA $\pm 5V$, 102
 - 2.5.3 - FONTE PARA TRANSDUTORES EM PONTE, 106
 - 2.5.4 - FONTE DE CORRENTE, 109
 - 2.5.5 - MÓDULO DE ALIMENTAÇÃO, 112
- 2.6 - TRANSDUTORES, 113
 - 2.6.1 - TRANSDUTOR DE PRESSÃO, 113
 - 2.6.2 - TRANSDUTOR DE SONS, 114
 - 2.6.3 - TRANSDUTOR DE TEMPERATURA, 115
 - 2.6.4 - TRANSDUTOR DE FLUXO, 116

CAPÍTULO III - EXPERIMENTOS

- 3.1 - INTRODUÇÃO, 117
- 3.2 - EXPERIMENTOS, 117
- 3.3 - SUGESTÕES, 119

- EXPERIÊNCIA 1 - CAPTAÇÃO E PROCESSAMENTO DE BIOPOTENCIAIS., 121
- EXPERIENCIA 2 - ENSAIO DE UM TRANSDUTOR DE PRESSÃO, 126
- EXPERIÊNCIA 3 - CAPTAÇÃO DE SONS BIOLÓGICOS, 130
- EXPERIÊNCIA 4 - LINEARIZAÇÃO DE TERMISTORES, 134
- EXPERIÊNCIA 5 - MEDIDA DE FLUXO POR TERMODILUIÇÃO, 139

CAPÍTULO IV - CONCLUSÕES

- 4.1 - INTRODUÇÃO, 143
- 4.2 - MÓDULOS AMPLIFICADORES, 145
- 4.2 - MÓDULOS DE FILTRAGEM, 146
- 4.3 - MÓDULOS DE REGISTRO E APRESENTAÇÃO, 146
- 4.4 - MÓDULOS FONTE, 147
- 4.5 - TRANSDUTORES, 148
- 4.6 - O CONJUNTO, 148

BIBLIOGRAFIA

INTRODUÇÃO

A necessidade de detectar, observar e quantificar os fenômenos fisiológicos tem servido de estímulo para a criação e o desenvolvimento de um grande número de técnicas e equipamentos, tornando a área de instrumentação biomédica de grande importância para o atual desenvolvimento das práticas médicas e de pesquisa biológica.

Dentro deste contexto, o Departamento de Engenharia Biomédica da Faculdade de Engenharia Elétrica (DEB/FEE) da UNICAMP tem oferecido regularmente aos alunos de graduação e pós-graduação diversas disciplinas relacionadas com TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS, com o objetivo de qualificá-los e lhes dar experiência em transdutores, dispositivos e medidas.

Uma parte importante deste treinamento é a disponibilidade de um laboratório que permita ao aluno complementar e reforçar os conceitos adquiridos nas aulas teóricas. Normalmente um laboratório desta natureza é estruturado utilizando-se instrumentação biomédica comercial, o que acarreta no entanto, em diversas desvantagens, tais como:

- Alto custo do equipamento disponível no mercado;
- Acesso limitado às operações internas do equipamento, além de sua complexidade e delicadeza;
- Os equipamentos comerciais são projetados para desempenharem funções bem definidas e não têm a flexibilidade necessária para objetivos didáticos.

A finalidade deste trabalho é preencher em parte esta lacuna, através do desenvolvimento de um SISTEMA MODULAR DIDÁTICO PARA TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS, versátil e de baixo custo, que permita ao usuário configurar diversos equipamentos biomédicos, utilizando alguns transdutores básicos, módulos de processamento de sinal e dispositivos de registro e apresentação de dados. Não se pretende que os equipamentos sintetizados tenham qualidade e desempenho comparáveis aos comerciais, porém deverão oferecer inegáveis vantagens pedagógicas e econômicas.

Esta dissertação foi estruturada tendo em vista a utilização didática do equipamento desenvolvido, sendo composta por:

1 - CAPÍTULO I - FUNDAMENTOS TEÓRICOS - Nesta primeira parte são abordados os conceitos teóricos relacionados com as cinco grandezas biomédicas escolhidas como objeto do trabalho, quais sejam : biopotenciais, pressão, sons, temperatura e fluxo, enfocando principalmente sua gênese, transdução e formas de processamento, bem como os fundamentos teóricos dos módulos desenvolvidos e dos transdutores utilizados.

2 - CAPÍTULO II - O EQUIPAMENTO - Neste Capítulo são apresentados de forma detalhada os diagramas esquemáticos, descrição de funcionamento e resultados obtidos em ensaios de laboratório, dos seguintes módulos desenvolvidos:

- Módulos Amplificadores : Pré-Amplificador AC, Pré-Amplificador DC, Pré-Amplificador para Áudio e Amplificador de Potência.
- Módulos de Filtragem : Filtro Passa Baixas e Filtro Rejeita Faixa.
- Módulos de Registro e Apresentação de Dados : Voltímetro Digital e Detector de Pulsos.
- Módulos de Alimentação : Fontes Estabilizadas de $\pm 15V$ e $\pm 5V$, Fonte para Transdutores em Ponte e Fonte de Corrente.

3 - CAPÍTULO III - EXPERIMENTOS - Dentre as diversas experiências possíveis de serem realizadas com o SISTEMA MODULAR, foram detalhadas cinco, relacionadas com as grandezas que serviram de base para o trabalho, que são : Captação e Processamento de Biopotenciais, Ensaio de um Transdutor de Pressão, Medida Indireta de Pressão, Linearização de Termistores e Medida de Fluxo Através de Termodiluição. Estes experimentos foram organizados na forma de roteiros para aulas de laboratório, contento: os objetivos da experiência; uma discussão teórica dos principais conceitos relacionados com o fenômeno em estudo; o material utilizado e o procedimento. É importante ressaltar que a discussão teórica, na maior parte das vezes, é um resumo dos conceitos analisados no Capítulo I, e que foram reincluídos no texto visando a possível utilização deste material em laboratório didático .

4 - CAPÍTULO IV - CONCLUSÕES : Apresentação do trabalho sob o ponto de vista da história de seu desenvolvimento, onde também são apresentadas as conclusões e sugestões para as futuras reproduções do equipamento desenvolvido.

CAPÍTULO I

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 - INTRODUÇÃO

Com a finalidade de orientar o projeto dos Módulos e Transdutores que compõem o SISTEMA MODULAR, foram inicialmente escolhidas cinco grandezas de uso freqüente na prática clínica, que são: Biopotenciais, Pressão, Sons, Temperatura e Fluxo. Com estas variáveis e com ensaios dos Módulos e Transdutores, foi possível a estruturação de um elenco razoável de experimentos de laboratório, os quais, em última análise, são o objetivo deste trabalho. Neste capítulo, procurou-se conceituar teoricamente cada uma das grandezas escolhidas, do ponto de vista de sua formação, transdução e formas de processamento. Também neste capítulo serão analisados os principais conceitos teóricos dos Módulos e Transdutores que integram o Sistema.

1.2 - BIOPOTENCIAIS

Os Potenciais Bioelétricos ou Biopotenciais são diferenças de potencial entre o interior e o exterior das células, produzidos como resultado de uma atividade eletroquímica. Algumas células, denominadas células excitáveis (células nervosas, fibras dos músculos esqueléticos, fibras dos músculos lisos e células cardíacas), apresentam a característica de produzir potenciais de ação, que consistem em mudanças rápidas do potencial de repouso. No caso das células nervosas (neurônios), o potencial de ação, encarregado de transmitir informações pelo organismo, origina-se geralmente no início do axônio devido a uma despolarização de nível suficiente, ocasionada por um fator interno ou externo, e se propaga através dele. No caso da despolarização não levar o potencial da membrana ao potencial de disparo, observa-se uma variação lenta (potencial eletrotônico), que não se propaga pelo axônio. São três os mecanismos responsáveis pelo processo de geração do potencial de ação:

- Quando o axônio é despolarizado, a permeabilidade de sua membrana ao sódio aumenta e íons desse metal penetram a célula aumentando a sua despolarização, tornando a membrana

ainda mais permeável ao sódio, num processo regenerativo. Este mecanismo é responsável pela fase de subida do potencial de ação (Figura 1.1), e durante este período o potencial da membrana se aproxima do potencial de sódio (aproximadamente a 60 mV).

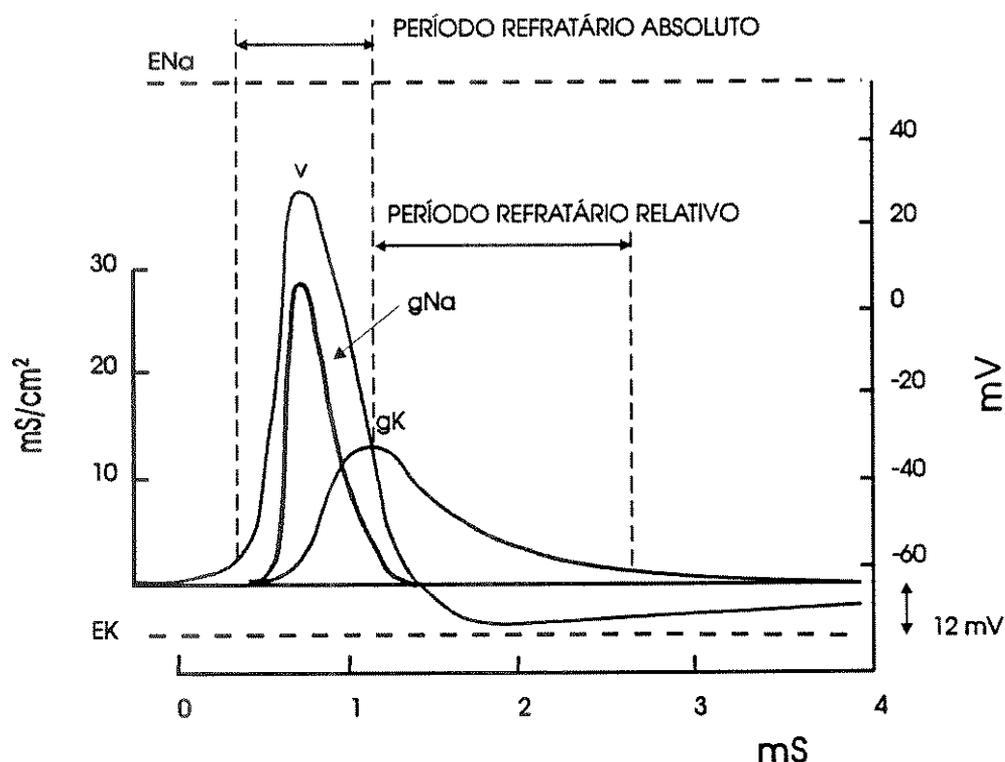


FIGURA 1.1 - Potencial de ação teórico (v) e variações da condutância iônica da membrana para o Sódio (gNa) e Potássio (gK) [Hodgkin e Huxley, 1952].

- Como o aumento da permeabilidade ao sódio não depende apenas da tensão, mas também do tempo, como mostra a Figura 1.1, e tem duração relativamente curta, se comparada com a duração do potencial de ação, ocorre então um segundo processo denominado inativação. Durante a inativação a permeabilidade ao sódio diminui, impedindo o potencial de ação de atingir o potencial de equilíbrio do sódio. O potencial de ação, após a subida rápida (fase de despolarização), começa então a diminuir.
- A despolarização da membrana também provoca um aumento na permeabilidade ao Potássio. Como este também é um processo lento, sua combinação com a inativação do sódio leva à repolarização da membrana, isto é, a membrana celular volta às condições de repouso.

No final do potencial de ação o processo de inativação ainda se faz sentir e por isso, durante a sua ocorrência, e mesmo durante um pequeno intervalo de tempo que o segue, é impossível provocar o aparecimento de outro potencial. Neste período, que se denomina

período refratário relativo, a resistência da membrana é menor que quando em repouso, tornando mais difícil se atingir a despolarização ao nível do disparo. Durante esta fase, o processo de inativação ainda persiste e a permeabilidade da membrana ao Potássio permanece elevada. Durante o potencial de ação, a célula recebe íons de sódio e perde íons de Potássio para o fluido extra-celular. Isto exige um constante bombeamento de íons de sódio para fora da célula e íons de Potássio para dentro, através de um processo ativo que utiliza energia metabólica.

Os potenciais de ação observados nas fibras de músculos esqueléticos são muito semelhantes em forma e mecanismo aos observados nos axônios. No entanto, os potenciais de ação observados em fibras de músculos lisos são bastante variáveis na duração e amplitude, sendo que alguns podem ser espontaneamente gerados.

Os potenciais de ação das células miocárdicas diferem em suas características, dependendo do local onde se originam. Estes potenciais, produzidos pela despolarização e a repolarização das células, podem ser registrados com a ajuda de microeletrodos. No entanto, na maioria das medidas bioelétricas, estes potenciais são registrados por eletrodos colocados externamente. Na realidade esta é uma medida da atividade de algumas centenas de células que pode ser considerada como o registro de uma única célula num determinado instante de tempo. Quando utilizamos eletrodos externos, um potencial é produzido entre estes eletrodos durante os períodos de fluxo de corrente, ou seja, não existe potencial quando as células se encontram em seus estados despolarizados ou repolarizados, existindo apenas quando estas se encontram na transição entre um período e outro. Nestas condições, a forma do potencial medido externamente depende da variação da corrente com o tempo, do número de células despolarizadas naquele instante de tempo, do tipo desta célula e do tipo do estímulo aplicado. Estes potenciais externos tem sua máxima amplitude quando um dos eletrodos é colocado o mais próximo possível da área ativa e o outro eletrodo em uma área distante e completamente neutra.

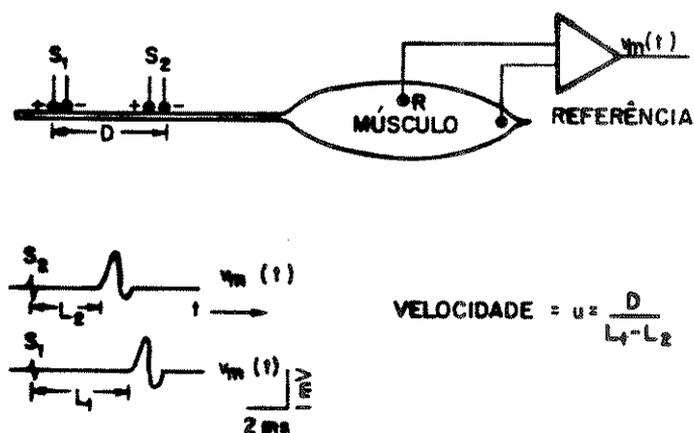


FIGURA 1.2 - Medida da velocidade de condução neural por intermédio da latência da resposta evocada em um músculo [Webster, 1978].

Dentre os biopotenciais que normalmente são registrados externamente, os mais utilizados na prática clínica são:

- ELETRONEUROGRAMA (ENG) - é o registro da velocidade de condução de um nervo periférico. É obtido estimulando-se um nervo motor em dois pontos, localizados a uma distância conhecida, que é dividida pela diferença dos tempos de latências das respostas elétricas evocadas (Figura 1.2).

- ELETRORETINOGRAMA (ERG) - Consiste no registro dos potenciais de ação gerados na retina quando o olho é submetido a um estímulo luminoso. É obtido através de eletrodos colocados na córnea (Figura 1.3).

- ELETROENCEFALOGRAMA (EEG) - é o registro das atividades elétricas do cérebro. Normalmente é obtido através de eletrodos colocados no couro cabeludo, e em alguns casos através de microeletrodos introduzidos diretamente no córtex cerebral. É uma medida de grande auxílio para a neurologia e a psiquiatria.

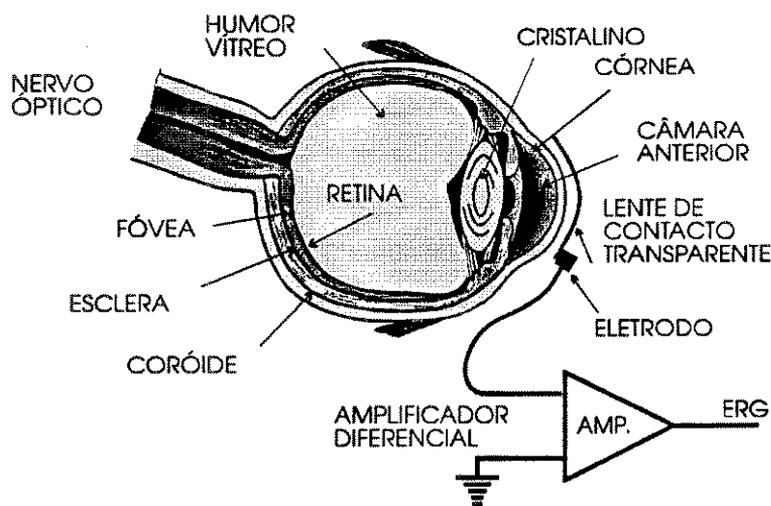


FIGURA 1.3 - Secção transversal do olho direito mostrando a disposição da lente de contacto transparente, utilizada para fixar o eletrodo na Eletroretinografia [Webster, 1978].

- ELETROMIOGRAMA (EMG) - a contração muscular tem como causa a despolarização da fibra muscular que produz um potencial de ação, como já visto anteriormente. A captação deste potencial de ação muscular, através de eletrodos colocados no interior do músculo ou na superfície do mesmo (Figura 1.4), caracteriza o eletromiograma.

- ELETROCARDIOGRAMA (ECG) - é o método de registro e análise da atividade elétrica do coração, obtido através de eletrodos colocados na superfície corpórea, em pontos padronizados. É um meio de diagnóstico comumente utilizado para pacientes com problemas cardíacos, e em exames de controle.

A configuração final do SISTEMA MODULAR permite a captação e registro de todos os biopotenciais citados anteriormente. No entanto, por ser a medida mais frequentemente utilizada na prática médica, escolheu-se a eletrocardiografia como um dos objetivos deste trabalho. Devido a esta escolha, no sub-item 1.2.1 serão analisados mais profundamente os conceitos teóricos da eletrocardiografia.

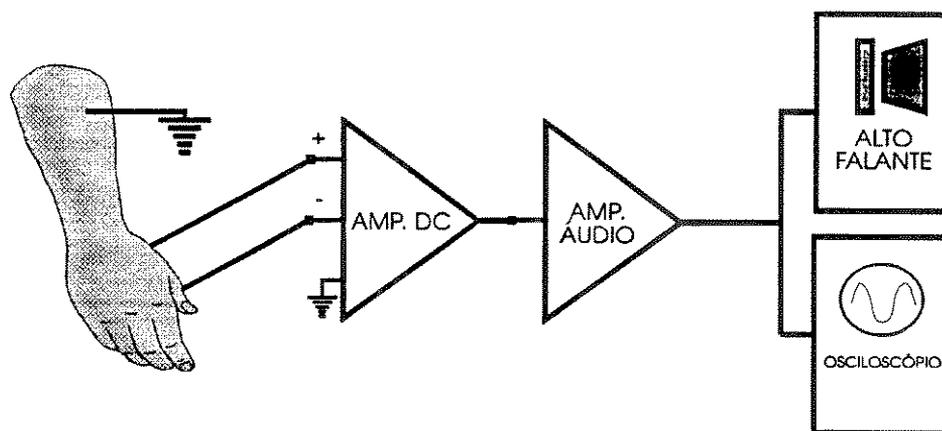


FIGURA 1.4 - Configuração básica de um sistema utilizado em Eletromiografia.

1.2.1 - POTENCIAIS ELÉTRICOS DO CORAÇÃO

O coração pode ser considerado como uma bomba de quatro câmaras (ventrículos e átrios esquerdo e direito), cuja função é manter a circulação de modo que um suprimento adequado de sangue, sob pressão suficiente, seja distribuído a todos os órgãos do corpo. A função principal de bombeamento é realizada pelos ventrículos. Os átrios podem ser considerados apenas como antecâmaras para armazenamento do sangue durante o período em que os ventrículos estão bombeando. A fase de enchimento do coração é conhecida como diástole e a fase de bombeamento como sístole. A eficiência do coração, enquanto bomba, depende da forma ordenada e coordenada como ocorre o padrão sequencial de excitação e contração, dos átrios para os ventrículos [Mountcastle, 1978]. A atividade mecânica do coração inicia-se pela contração dos músculos que compõem os átrios. O átrio direito contém um feixe de fibras musculares diferenciadas conhecidos como nóculo sinoatrial (nóculo SA), cuja função é servir

como marca-passo primário do coração, iniciando o batimento cardíaco e definindo seu ritmo. Os impulsos gerados pelo nódulo SA estimulam a contração dos músculos que formam os átrios, e viajam através de fibras condutoras dos átrios até o nódulo atrioventricular (nódulo AV), estimulando a despolarização deste nódulo, que tem a função de marca-passo de reserva e é capaz de assumir a gerações de impulsos quando o nódulo SA é suprimido.

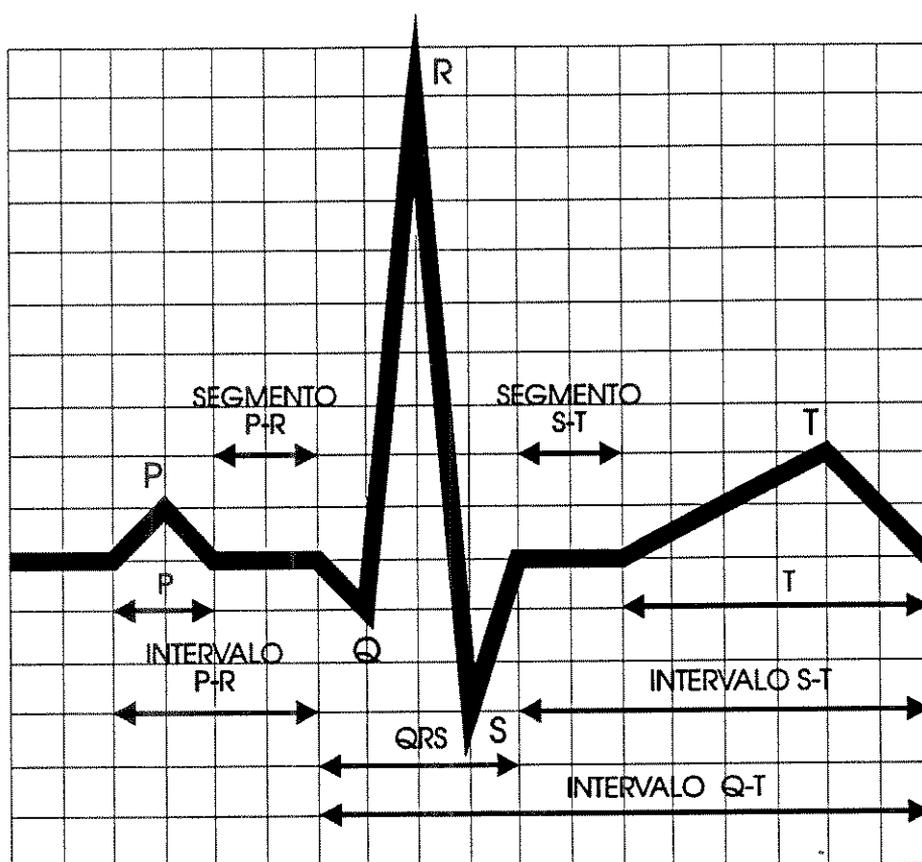


FIGURA 1.5 - Registro eletrocardiográfico normal, mostrando todos seus componentes e respectivas designações [Silva Jr., 1977].

A estimulação do nódulo AV provoca o aparecimento de impulsos que se propagam pelo miocárdio através do feixe de His e do sistema condutor de Purkinje, resultando na contração desse músculo. Assim, a contração muscular necessária para manter o coração funcionando como uma bomba é iniciada pela despolarização e repolarização do nódulo SA e posterior despolarização e repolarização do nódulo AV. Estas despolarizações e repolarizações geram potenciais de ação externos, os quais podem ser registrados na superfície do corpo através de eletrodos convenientemente posicionados. Este registro recebe o nome de Eletrocardiograma e representa o somatório de todas as alterações elétricas que ocorrem no coração em cada instante, fundamentalmente a despolarização das aurículas (onda P), a despolarização dos ventrículos (complexo QRS) e a repolarização dos ventrículos (onda T) (Figura 1.5) [Silva Jr., 1977].

Do ponto de vista da eletrocardiografia, o coração pode ser considerado como um gerador elétrico posicionado em um volume condutor, o torso, sendo que a cada instante de tempo da seqüência de ativação do miocárdio, a atividade elétrica do coração pode ser representada por um dipolo de corrente equivalente em um ponto denominado "centro elétrico" do coração [Webster, 1978]. O momento deste dipolo é caracterizado por um vetor (denominado vetor cardíaco), cuja intensidade depende do número de células em processo de despolarização e direção variável com a variação do ciclo cardíaco. Este vetor é projetado em um dos três eixos existentes em cada um dos três planos de referência mostrados na Figura 1.6 : plano Frontal, plano Transversal e plano Sagital, obtendo-se desta maneira as formas de ondas padronizadas da eletrocardiografia. Estes sinais são captados através de eletrodos colocados em ponto específicos do corpo, que permitem o registro de doze formas de onda, denominadas derivações. Estas derivações [Silva Jr., 1977; Strong, 1970] são divididas em três categorias básicas, de acordo com os planos eletrocardiográficos.

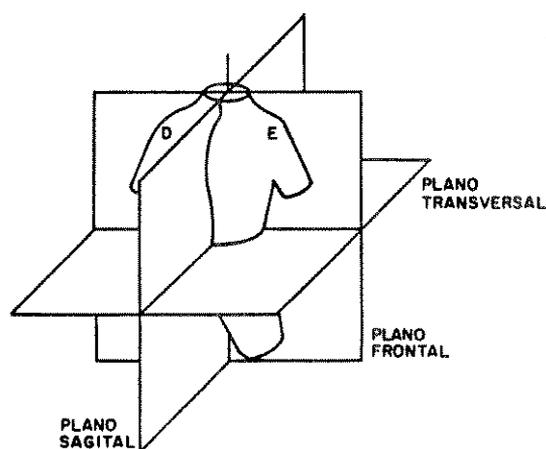


FIGURA 1.6 - Planos eletrocardiográficos.

O primeiro grupo é composto por três derivações, cujos os potenciais medidos são usados para determinar o vetor do plano frontal fornecido pelo Triângulo de Einthoven [Strong, 1970], definidas por:

1. Potencial medido entre braço esquerdo (LA) e braço direito (RA).
2. Potencial medido entre perna esquerda (LL) e braço direito (RA).
3. Potencial medido entre perna esquerda (LL) e braço esquerdo (LA).

Estas derivações, mostradas na Figura 1.7, são chamadas bipolares e designadas I, II e III respectivamente.

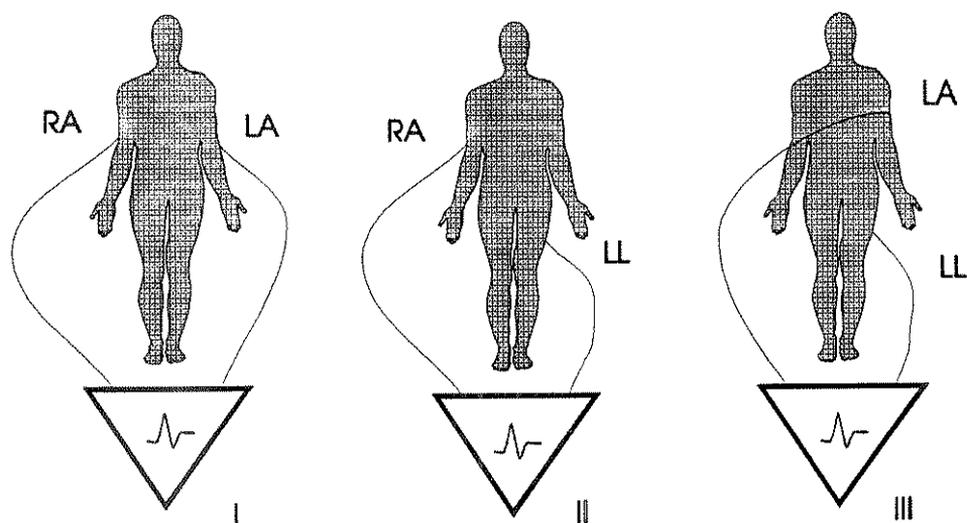


FIGURA 1.7 - Derivações bipolares do ECG.

O segundo grupo, denominado derivações unipolares, permite a obtenção do potencial elétrico existente nos braços direito e esquerdo, utilizando um eletrodo indiferente ou neutro, denominado terminal central, determinado pelo valor médio dos outros dois eletrodos. Com isto pode-se formar três derivações diferentes que são (Figura 1.8):

1. Potencial entre braço direito (RA) e o eletrodo neutro, formado pelos potenciais do braço esquerdo (LA) e perna esquerda (LL). É chamada aVR ("augmented vector right").
2. Potencial entre o braço esquerdo (LA) e o eletrodo neutro, formado pelos potenciais do braço direito (RA) e perna esquerda (LL). Denomina-se aVL ("augmented vector left").
3. Potencial entre a perna esquerda (LL) e o eletrodo neutro, formado pelos potenciais do braço direito (RA) e o braço esquerdo (LA). É chamada de aVF ("augmented vector foot").

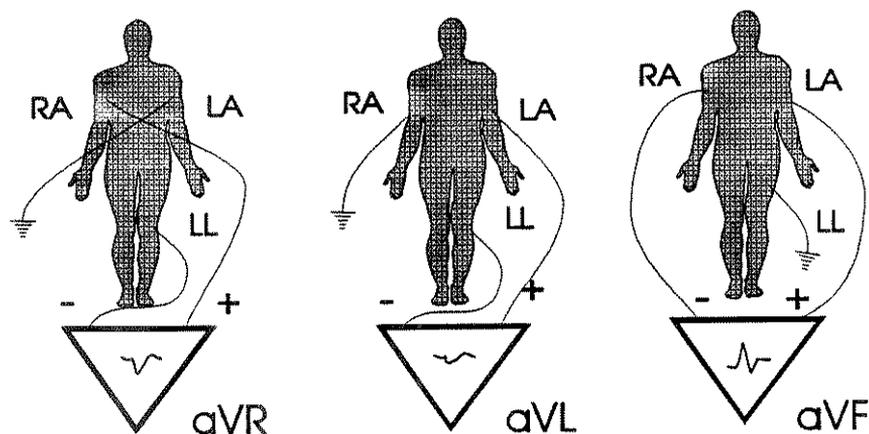


FIGURA 1.8 - Derivações unipolares do ECG.

Os dois grupos de derivações anteriores formam a projeção do vetor cardíaco no plano frontal.

O terceiro grupo, formado por seis derivações, determina a projeção no plano transversal, sendo cada derivação formada pelo sinal diferencial entre um eletrodo neutro e outro posicionado em locais variados do peito, próximos do coração. O eletrodo indiferente é formado por um circuito que fornece a média dos potenciais do braço esquerdo (LA), braço direito (RA) e perna esquerda (LL). Estas derivações também são unipolares e conhecidas como derivações V (V1,...,V6), sendo os índices referentes às posições predeterminadas onde são colocados os eletrodos sobre o tórax, de acordo com a Figura 1.9.

A projeção do vetor cardíaco no plano sagital, raramente utilizada, é conhecida como "eletrocardiografia unipolar esofagal" por utilizar um dos eletrodos posicionado dentro do esôfago [Strong, 1970].

A análise interpretativa do registro eletrocardiográfico pode ser dividida em três partes:

1. determinação da frequência cardíaca, da duração de cada elemento do registro e do ritmo;
2. análise morfológica de cada elemento constitutivo;
3. determinação do eixo elétrico do coração.

Um exame mais profundo de cada um destes aspectos foge ao escopo deste trabalho, podendo ser encontrado na literatura especializada [Silva Jr., 1977; Mountcastle, 1978; Burton, 1978].

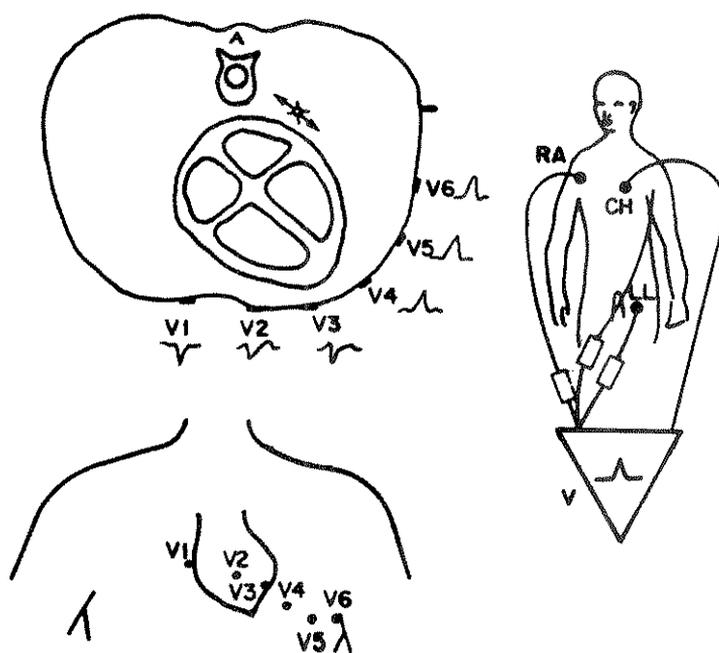


FIGURA 1.9 - Derivações eletrocardiográficas (V1 a V6) localizadas no tórax do paciente.

1.2.2 - ELETRODOS PARA BIOPOTENCIAIS

Como já foi visto anteriormente, a maior parte das medidas de biopotenciais é realizada utilizando-se eletrodos colocados próximos à fonte do sinal que se pretende captar. Os eletrodos servem portanto como uma interface entre o corpo e a parte eletrônica de processamento do sinal. O maior problema encontrado na utilização de eletrodos para captação de biopotenciais é o fato de que a corrente elétrica no corpo é formada por íons, enquanto que a corrente nos fios condutores que ligam os eletrodo aos amplificadores é formada por elétrons. Assim, o eletrodo deve atuar como um transdutor, convertendo a corrente iônica em corrente eletrônica, transdução esta que ocorre no eletrólito, que é uma solução salina colocada na superfície do eletrodo.

O assunto eletrodo para biopotenciais é bastante complexo, sendo tema para livros completos [Gedds, 1972] e capítulos inteiros da literatura especializada [Wébster, 1978; Hill e Dolan, 1982; Cobbold, 1974; Strong, 1971]. Nos próximos itens pretende-se fazer uma breve revisão dos principais conceitos teóricos relacionados com o tema, com ênfase para os eletrodos utilizados em eletrocardiografia.

1.2.2.1 - O MODELO ELETRODO-ELETRÓLITO

A figura 1.10 mostra, esquematicamente, uma interface eletrodo-eletrólito. A corrente total que atravessa a interface é composta de elétrons no eletrodo e cátions (C^+) e ânions (A^-) na solução eletrolítica. Como não existem elétrons livres na solução nem ânions ou cátions livres no eletrodo, a transdução da corrente eletrônica do metal em corrente iônica ocorre através de uma reação química de oxidação dos átomos do metal do eletrodo, descrita pela equação:



sendo Z a valência do átomo. Imediatamente, o campo elétrico desloca o elétron para a esquerda (fio condutor) e o íon para a direita na direção da solução eletrolítica. Outra reação que ocorre simultaneamente é a oxidação do ânion na interface eletrodo eletrólito, representada por:



O ânion é oxidado em um átomo neutro, fornecendo um ou mais elétrons livres que se deslocam na direção do condutor e o átomo neutro move-se para longe da interface por difusão. Ambas as reações são reversíveis, isto é, reações de redução (da direita para a esquerda nas equações) também ocorrem.

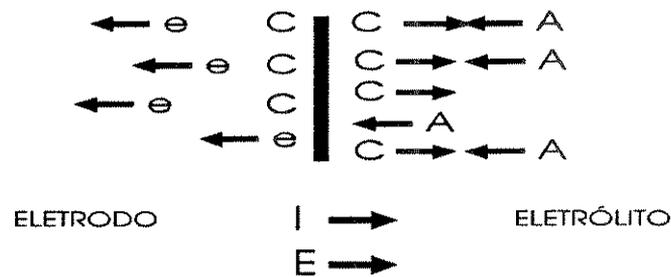


FIGURA 1.10 - Modelo da interface eletrodo-eletrólito com a corrente cruzando da esquerda para a direita.

Quando a corrente flui do eletrodo para o eletrólito, como indicado na Figura 1.10, as reações de oxidação dominam e quando a corrente é em direção oposta, dominam as reações de redução. Quando não existem correntes cruzando a interface, estas reações raramente ocorrem, sendo a taxa de reações de redução igual à taxa de reações de oxidação, não existindo, portanto, transferência de cargas [Cobbold, 1974; Webster, 1978].

1.2.2.2 - POTENCIAL DE MEIA CÉLULA

A maior parte dos metais utilizados na confecção de eletrodos são bons condutores e têm uma grande quantidade de elétrons de valência fracamente ligados. Quando um eletrodo deste tipo é imerso em uma solução salina, alguns desses elétrons irão passar para a solução, deixando para trás íons na superfície do metal. Assim o eletrodo torna-se positivamente carregado com relação ao eletrólito. Esta diferença de potencial é chamada de potencial de meia célula e vale, por exemplo, 0,80 V para um eletrodo de prata e 0,34 V para um eletrodo de cobre colocados na mesma solução eletrolítica. As reações químicas responsáveis pelo aparecimento do potencial de meia célula são bastante complexas e uma discussão detalhada sobre elas pode ser encontrada em Geddes (1972) e Cobbold (1974).

O potencial de meia célula é normalmente medido utilizando-se um eletrodo padrão de hidrogênio, que consiste em uma superfície de platina especialmente preparada, imersa em uma solução ácida com hidrogênio borbulhando através da solução. O potencial de meia célula deste sistema é definido como zero e o eletrodo cujo potencial se deseja medir é colocado na mesma solução e conectado através de um voltímetro de alta impedância ao eletrodo de hidrogênio. Uma relação dos potenciais de meia célula dos eletrodos mais comumente utilizados pode ser encontrada em Cobbold (1974).

1.2.2.3 - MODELAMENTO DE ELETRODOS

A Figura 1.11 mostra um dos modelos possíveis de dois eletrodos conjuntamente com o tecido biológico entre eles [Bahill, 1981]. A bateria E representa o potencial de meia célula, a resistência R equivale ao conjunto eletrólito-eletródo e cabos de ligação e os elementos C_{eg} e R_{eg} (tipicamente de $10 \mu\text{F}$ e $10 \text{k}\Omega$ para um eletródo circular com 1cm^2) modelam o comportamento da interface eletródo-eletrólito. A impedância associadas C_{eg} e R_{eg} é dependente da densidade de corrente e da frequência, e tem seu valor inversamente proporcional à raiz quadrada da frequência, como mostra a Figura 1.12. Quando a densidade da corrente aumenta, a resistência R_{eg} diminui, porém a capacitância C_{eg} aumenta [Geddes, Costa e Wise, 1971], diminuindo a impedância total com um ângulo de fase constante.

O modelo representado é uma ferramenta bastante útil para o projeto de sistemas de captação de bipotenciais utilizando eletrodos, principalmente no que diz respeito ao dimensionamento da impedância de entrada do amplificador (R_a). É importante lembrar que quando a impedância da fonte é da mesma ordem de grandeza ou maior que a impedância de entrada do amplificador, certamente ocorrerão distorções no sinal que está sendo captado, pois a baixa impedância relativa na entrada acarretará uma grande corrente fluindo através do eletródo, polarizando-o na região onde sua impedância depende da corrente. Assim, se o sinal varia, a impedância do eletródo também irá variar, tornando a medida inexata. Quanto maior for a impedância de entrada do amplificador menor será a corrente que fluirá no circuito, e a tensão de entrada do amplificador será aproximadamente igual à do sinal biológico (E_{cel}).

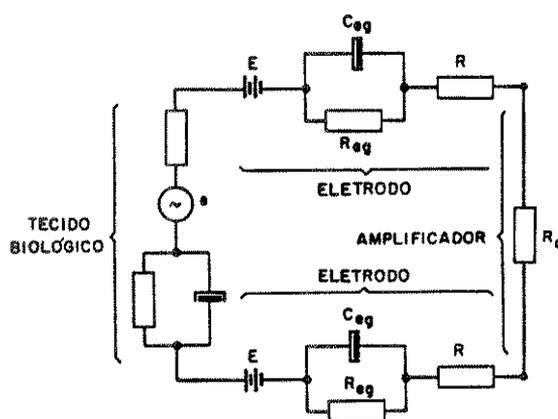


FIGURA 1.11 - Modelo elétrico do conjunto formado por dois eletrodos com o tecido biológico entre eles [Bahill, 1981].

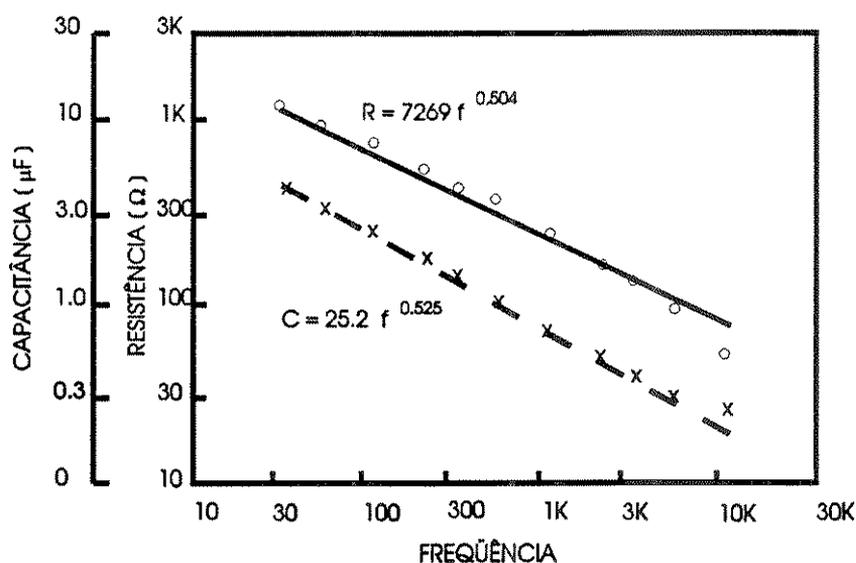


FIGURA 1.12 - Medida experimental da capacitância e resistência de um par de eletrodos de aço inoxidável com $0,157 \text{ cm}^2$ de área, imersos em uma solução salina a 0,9% e densidade de corrente $0,025 \text{ mA por cm}^2$.

1.2.2.4 - ELETRODOS PARA ELETROCARDIOGRAFIA

Existem dezenas de tipos de eletrodos que podem ser utilizados na eletrocardiografia. Basicamente estes eletrodos podem ser divididos em reutilizáveis e descartáveis, os quais por sua vez podem ser de contato direto ou indireto (utilizando ou não solução eletrolítica). Para caracterizar a captação de biopotenciais no SISTEMA MODULAR foi escolhido o eletrodo mais comum que é de prata-cloreto de prata, o qual consiste em um fio condutor conectado a uma peça de prata revestida com uma camada de $AgCl$. Este eletrodo deve ser utilizado com uma solução eletrolítica que tenha Cl^- como seu principal ânion.

Neste caso, a corrente no fio condutor é formada por elétrons e na solução, por íons de cloro, estando a prata e o cloreto de prata envolvidos na reação que ocorre na interface eletrodo-eletrólito. Inicialmente, a prata é oxidada de acordo com a equação:



Num segundo momento, os íons Ag^+ formados combinam-se com os íons Cl^- da solução, formando o composto iônico $AgCl$ que se precipita e é depositado no eletrodo de prata.



1.2.3 - PROCESSAMENTO DE BIOPOTENCIAIS

Após a sua detecção e transdução, os sinais biológicos normalmente necessitam de um tratamento eletrônico para que possam ser visualizados em algum dispositivo de registro e apresentação de dados, tais como: voltímetros, registradores gráficos, etc. O tipo de processamento depende da origem do sinal e da forma como se pretende apresentá-lo, porém independentemente da complexidade do equipamento final, sempre teremos presente alguma forma de amplificação e filtragem do sinal sob estudo.

Normalmente os amplificadores para biopotenciais são amplificadores de tensão e em alguns casos, quando são usados para manter a carga isolada da fonte de sinal, atuam como amplificadores de corrente, não alterando o nível da tensão. Em outros casos, dependendo do projeto adequado da banda passante, os próprios amplificadores podem atuar como filtros de sinal. Os parâmetros mais importantes para o projeto de qualquer amplificador utilizado no processamento de biopotenciais são:

- Impedância de entrada - como já foi visto na discussão anterior sobre eletrodos, a resistência de entrada do amplificador para o sinal diferencial irá descarregar as "baterias" formadas pela interface eletrodo-eletrólito. É desejável portanto que a impedância de entrada tenha o valor mais alto possível, de forma a permitir a estabilização do sinal, alguns segundos após a aplicação do eletrodo. Considera-se como razoável para amplificadores para biopotenciais valores maiores que $4\text{ M}\Omega$ para este parâmetro [Strong, 1971; Newman, 1978; Huhta e Webster, 1973].
- Impedância de saída - apesar de não ser um parâmetro crítico do projeto, deve ser a menor possível, devido a diversidade dos módulos de processamento de sinal que podem ser acoplados como carga ao amplificador.
- Largura de banda - a análise espectral do potencial de ação, indica que todo sinal é produzido dentro de uma faixa de frequências que vai de DC a 10 kHz. Como todos os biopotenciais obtidos externamente através de eletrodos, são resultado da soma de potenciais de ação, o domínio de frequências destes deverá ser menor ou igual ao domínio de frequências de uma única célula [Strong, 1971; Neuman, 1978]. Assim, considera-se que uma largura de banda de DC a 10 kHz é suficiente para um amplificador destinado à captação de biopotenciais.
- Ganho - A Figura 1.13 mostra as variações de amplitude e frequência de alguns biopotenciais mais comuns. Nota-se que três níveis de ganho ($\times 10$, $\times 100$ e $\times 1000$) são suficientes para compatibilizá-los com a maior parte dos dispositivos de registro e apresentação de dados.

- Relação de rejeição de modo comum - a RRMC é definida como a capacidade de um amplificador diferencial de rejeitar sinais interferentes que aparecem entre as suas entradas (sinal de modo comum). Este parâmetro é muito importante no projeto de amplificadores destinados ao processamento de sinais biológicos, pois como a maior parte dos biopotenciais são obtidos através de eletrodos bipolares, que nem sempre estão simetricamente distribuído com relação a um terra, a tensão de modo comum com relação a este ponto pode ser muito maior que o sinal que se pretende medir. Considera-se como satisfatória uma RRMC entre 80 dB e 100 dB medida a 60 Hz [Stout e Kaufman, 1978; Thakor e Webster, 1980; Oberg, 1982; Winter e Webster, 1983; Huhta e Webster, 1973].

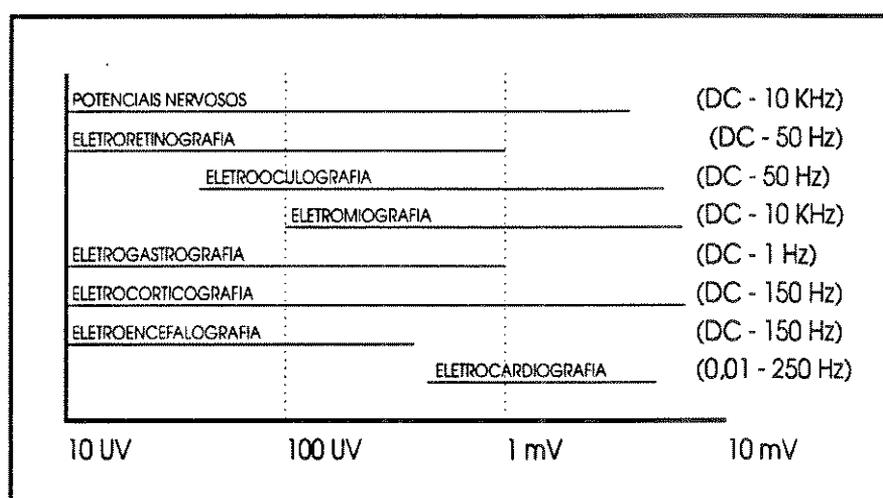


FIGURA 1.13 - Variações de amplitude e frequência de alguns biopotenciais mais comuns [Ray, 1974].

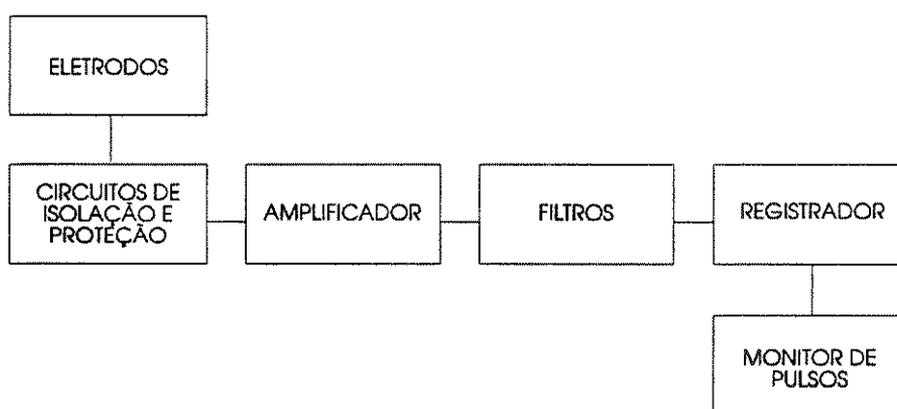


FIGURA 1.14 - Diagrama em blocos de um Eletrocardiógrafo típico.

A Figura 1.14 mostra o diagrama em blocos de um eletrocardiógrafo típico. Para o SISTEMA MODULAR foram desenvolvidos o Amplificador, Filtros Passa-Baixas e Rejeita-Faixas e um Detector de Pulsos. A parte de registro e apresentação de dados é feita utilizando-

se um osciloscópio com memória e a proteção do paciente pode ser implementada externamente utilizando diodos ou FETs. Nos próximos itens serão analisados cada um dos blocos citados.

1.2.3.1 - AMPLIFICADOR AC

A configuração mais adequada para a captação de biopotenciais utilizando-se eletrodos é a do Amplificador Diferencial, devido a possibilidade de se obter altos valores para a relação de rejeição de modo comum, além de alta impedância de entrada [Millman e Halkias, 1981; Neuman, 1978; Stout e Kaufman, 1976]. Para o Módulo Pré-Amplificador AC desenvolvido para o SISTEMA MODULAR foi escolhida a configuração mostrada na Figura 1.15, denominada amplificador de instrumentação, onde a fonte do sinal é representada por dois sinais diferenciais e_1 e e_2 e por um componente de modo comum e_{ic} .

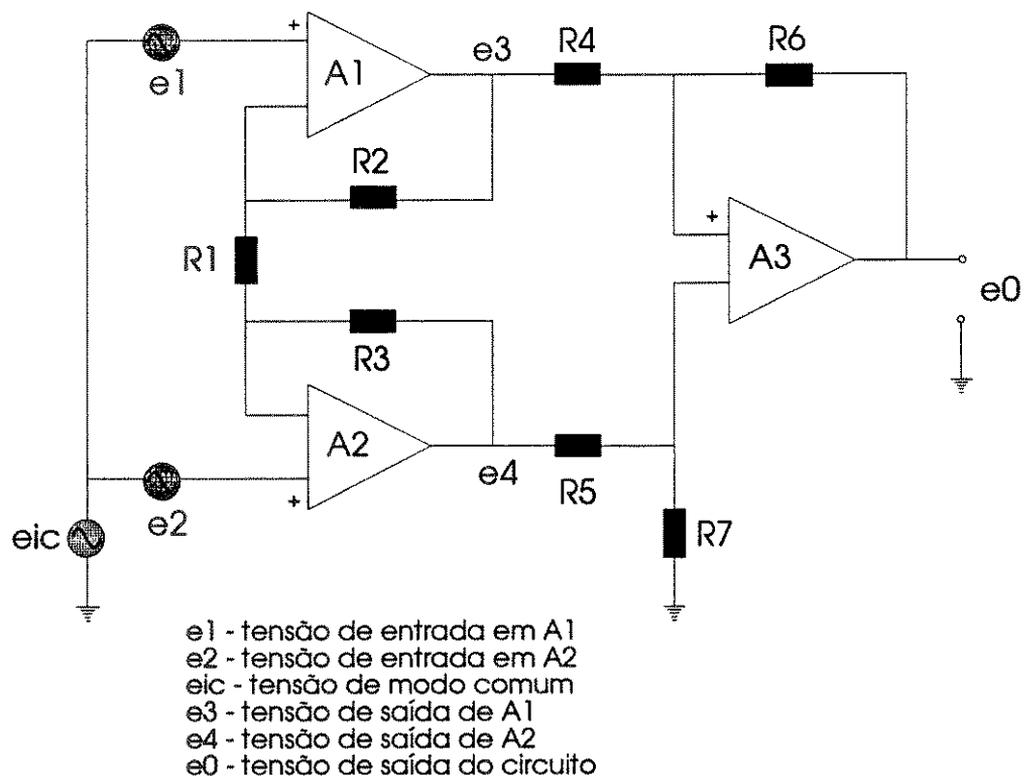


FIGURA 1.15 - Diagrama esquemático de um amplificador diferencial com alta impedância de entrada e ganho ajustável.

Utilizando as regras de análise de amplificadores operacionais, isto é, supondo-se os amplificadores operacionais com ganho infinito (em malha aberta) e nenhum offset de corrente e de tensão, e as leis de Kirchhoff pode-se mostrar que:

$$e_3 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)e_1 - \frac{R_2}{R_1}e_2 + e_{ic} \quad (1.5)$$

$$e_4 = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)e_2 - \frac{R_3}{R_1}e_1 + e_{ic} \quad (1.6)$$

$$e_0 = e_4 - e_3 \quad (1.7)$$

e ainda, se $R_2 = R_3$, a tensão de saída será dada por:

$$e_0 = \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)(e_2 - e_1) \quad (1.8)$$

Este é um amplificador diferencial com ganho de $(1+2R_2/R_1)$ para sinais diferenciais e zero para sinais de modo comum. A configuração não inversora dos amplificadores de entrada A_1 e A_2 , asseguram alta impedância de entrada. O ganho pode ser ajustado pelo resistor R_1 . Nota-se pelas equações anteriores que um descasamento dos resistores R_2 e R_3 não afeta a rejeição de modo comum do circuito, ocasionando apenas um erro no ganho, mas em contrapartida os resistores R_0 da saída precisam ser perfeitamente casados para assegurar a RRMC neste ponto. O amplificador de saída A_3 atua como um conversor de entrada diferencial para saída simples. Por ser um amplificador bastante utilizado, o equacionamento completo deste circuito pode ser facilmente encontrado na literatura especializada, tal como: Tobey e Graeme, 1971; Stout e Kaufman, 1976.

1.2.3.2 - FILTROS

Um dos maiores problemas encontrados no registro de biopotenciais é a presença de ruídos indesejáveis, principalmente o ruído de 60 Hz, cuja principal fonte é a linha de alimentação de corrente alternada sempre presente, mesmo que apenas na forma de iluminação do ambiente ou alimentação dos equipamentos. Esta interferência causada pelo campo AC, pode ser classificada em duas categorias: magnética ou elétrica. Na primeira, o campo magnético variável \vec{B} pode induzir em qualquer anel condutivo próximo (como por exemplo os cabos de conexão dos eletrodos) uma força eletromotriz que resulta em potencial AC. No segundo caso, o campo elétrico variável \vec{E} pode também produzir interferência devido às correntes AC que fluem para terra através do sistema, que no caso de medidas utilizando eletrodos fluem através da impedância formada pela interface eletrodo-tecido. Existem diversas maneiras de se reduzir o efeito da interferência [Huhta e Webster, 1973; Thakor, 1980], sendo que uma delas é a utilização de filtros.

A operação de filtragem de dados é aquela na qual determinados atributos do sinal são selecionados para preservação, em preferência a outros que são rejeitados. Os sinais analógicos são normalmente filtrados em frequência, em maior ou menor grau, em praticamente todos os instrumentos eletrônicos. Algumas vezes, a filtragem é introduzida como resultado das características não ideais dos amplificadores, tais como a resposta limitada em frequência ou a necessidade de se bloquear o deslocamento DC, e em outros casos, as características do sinal exigem este tipo de processamento. No projeto do SISTEMA MODULAR, detectou-se, em função das variações de frequência vistas anteriormente, a necessidade de dois tipos de filtro, que serão utilizados tanto para o processamento dos biopotenciais como dos outros sinais fisiológicos, que são: Filtro Passa-Baixas e Filtro Rejeita-Faixa centrado em 60 Hz

1.2.3.2.1 - FILTRO REJEITA-FAIXA

O Filtro Rejeita-Faixa, também conhecido por "NOTCH", tem como característica deixar passar todas as frequências, exceto uma única banda. Sua resposta em amplitude em função da frequência é mostrada na Figura 1.16, onde a linha fina representa a resposta ideal e a linha grossa uma das aproximações realizáveis. A faixa rejeitada é centrada em aproximadamente ω_0 e sua largura é B . O fator de qualidade Q , que determina a seletividade do filtro é dado por:

$$Q = \frac{\omega_0}{B} \quad (1.9)$$

sendo que um alto valor de Q indica que o filtro é bastante seletivo, e uma faixa estreita é rejeitada. O valor A da Figura 1.16 representa o ganho do filtro, sendo o valor da amplitude da função de transferência na frequência zero.

O Filtro Rejeita Faixa é também caracterizado por dois pontos de corte ω_1 e ω_2 , mostrados na Figura 1.16, que são definidos como pontos onde $|H(j\omega)|$ vale $1/\sqrt{2}$ de seu máximo valor. Para as aproximações realizáveis, a largura de banda vale:

$$B = \omega_2 - \omega_1 \quad (1.10)$$

A função de transferência generalizada para este tipo de filtro é dada por [Weinberg, 1962]:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A_v b_0}{S^n + b_{n-1} S^{n-1} + \dots + b_1 S + b_0} \quad (1.11)$$

com

$$S = \frac{Bs}{(s^2 + \omega_0^2)}$$

sendo que, para os filtros de segunda ordem, onde $b_0 = 1$ e $n = 1$, tem-se:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A_v (s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + Bs + \omega_0^2} \quad (1.12)$$

Na construção do Filtro Rejeita-Faixa, procurou-se encontrar uma configuração que preenchesse os seguintes requisitos: seletividade alta devido a sua utilização no processamento de sinais de diferentes fontes, com variadas formas de distribuição espectral (assumiu-se como razoável, um valor de Q próximo a 50); resposta em amplitude a mais plana possível e ganho unitário. A aproximação adotada foi a de Butterworth com atenuação de 40 dB / dec. (segunda ordem), e a configuração foi a Biquad cujo o diagrama esquemático é mostrado na Figura 1.17.

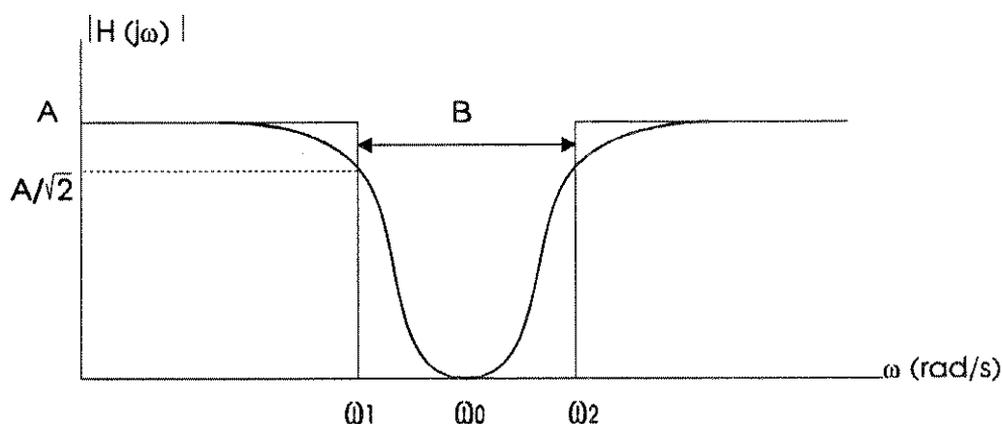


FIGURA 1.16 - Resposta em amplitude e frequência do filtro rejeita faixa ideal (linha fina) e aproximação realizável (linha grossa).

A topologia da configuração Biquad, creditada a Fleischer e Tow (1973), realiza a função de transferência biquadrática da equação 1.12, sendo os coeficientes de transferência da função relacionados diretamente com os elementos passivos RC que interligam os amplificadores operacionais.

Analisando-se a Figura 1.17 e fazendo-se de forma a ter-se o mesmo ganho em todos os estágios, isto é: $R_2 \times R_6 = R_1 \times R_4$ e $R_4 \times R_7 = R_5 \times R_6$, pode-se escrever:

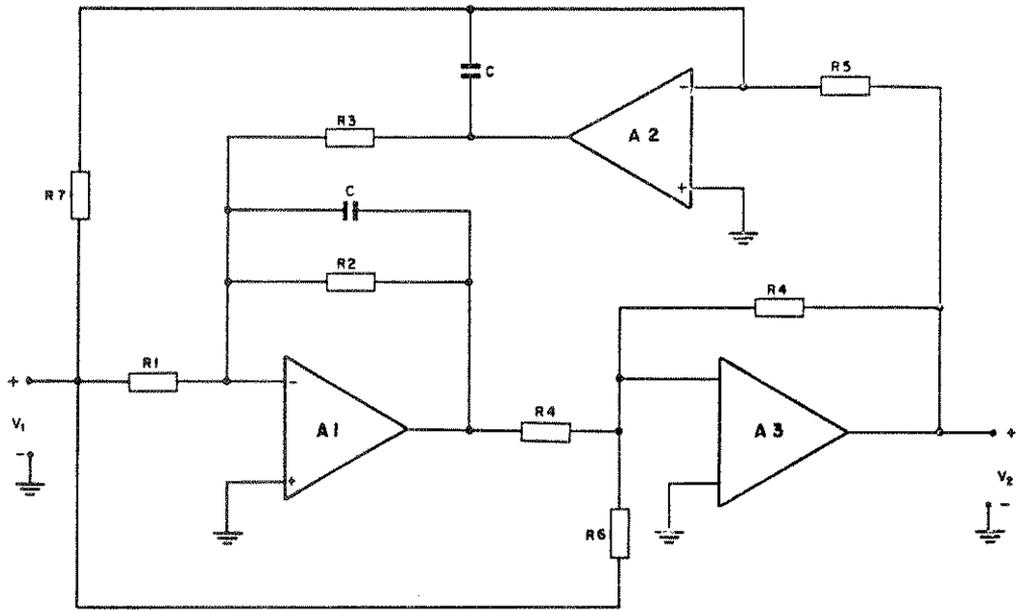


FIGURA 1.17 - Diagrama esquemático da configuração Biquad.

$$B = \frac{1}{R_2 C} \quad (1.13)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_3 R_5 C^2} \quad (1.14)$$

$$Av = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.15)$$

O equacionamento completo desta configuração pode ser encontrado em: Temes e Mitra (1973); Bildstein (1977); Fleischer e Tow, (1973); Bottesi (1986).

1.2.3.2.2 - FILTRO PASSA-BAIXAS

Um Filtro Passa-Baixas é um dispositivo que deixa passar os sinais de baixa frequência e atenua os sinais de alta frequência. A resposta em amplitude ideal de um filtro passa baixas é representada na Figura 1.18 pela linha sólida, e uma aproximações realizáveis pelas linhas pontilhadas. A banda passante $0 < \omega < \omega_c$ e a banda rejeitada $\omega > \omega_c$ são claramente indicadas no caso ideal, porém no caso real a frequência de corte ω_c precisa ser definida. A definição usual de ω_c é a do ponto onde $|H(j\omega)|$ vale $1 / \sqrt{2}$ vezes o seu máximo valor, mostrado como A na Figura 1.18. A resposta em amplitude pode também ser representada graficamente em decibéis, de acordo com a fórmula:

$$\alpha = 20 \log_{10} |A(j\omega)| \quad [dB] \quad (1.16)$$

Assim, no corte, α vale $20 \log 1 / \sqrt{2}$, ou seja -3 dB de seu máximo valor.

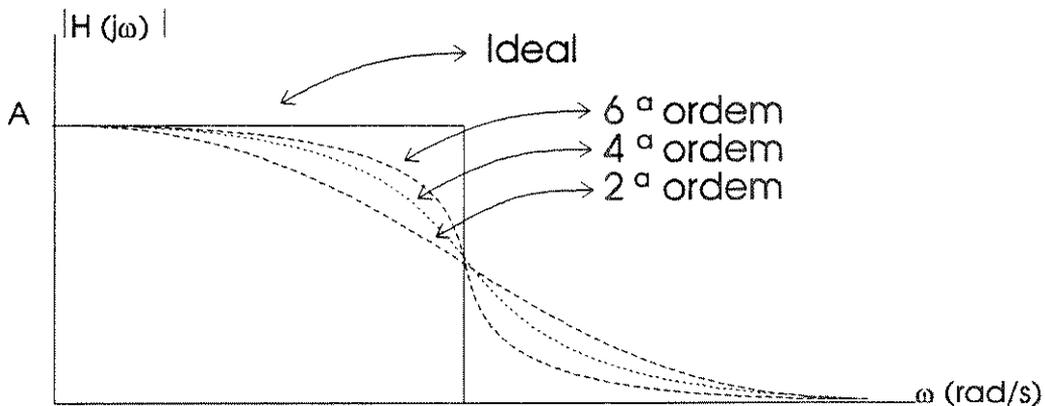


FIGURA 1.18 - Respostas em amplitude de um filtro passa baixas utilizando a aproximação de Butterworth.

A resposta ideal do Filtro Passa-Baixas não pode ser fisicamente implementada, porém aproximações podem ser realizadas através da função de transferência:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A_v b_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (1.17)$$

onde $A_v, b_0, b_1, \dots, b_{n-1}$ são constantes convenientemente escolhidas.

A equação 1.17 representa uma aproximação de enésima ordem de um filtro que tem apenas pólos finitos. O ganho do filtro passa baixas é representado pelo valor de sua função de transferência em $s = 0$ e no caso da equação anterior vale A_v [Guillemin, 1957; Balabanian, 1958; Valkenburg, 1960; Weinberg, 1962, Bottesi (1986)]. No projeto do Filtro Passa-Baixas para o SISTEMA MODULAR, dois parâmetros foram considerados importantes: as frequências de corte e a resposta em amplitude, que deveria ser a mais plana possível devido a sua utilização em um sistema com múltiplas aplicações. Com relação ao primeiro item, pode-se notar na Figura 1.13 que a maior parte dos sinais que podem ser processados pelo SISTEMA MODULAR tem variação de frequência entre DC e 200 Hz. Como os sinais que ultrapassam 200 Hz podem ser filtrados nos Módulos Amplificadores, optou-se pelas seguintes frequências de corte: 0,2 Hz; 2 Hz; 10 Hz; 100 Hz e 200 Hz. A segunda exigência do projeto foi resolvida adotando-se a aproximação de Butterworth, também chamada "maximamente plana", na configuração VCVS ("Voltage-Controlled-Voltage-Source"), em cascata, de sexta ordem (atenuação de 120 dB/década) e ganho unitário.

A resposta em amplitude de um filtro Butterworth é dada por:

$$|H(j\omega)| = \frac{A_v}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (1.18)$$

onde n é a ordem do filtro. Quanto maior for o valor de n , mais o filtro se aproxima do ideal, como pode ser visto na Figura 1.18. Este filtro tem excelentes características de resposta em amplitude em frequências próximas a $\omega = 0$, porém as características próximas à frequência de corte $\omega = \omega_c$ são relativamente pobres se comparadas com outras configurações. A resposta em fase desta configuração é bastante linear.

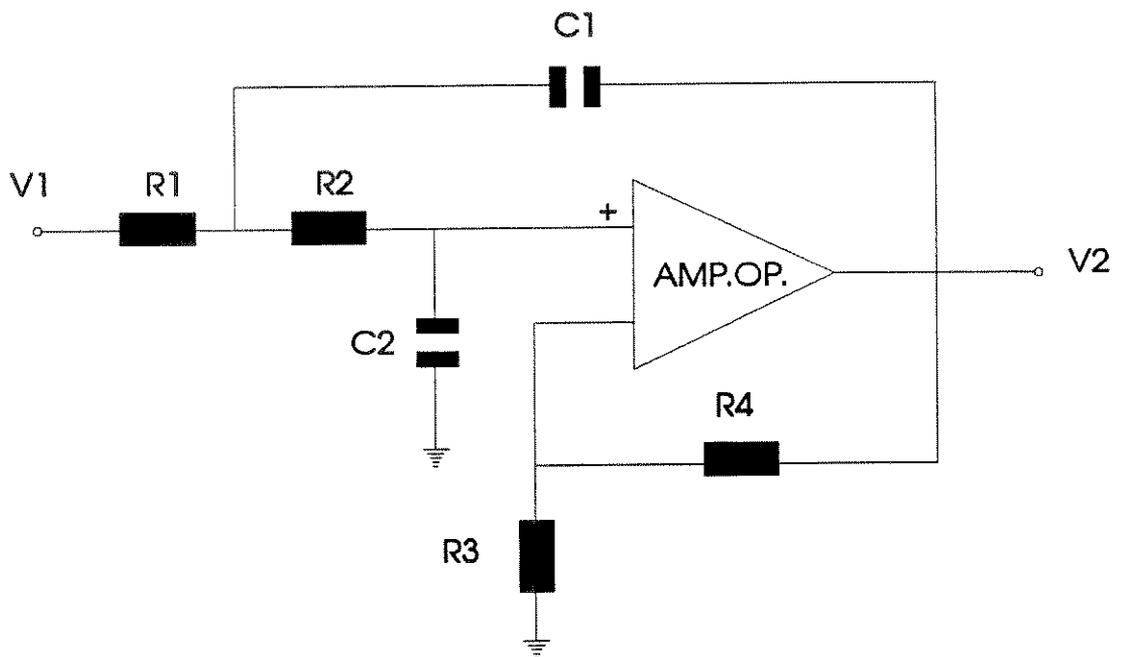


FIGURA 1.19 - Diagrama esquemático da configuração de um filtro de segunda ordem VCVS.

Na configuração VCVS proposta por Sallen e Key (1955), o amplificador operacional e os resistores R_3 e R_4 constituem a VCVS, e os capacitores C_1 e C_2 , juntamente com os resistores R_1 e R_2 determinam a frequência de corte e o fator de amortecimento. No caso do filtro de segunda ordem mostrado na Figura 1.19, a função de transferência dada pela equação 1.17 assume a seguinte forma:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A_v}{s^2(C_1C_2R_1R_2) + s[C_2(R_1 + R_2)] + 1} \quad (1.19)$$

onde $A_v = 1 + R_4/R_3$ representa o ganho do filtro. Colocando-se a expressão 1.19 em função da frequência tem-se:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_c}\right) + 1} \quad (1.20)$$

Onde $\omega_c = 2\pi f_c$ é a frequência de corte. O valor do fator de amortecimento pode ser calculado pela expressão:

$$\zeta = \frac{R_1 + R_2}{2} \frac{C_2}{\sqrt{R_1 R_2 C_1}} \quad (1.21)$$

Este fator determina a inclinação de $|H(j\omega)|$ na região próxima a ω_c e vale 0,707 para a aproximação de segunda ordem. Os fatores necessários para o projeto de filtros de segunda ordem, podem ser obtidos na literatura especializada, tal como: Millman e Halkias, (1981).

1.2.3.3 - DETECTOR DE PULSOS

Em alguns tipos de captação de biopotenciais tais como: eletrocardiograma, eletromiograma, etc., é interessante a monitoração contínua destes eventos, tanto do ponto de vista didático com clínico, através de sua transformação em estímulos sonoros ou visuais. Para o SISTEMA MODULAR foi desenvolvido um Detector de Pulsos que transforma os pulsos presentes em sua entrada, em sinais audíveis e sinais luminosos. Este módulo, cujo diagrama em blocos é mostrado na Figura 1.20, permite ainda a monitoração do nível DC do sinal de entrada, através da variação do tom do sinal audível.

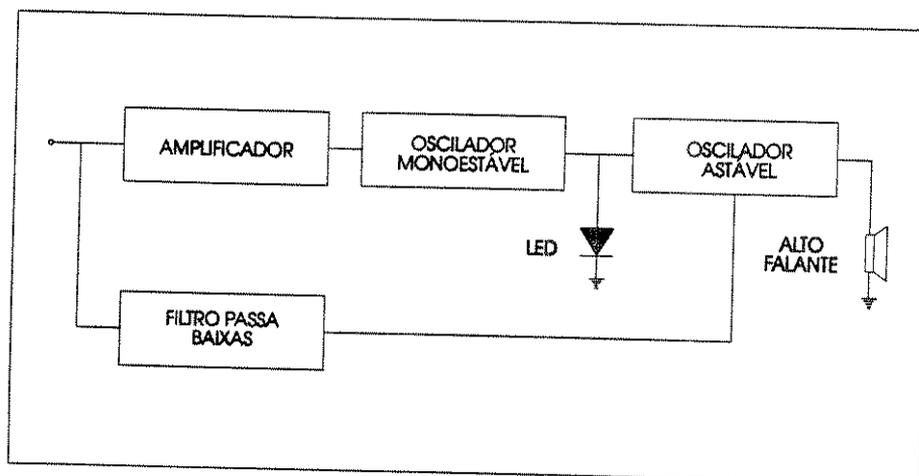


FIGURA 1.20 - Diagrama em blocos do Detector de Pulsos.

A operação do Módulo Detector de Pulsos baseia-se no circuito integrado LM555 configurado como oscilador monoestável, ou seja, produzindo um pulso de saída a cada pulso na entrada e como oscilador astável que produz um trem de pulsos na saída a cada pulso na entrada, de forma a gerar um sinal audível através de um alto-falante. Os blocos indicados como filtros e amplificadores têm como função adequar o sinal para o funcionamento dos osciladores. Maiores detalhes sobre este módulo serão vistos no segundo capítulo deste trabalho.

1.3 - PRESSÃO

Como já foi visto no item 1.2.1, o coração é o órgão responsável pelo bombeamento do sangue por todo o corpo e funciona como duas bombas em série: uma menor localizada do lado direito, fornece a energia necessária para fazer circular sangue através dos pulmões; a outra maior e mais potente, localizada do lado esquerdo, fornece a energia necessária para fazer o sangue circular pelo corpo. Um diagrama esquemático do Sistema Cardiovascular é mostrado na Figura 1.21.

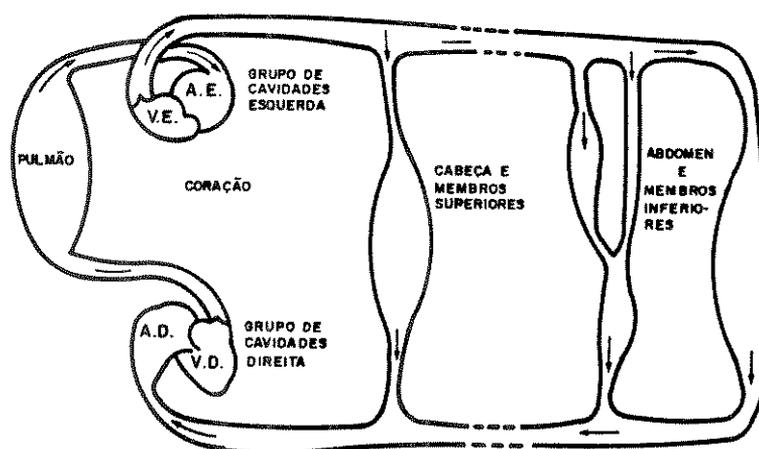


FIGURA 1.21 - Diagrama esquemático do Sistema Cardiovascular.

A bomba esquerda é composta por duas cavidades denominadas Aurícula (cavidade de baixa pressão) e Ventrículo (cavidade de alta pressão), que estão em comunicação entre si, bem como com todo o sistema cardiovascular. Tanto na comunicação entre Aurícula e Ventrículo, como entre Ventrículo e Vasos, existem válvulas unidirecionais que estabelecem o sentido do fluxo sanguíneo e possibilitam o aumento da pressão na cavidade ventricular na fase que precede a ejeção sanguínea. A contractilidade do músculo cardíaco possibilita ao coração realizar o efeito mecânico conhecido como atividade cardíaca, dividida em duas fases: contração ou Sístole e relaxação ou Diástole.

Quando contraído, o Ventrículo cria uma pressão positiva que ejeta o sangue para o sistema vascular, irrigando todos os tecidos periféricos. Esta função ventricular (Sístole) é realizada em duas fases: a primeira conhecida como Isovolumétrica, tem a função de aumentar a pressão interna do Ventrículo, com as fibras exercendo uma força sobre a massa sanguínea sem sofrer encurtamento, e na segunda, conhecida como Isotônica, ocorre o encurtamento das fibras, com a conseqüente ejeção do sangue. A fase isovolumétrica pressupõe um espaço fechado, no qual o sangue é comprimido a um volume constante e uma pressão crescente, como mostra a Figura 1.22. Para assegurar, nesta fase, as características de espaço fechado, as válvulas atrioventriculares permanecem fechadas, abrindo-se quando suas pressões superam as pressões na Aorta e Artéria Pulmonar, iniciando a fase Isotônica com a ejeção do sangue.

A função mecânica do coração pode ser estudada através das características hidráulicas (Pressão e Fluxo) do Sistema Cardiovascular. Destas grandezas básicas pode-se obter outras, tais como: Potência de Saída do Ventrículo Esquerdo, Derivada da Pressão do Ventrículo Esquerdo, Trabalho Cardíaco por Batimento, Derivada do Fluxo Aórtico, etc. Estas grandezas, associadas a outros parâmetros físico-químicos, permitem conclusões sobre o funcionamento do Sistema Cardiovascular.

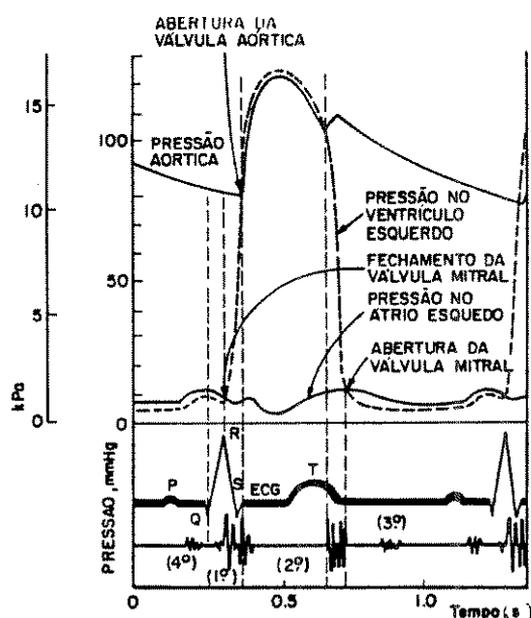


FIGURA 1.22 - Ilustração esquemática das fases das curvas de pressão do Ventrículo Esquerdo e Aorta, Volume Ventricular Esquerdo, Fluxo na Raiz da Aorta e ECG, em função do tempo.

Os métodos para medida de pressão no organismo podem ser divididos em duas categorias: indiretos ou não invasivos e diretos ou invasivos. A forma mais comum para a medida indireta da pressão sanguínea é a que utiliza o Esfigmomanômetro, composto por uma manguito, uma bomba para infla-lo, um dispositivo que indique a pressão no manguito e um dispositivo de registro e apresentação dos sons do vaso sanguíneo. O manguito pneumático,

introduzido por Riva e Rossi, é utilizado para comprimir uma artéria até o ponto onde cessa o fluxo sanguíneo. É normalmente colocado ao redor de um membro superior para determinar a pressão na artéria braquial, pois neste ponto do sistema cardiovascular tem-se praticamente a mesma pressão da aorta, sendo porém mais acessível do que esta [Harry, 1982]. O dispositivo de detecção de som, normalmente um estetoscópio, deve ser mantido o mais próximo possível da artéria, em ponto imediatamente abaixo do local onde ela está sendo comprimida. Os sons que serão detectados são os sons de Koroktoff que caracterizam o fluxo sanguíneo quando a pressão no manguito é liberada. Esta técnica baseia-se no balanceamento das pressões de forma que quando a artéria é completamente ocluída e o fluxo cessa, podemos dizer que a pressão no manguito é no mínimo igual à pressão sistólica na artéria. Na prática, o manguito é inflado a uma pressão ligeiramente superior à sistólica e, através de uma válvula de controle, reduzida gradualmente. A pressão sistólica é então lida na chamada fase 1 dos sons de Koroktoff, isto é, quando o primeiro som na forma de uma batida surda é percebido. A medida que a pressão decresce, os sons variam de batidas para murmúrios (fase 2), novamente para batidas (fase 3) e finalmente para um murmúrio abafado até desaparecerem (fase 4). No final desta fase, ou no começo do silêncio (fase 5), a pressão diastólica é lida.

Os métodos diretos utilizam um transdutor de pressão externo, diretamente acoplado ao sistema circulatório através de um cateter, ou um transdutor colocado na ponta de um cateter e posicionado no interior do sistema arterial.

Para caracterizar as medidas de pressão no SISTEMA MODULAR, optamos pela utilização de um Transdutor de Pressão externo que será utilizado em simulações estáticas e dinâmicas de medida de pressão, e também para medidas indiretas de pressão, conjuntamente com o transdutor de sons que será analisado no item 1.4. Os principais conceitos teóricos do transdutor escolhido, bem como do processamento do sinal obtido com este dispositivo serão analisados nos próximos itens.

1.3.1 - TRANSDUTORES DE PRESSÃO

No projeto e construção de um transdutor de pressão, podem ser utilizados, nas mais variadas configurações e geometrias, diversos tipos de elementos sensíveis, tais como: extensômetros, transformadores diferenciais linearmente variáveis (LVDT), dispositivos eletro-ópticos, materiais piezoelétricos, capacitores variáveis, dispositivos semicondutores, etc. Uma boa revisão sobre este tema pode ser encontrada em: Neubert, (1975); Jones, (1974); Cromwell et all, (1973); Geddes e Baker, (1968); Doebelin, (1966); Welkowitz, (1976); Cobbold, (1974); Webster, (1978); Strong, (1971). Para o SISTEMA MODULAR escolhemos a configuração primário-secundário, onde o transdutor primário, no caso um diafragma de aço inoxidável, transforma a pressão em um deslocamento e o transdutor secundário, no caso, extensômetros colados no diafragma, produzem uma variação de resistência elétrica proporcional ao deslocamento. Este tipo de transdutor, que utiliza diafragma e extensômetros como elementos

de transdução, foi escolhido por ser o mais comumente utilizado em medidas de pressões fisiológicas, devido à sua precisão e sensibilidade.

A Figura 1.23 mostra o esquema básico de um transdutor de diafragma onde uma placa fina circular, rigidamente engastada em sua periferia, é submetida a uma diferença de pressão uniforme P . Esta diferença de pressão causa um deslocamento da placa, cujo valor em um determinado ponto depende de sua distância do centro.

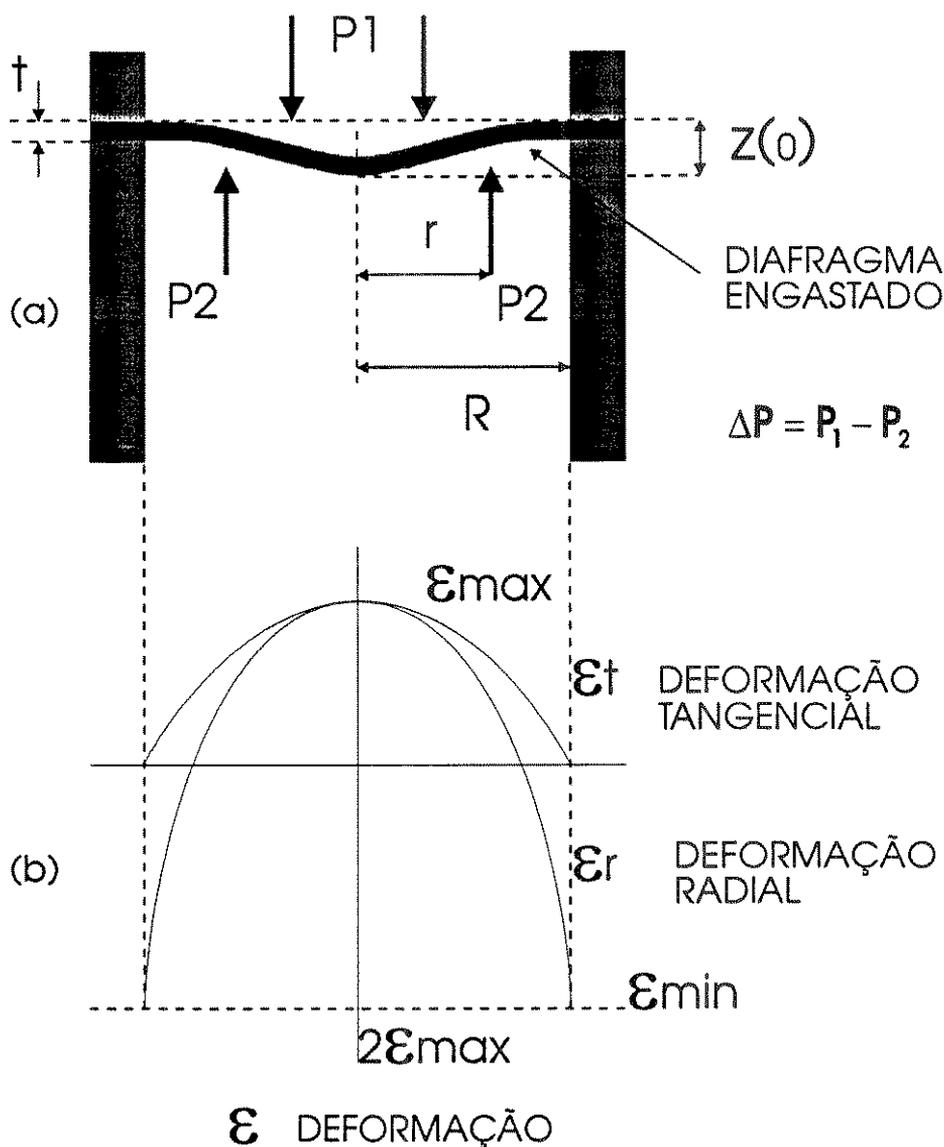


FIGURA 1.23 - Propriedades mecânicas de um diafragma fino circular: a) deslocamento; b) componentes de deformação radial e tangencial [Cobbold, 1974].

Pode ser provado que o deslocamento $z(r)$ a uma distância r do centro é dada por [Timoshenko et all, 1959]:

$$z(r) = \frac{3(1 - \nu^2)(R^2 - r^2)^2 \Delta P}{16Et^3 \left\{ 1 + \left[\frac{z(r)}{t} \right]^2 / 2 \right\}} \quad [cm] \quad (1.22)$$

onde:

t	espessura do diafragma	[cm]
R	raio do diafragma	[cm]
E	módulo de Young do material	[dinas/cm ²]
\mathcal{G}	coeficiente de Poisson	
ΔP	diferença de pressão	[dinas/cm ²]

Nota-se na equação 1.22 que o deslocamento tem uma dependência não linear com a diferença de pressão, porém para pequenas deflexões ou, como regra geral, se o máximo deslocamento for limitado a um quarto da espessura do diafragma ($z(o) < t/4$), a linearidade será da ordem de 0,3% e a expressão 1.22 pode ser escrita da seguinte forma [Neubert, 1975; Micro Measurements Tech Note, 1974]:

$$z(0) = \frac{3(1 - \mathcal{G}^2)R^4\Delta P}{3Et^3} \quad [cm] \quad (1.23)$$

Para que a resposta do transdutor a pressões dinâmicas seja a mais fiel possível, é necessário que a frequência de ressonância do diafragma seja consideravelmente maior (no mínimo de 3 a 5 vezes) do que a maior frequência aplicada [Micro Measurements Tech Note, 1974]. A menor frequência natural de um diafragma rigidamente engastado pode ser encontrada pela equação:

$$f_n = \frac{0,469t}{R^2} \sqrt{\frac{gE}{3\gamma(1 - \mathcal{G}^2)}} \quad (1.24)$$

sendo:

γ	peso específico do material	[dinas/cm ³]
g	aceleração da gravidade	[cm/s ²]

A sensibilidade do transdutor pode ser obtida considerando-se que a tensão mecânica produzida no diafragma, devido à diferença de pressão, pode ser dividida em uma componente radial σ_r e uma componente tangencial σ_t , cujos valores são fornecidos pelas equações [Cobbold, 1974; Micro Measurements Tech Note, 1974]:

$$\sigma_r = \frac{3\Delta P}{8t^2} [(1 + \mathcal{G})R^2 - (3 + \mathcal{G})r_r^2] \quad (1.25)$$

$$\sigma_t = \frac{3\Delta P}{8t^2} [(1 + \mathcal{G})R^2 - (1 + 3\mathcal{G})r_t^2] \quad (1.26)$$

Para a obtenção das componentes de deformação, devemos considerar que o diafragma se encontra submetido a uma condição de tensão biaxial, com E contribuindo para a deformação radial e tangencial em qualquer ponto considerado, de acordo com as expressões:

$$\varepsilon_t = \frac{\sigma_r - \nu\sigma_t}{E} \quad (1.27)$$

$$\varepsilon_r = \frac{\sigma_t - \nu\sigma_r}{E} \quad (1.28)$$

Finalmente, considerando-se que para efeitos práticos $r_r = r_t$ e substituindo-se as equações 1.25 e 1.26 nas equações 1.27 e 1.28 respectivamente, pode-se obter as duas componentes de deformação:

$$\varepsilon_r = \frac{3\Delta P(1 - \nu^2)}{8t^2 E} (R^2 - 3r_r^2) \quad (1.29)$$

$$\varepsilon_t = \frac{3\Delta P(1 - \nu^2)}{8t^2 E} (R^2 - 3r_t^2) \quad (1.30)$$

mostradas na Figura 1.23.

A distribuição de tensões na superfície do diafragma é bastante adequada para a utilização de extensômetros como elementos secundários, pois tanto as forças de tensão como as de compressão existem simultaneamente. Isto permite a utilização de circuitos em ponte onde os quatro ramos são ativos e os efeitos aditivos, possibilitando a obtenção de um sinal elevado na saída, bem como compensação para a temperatura. A figura 1.24 mostra a disposição dos extensômetros utilizados no transdutor de pressão. Nota-se que os dispositivos 2 e 3 são colocados o mais próximo possível do centro do diafragma e orientados para medir a deformação tangencial que tem seu máximo valor positivo neste ponto. Os extensômetros 1 e 4 são orientados para medir a deformação radial e colocados próximos do local onde o diafragma é engastado, pois nestes pontos temos o máximo valor da deformação radial.

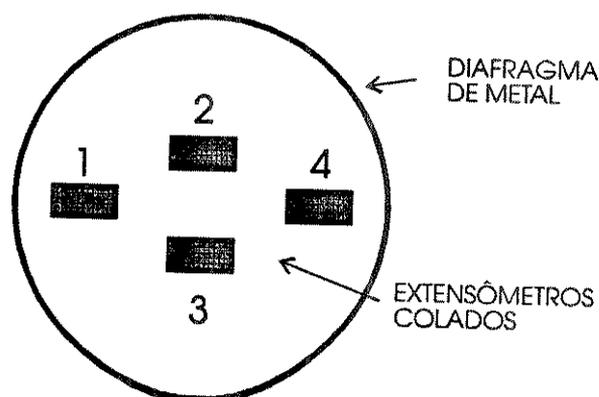


FIGURA 1.24 - Disposição dos extensômetros utilizados no Transdutor de Pressão.

1.3.1.1 - EXTENSÔMETROS

Atualmente, um grande número de dispositivos utilizados em transdução de grandezas biomédicas usam extensômetros elétricos como elementos secundários de transdução. A extensometria é o método que tem por objetivo a medida das deformações superficiais dos corpos e baseia-se no princípio estabelecido por Robert Hooke em 1678, que descreve a relação entre tensões e deformações nos corpos submetidos a solicitações mecânicas, de forma que se o material é isotrópico, homogêneo e não ultrapassa o seu limite elástico, então esta relação é linear.

O conceito de deformação é análogo ao de alongamento ("Strain") unitário e se expressa por uma relação adimensional:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (1.31)$$

Geralmente emprega-se como unidade a "microdeformação" ($\mu\varepsilon$) que equivale a 1.10^{-6} e corresponde a uma variação de um micron em um comprimento de um metro. O esforço ou tensão a que é submetida a estrutura é definido em termos de força por área, sendo que, antes do limite elástico, a relação de Hooke, mostrada na Figura 1.25, é dada por:

$$E = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (1.32)$$

onde:

σ	esforço de tração	[dinas/cm ²]
ε	alongamento	
E	módulo de elasticidade	[dinas/cm ²]

O módulo de elasticidade longitudinal E , também conhecido como módulo de Young, caracteriza a aptidão do material para o alongamento e representa um esforço de tração teórico que, na suposição de uma elasticidade ilimitada, produziria um alongamento igual ao comprimento inicial. A deformação não ocorre apenas na direção da força aplicada pois, acompanhando o aumento no comprimento, sempre existe uma diminuição da secção (Efeito Poisson). Com relação à Figura 1.26, a equação 1.32 é válida para o eixo horizontal, sendo que para os outros eixos teremos:

$$\varepsilon_y = -\nu \frac{\sigma_x}{E} = -\nu \varepsilon_x \quad (1.33)$$

$$\varepsilon_z = -\vartheta \frac{\sigma_x}{E} = -\vartheta \varepsilon_x \quad (1.34)$$

sendo ϑ o coeficiente de Poisson.

Os extensômetros elétricos são dispositivos cuja a resistência elétrica varia em função de pequenas variações de comprimento, permitindo a conversão das deformações em sinais elétricos proporcionais. Podem ser classificados em dois tipos:

1. Extensômetros Metálicos - podem ter a forma de um filamento, onde o elemento sensível é um fio condutor metálico (ligas de níquel com cobre ou cromo) ou peliculares, onde o elemento sensível é uma película de metal com alguns micra de espessura, recortada por ataque fotoquímico ou alguma outra técnica adequada.
2. Extensômetros Semicondutores - onde o elemento sensível é uma barra de cristal semiconductor com um grau de dopagem adequado.

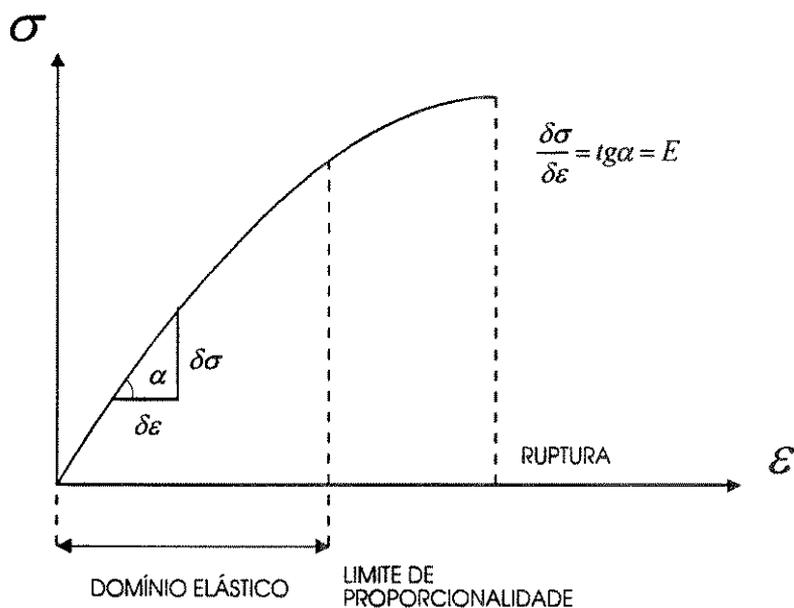


FIGURA 1.25 - Curva Tensão x Deformação típica de um metal.

Os extensômetros metálicos e semicondutores são geralmente utilizados na medida de pequenos deslocamentos ($\Delta l < 20 \mu m$) em transdutores de aceleração, deslocamento, força, pressão, etc.. Extensômetros elásticos capazes de medir deformações maiores podem ser construídos a partir de tubos flexíveis preenchidos com mercúrio ou outra solução condutora e se prestam para medidas estáticas e dinâmicas das variações de membros, vasos sanguíneos, caixa torácica, etc.

No SISTEMA MODULAR, foram utilizados extensômetros metálicos peliculares para a construção do Transdutor de Pressão. O princípio do funcionamento destes dispositivos pode ser estudado considerando-se inicialmente a resistência DC de um condutor infinito dada por:

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad [\Omega] \quad (1.35)$$

onde:

ρ	resistividade	$[\Omega/m]$
l	comprimento do condutor	$[m]$
A	área de secção transversal	$[m^2]$
R	resistência	$[\Omega]$

Aplicando-se um esforço uniforme σ (N/m^2) ao longo do comprimento total do condutor, a variação de resistência é dada por:

$$\frac{dR}{d\sigma} = \frac{d\left(\frac{\rho l}{A}\right)}{d\sigma} = \frac{\rho}{A} \frac{\delta l}{\delta\sigma} - \frac{\rho l}{A^2} \frac{\delta A}{\delta\sigma} + \frac{l}{A} \frac{\delta\rho}{\delta\sigma} \quad (1.36)$$

dividindo-se esta equação pela equação 1.35:

$$\frac{l}{R} \frac{dR}{d\sigma} = \frac{l}{l} \frac{\delta l}{\delta\sigma} - \frac{l}{A} \frac{\delta A}{\delta\sigma} + \frac{l}{\rho} \frac{\delta\rho}{\delta\sigma} \quad (1.37)$$

Assumindo-se que a derivada pode ser trocada pela pequena, porém finita, variação Δ encontra-se:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta\rho}{\rho} \quad (1.38)$$

As três equações anteriores mostram que a variação da resistência total do condutor submetido a um esforço pequeno, porém finito, se deve a três razões:

uma variação relativa no comprimento $\frac{\Delta l}{l}$;

uma variação relativa na área transversal $\frac{\Delta A}{A}$;

e uma variação relativa na resistividade $\frac{\Delta \rho}{\rho}$.

A variação relativa no diâmetro relaciona-se com a variação relativa no comprimento por [Neubert, 1975]:

$$\frac{\Delta d}{d} = -\mathcal{G} \frac{\Delta l}{l} \quad (1.39)$$

onde \mathcal{G} é o Coeficiente de Poisson.

Nota-se também que a resistividade aumenta quando o esforço é de tensão, de forma que $\frac{\Delta \rho}{\rho}$ é positivo. Como $A = \frac{\pi d^2}{4}$, a relação entre a variação da área e a variação do diâmetro pode ser escrita como:

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\mathcal{G} \frac{\Delta l}{l} \quad (1.40)$$

Combinando-se as equações 1.38 e 1.40 tem-se:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} (1 + 2\mathcal{G}) + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (1.41)$$

Assim, a variação de resistência pode ser expressa pela soma de dois termos: o primeiro devido a uma simples variação dimensional e o segundo, causado por uma variação de resistividade chamado efeito piezoresistivo. A sensibilidade à deformação ou Fator de Sensibilidade é definida por:

$$G = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} = 1 + 2\mathcal{G} + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} \quad (1.42)$$

O valor de G depende do material usado no extensômetro e vale, por exemplo [Doebelin, 1966; Cobbold, 1974]:

Platina	$G = 6$
Constantan	$G = 2$
Níquel - Cromo	$G = 2,5$
Mercúrio	$G = 2$
Silício	$G = 170$
Elinvar	$G = 3,2$
Manganina	$G = 0,5$

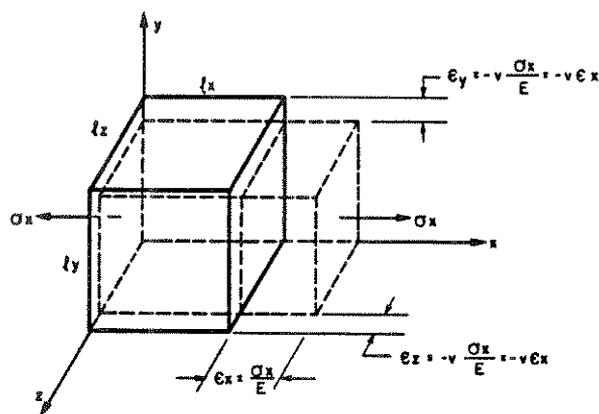


FIGURA 1.26 - Efeito de Poisson mostrado pela alteração em todas as dimensões de um sólido elástico isotrópico, antes (linhas cheias) e depois (linhas pontilhadas) da deformação.

Idealmente, um extensômetro colado em uma superfície qualquer passa a fazer parte desta e deve responder apenas aos esforços nela aplicados, sendo insensível às condições ambientais. No entanto, a variação da resistência dos extensômetros elétricos com a temperatura é bastante expressiva, sendo, em muitos casos, maior que a produzida pela deformação que se deseja medir. A essa variação dá-se o nome de "deformação aparente" que pode ser quantificada por:

$$\frac{\Delta l}{l} ap = \left[\frac{\beta E}{G} - (\alpha_s - \alpha_E) \right] \Delta T \quad (1.43)$$

onde:

$\frac{\Delta l}{l}ap$	deformação aparente.
β	coeficiente térmico do metal
G	fator de sensibilidade.
$(\alpha_s - \alpha_E)$	diferença entre os coeficientes de dilatação do substrato e do extensômetro.
ΔT	variação de temperatura.

A equação anterior mostra que a deformação aparente não é necessariamente linear, pois os coeficientes entre parênteses são também funções da temperatura. Nota-se também que a deformação aparente depende não apenas do extensômetro mas também do material sobre o qual ele é colocado. Existem diversas maneiras de se compensar e corrigir a deformação aparente. As mais utilizadas são:

- Extensômetro de Compensação - a utilização de um extensômetro idêntico ao elemento ativo, porém colado a um corpo de prova não sujeito à deformação, submetido à mesma temperatura e conectado em um ramo oposto de um circuito ponte, é uma das técnicas de compensação utilizadas. Em alguns casos, o extensômetro compensador pode ser localizado no próprio corpo de teste, em um local onde a deformação tenha sinal oposto ao daquela que pretende medir, de tal forma que no circuito ponte os efeitos sejam aditivos.
- Extensômetros Auto-Compensados - as propriedades metalúrgicas de certas ligas utilizadas em extensômetros, em particular o Constantan e o Karma modificado, permitem que estes dispositivos sejam processados para minimizar a deformação aparente, dentro de uma faixa de temperaturas, quando colados a um material com coeficiente de dilatação térmica para o qual foram construídos. Normalmente os valores de compensação são fornecidos pelo fabricante.
- Correção para Deformação Aparente - normalmente, cada lote de extensômetros é acompanhado por um conjunto de dados técnicos que permitem ao projetista realizar, na parte eletrônica de processamento do sinal, a correção para deformação aparente. O método utilizado para esta correção pode ser encontrado na literatura especializada, tal como Vaugian (1975) e notas técnicas dos fornecedores de extensômetros.

1.3.1.2 - O SISTEMA CATETER - TRANSDUTOR

Os métodos diretos de medida de pressão exigem a introdução de um transdutor ou parte de um sistema de transdução na região de interesse. O método mais simples e mais utilizado para medidas de pressão pulsátil consiste de um tubo flexível chamado cateter,

preenchido de fluido e acoplado a um transdutor externo do tipo membrana. O fluido tem como função transmitir, da forma menos distorcida possível, a pressão na ponta do cateter ao transdutor externo.

Para pressões não pulsáteis ou para medidas de pressão média, as fontes de erros são: a energia cinética, a energia potencial, a variação da pressão causada pela introdução do cateter e o desconhecimento da altura exata da ponta do cateter com relação ao transdutor [Cobbald, 1974]. Para as pressões pulsáteis, além das fontes de erros anteriores, existem problemas dinâmicos tais como: reflexão da onda de pressão e distorções causadas pelas propriedades de transmissão de onda do sistema cateter-transdutor.

Os efeitos da energias potencial e cinética podem ser analisados através da equação de Bernoulli:

$$P_t = P + \rho gh + \frac{\rho v^2}{2} \quad [Pa] \quad (1.44)$$

onde:

P_t	pressão total do fluido	[Pa]
P	pressão estática local do fluido	[Pa]
ρ	densidade do fluido	[Kg/m ³]
g	aceleração da gravidade	[m/s ²]
v	velocidade do fluido	[m/s]
h	altura	[m]

que mostra que a energia total num fluido permanece constante na ausência de efeitos dissipativos. O valor da pressão estática P é o desejado, sendo obtido em um vaso sanguíneo quando as energias potencial e cinética valem zero.

Quando medidas de pressão sanguínea são realizadas com o paciente na posição horizontal e com o transdutor nivelado com o coração, nenhuma correção devida à energia potencial precisa ser feita. No entanto, se o paciente se encontra sentado ou em pé, as longas colunas de sangue do sistema de pressão venoso ou arterial contribuirão com a pressão hidrostática dada por ρgh . Nos casos onde o diafragma do transdutor não possa ser mantido ao mesmo nível da fonte de pressão, a diferença em altura precisa ser encontrada e, para cada 1,31 cm de diferença a leitura do transdutor deve ser acrescida de 1,0 mmHg (133 Pa) [Peura, 1978; Hill e Dolan, 1982].

O termo $\frac{\rho v^2}{2}$ associado à energia cinética torna-se importante quando a velocidade do fluxo sanguíneo é alta. Quando um cateter é inserido, dois tipos de pressão podem ser determinadas: pressões laterais (estáticas) ou totais. As pressões laterais implicam em que a ponta do cateter forme um ângulo reto com o fluxo, como mostra a Figura 1.27, e neste caso a leitura é correta, pois a energia cinética é nula. Se a ponta do cateter é colocada

contra o fluxo, a pressão determinada é a lateral, adicionada de $\rho v^2 / 2$. No caso da ponta se posicionar a favor do fluxo devemos subtrair do valor da pressão lateral o valor da energia cinética.

As propriedades de um sistema cateter-transdutor podem ser melhor compreendidas se for utilizado um modelo com parâmetros generalizados para sistema de segunda ordem, como o mostrado na Figura 1.28a. Nota-se que um aumento na pressão de entrada do cateter causa um fluxo de líquido da ponta para o diafragma. Este deslocamento causa a deflexão do diafragma, que será transformada em um sinal elétrico.

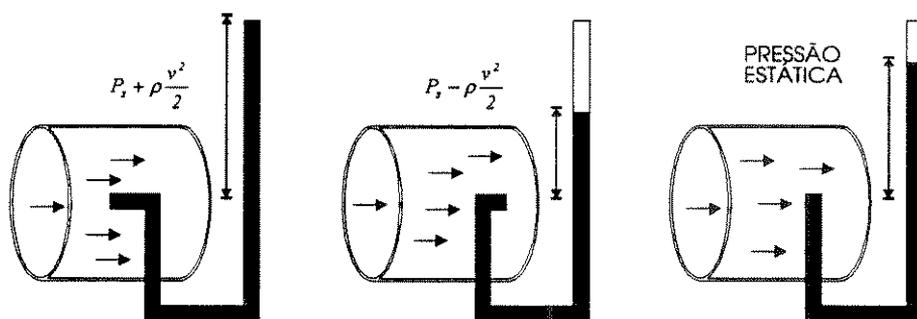


FIGURA 1.27 - Medida de pressão na presença de fluxo, mostrando o efeito da energia cinética do fluido na pressão aparente [Cobbold, 1974].

O cateter tem propriedades inerciais, friccionais e elásticas, da mesma forma que o transdutor, que ainda conta com a compliância do diafragma. A Figura 1.28b mostra uma analogia elétrica do sistema, onde os elementos análogos à inertância, resistência e compliância hidráulica são representadas respectivamente pela indutância, resistência e capacitância elétricas. Este circuito pode ser simplificado como na figura 1.28c. Como a compliância do diafragma é muito maior do que a do cateter preenchido com o líquido e a da cavidade de transdução (desde que não existam bolhas no líquido), e como a resistência e a inertância do líquido no transdutor podem ser desprezadas, se comparadas às do líquido no cateter, podemos encontrar as equações que relacionam a resistência e a indutância com as propriedades do sistema.

- a resistência líquida R_c do cateter é devida ao atrito entre as moléculas fluindo através deste. Isto pode ser expresso pela equação:

$$R_c = \frac{\Delta P}{F} \quad \left[\frac{Pa \cdot s}{m^3} \right] \quad (1.45)$$

ou

$$R_c = \frac{\Delta P}{\bar{v}A} \quad (1.46)$$

onde:

ΔP	diferença de pressão	[Pa]
F	fluxo	[m ³ / s]
\bar{v}	velocidade média	[m / s]
A	área da secção transversal	[m ²]

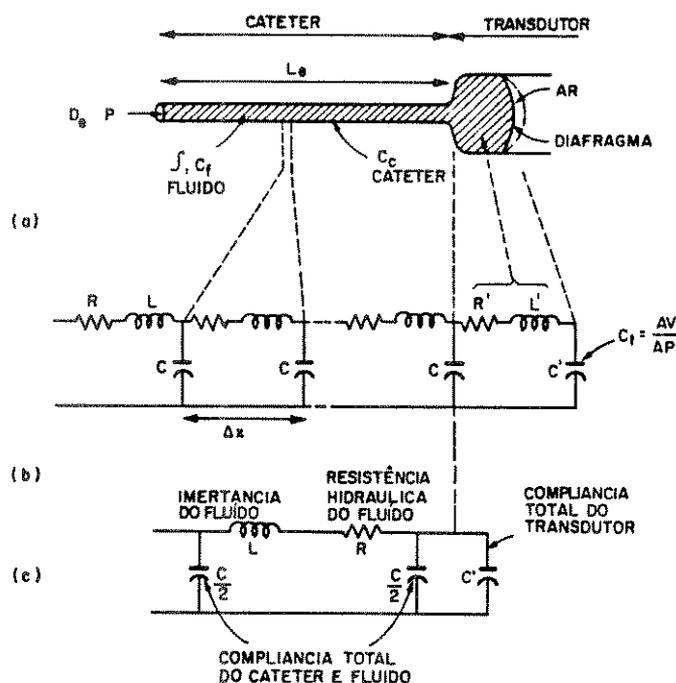


FIGURA 1.28 - Sistema cateter-transdutor hidráulicamente acoplados : a) modelo; b) analogia elétrica utilizando parâmetros distribuídos; c) modelo simplificado [Cobbold, 1974].

A equação de Poiseuille permite o cálculo de R_c quando são conhecidos os valores do comprimento do cateter L [m], do raio r [m] e da viscosidade do líquido η [Pa.s]. A equação aplica-se para fluxo laminar e tem a seguinte forma [Webster, 1978] :

$$R_c = \frac{8\eta L}{r^4 \pi} \quad (1.47)$$

A inércia L_c do líquido do cateter se deve principalmente à massa do líquido, o que pode ser representado pela equação:

$$L_c = \frac{\Delta P}{\frac{dF}{dT}} \quad [Pa.s^2 / m^3] \quad (1.48)$$

ou

$$L_c = \frac{\Delta P}{aA} \quad [Pa.s^2 / m^3] \quad (1.49)$$

onde a é a aceleração $[m/s^2]$.

Esta equação ainda pode ser reduzida para:

$$L_c = \frac{m}{A^2} \quad [kg / m^2] \quad (1.50)$$

ou

$$L_c = \frac{\rho L}{\pi r^2} \quad [kg / m^2] \quad (1.51)$$

onde:

m	massa do líquido	$[Kg]$
ρ	densidade do líquido	$[Kg/m^3]$

As equações 1.50 e 1.51 mostram que as componentes resistiva e inercial do transdutor podem ser desprezadas com relação às do cateter quando o comprimento do cateter preenchido com o líquido for muito maior que a cavidade de transdução.

A compliância C_d do diafragma do transdutor é dada por:

$$C_d = \frac{\Delta V}{\Delta P} = \frac{1}{E_d} \quad \left[\frac{m^3}{Pa} \right] \quad (1.52)$$

sendo ΔV a variação do volume e E_d o módulo de elasticidade do diafragma do transdutor.

A relação entre a pressão aplicada (análoga à tensão de entrada) e pressão no diafragma (análoga à tensão de saída), pode ser encontrada utilizando-se a lei de Kirchhoff, de forma que:

$$v_i(t) = \frac{L_c \cdot C_d \cdot d^2 v_o(t)}{dt^2} + \frac{R_c \cdot C_d \cdot dv_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (1.53)$$

Utilizando a forma geral para as equações de segunda ordem, pode-se provar que a frequência natural não amortecida vale:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{I}{L_c C_d}} \quad \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (1.54)$$

e que o fator de amortecimento é dado pela equação:

$$\xi = \frac{R_c}{2} \sqrt{\frac{C_d}{L_c}} \quad (1.55)$$

Substituindo estes valores nas equações 1.51 e 1.52 em 1.54 obtém-se:

$$f_n = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{\Delta P}{\pi \rho L \Delta v}} \quad [\text{Hz}] \quad (1.56)$$

e:

$$\xi = \frac{4\eta}{r^3} \sqrt{\frac{L(\frac{\Delta v}{\Delta P})}{\pi \rho}} \quad (1.57)$$

As respostas transitória e em frequência do sistema cateter-transdutor podem ser estudadas através do circuito elétrico análogo ou através de ensaios experimentais, sendo que ao circuito elétrico ainda podem ser adicionados outros fatores, tais como bolhas no líquido que serão representadas por capacitores em paralelo com C_d (compliância do diafragma). Os ensaios experimentais para se determinar a resposta em frequência do sistema cateter-transdutor são basicamente dois [Shirer, 1962; Crul, 1962; Krovetz, 1974; Doebelin, 1966; Hok, 1976]:

1. utilização de um gerador senoidal de pressão com o qual se levanta a curva de resposta em frequência ponto a ponto;
2. excitação do sistema por um "degrau de pressão".

No SISTEMA MODULAR em função de sua simplicidade e reprodutibilidade utiliza-se o método do degrau de pressão, obtido através de uma seringa subitamente liberada à atmosfera. Maiores detalhes sobre este método serão vistos no Capítulo 3.

1.3.2 - PROCESSAMENTO DO SINAL DE PRESSÃO.

Grande parte dos transdutores utilizados em captação de grandezas biomédicas utilizam sensores que produzem pequenos sinais e fazem parte de uma configuração em ponte de Wheatstone. Estes dispositivos que podem ser resistivos, capacitivos ou indutivos; normalmente são passivos, isto é, não geram tensão ou corrente e necessitam uma fonte externa de alimentação. A fonte pode ser de tensão ou corrente, contínua ou alternada e o elemento sensível constitui um ou mais braços da ponte.

A Figura 1.29 mostra um sistema típico em corrente contínua onde a ponte é alimentada por uma fonte DC isolada, podendo ser balanceada por um potenciômetro e calibrada variando-se a resistência de um dos braços. O amplificador DC deve ter entrada diferencial balanceada, boa rejeição de modo comum, boa estabilidade térmica e baixo deslocamento da entrada ("drift"). A desvantagem deste tipo de condicionamento de sinal é que qualquer deslocamento de entrada ou sinal interferente de baixa frequência pode ser confundido com o sinal de saída [Jones, 1979].

O sistema tipo portadora, mostrado na Figura 1.30, normalmente emprega frequência entre 50 Hz e 20 kHz. As variações dos parâmetros do transdutor modulam a frequência da portadora e posteriormente este sinal é amplificado e demodulado. O demodulador deve ser sensível à fase, de forma que a polaridade do sinal DC de saída possa indicar a direção de variação do parâmetro de entrada.

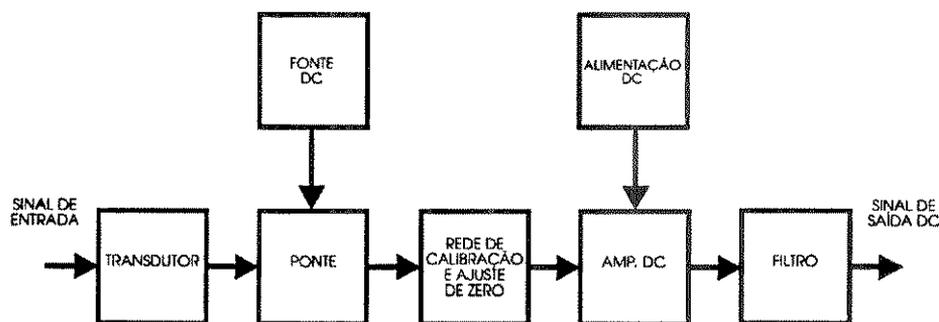


FIGURA 1.29 - Diagrama em blocos de um sistema em ponte típico, com alimentação em corrente contínua.

Para o processamento do sinal do Transdutor de Pressão do SISTEMA MODULAR optou-se pelo primeiro método, tendo sido desenvolvidos para tanto um Amplificador DC e uma Fonte de Tensão para Transdutores em Ponte, cujas principais características serão analisadas nos próximos itens.

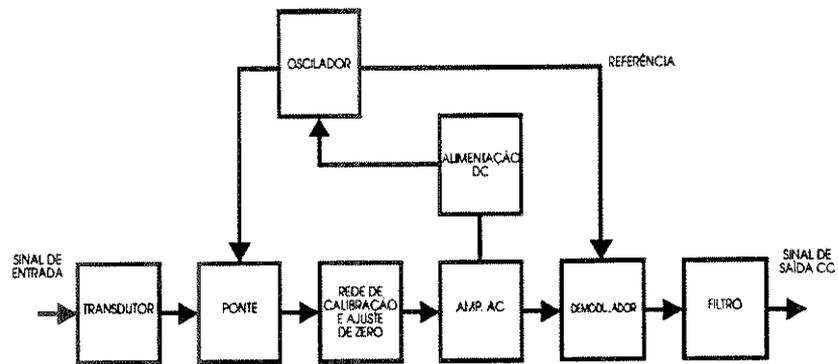


FIGURA 1.30 - diagrama em blocos de um sistema em ponte típico, com alimentação em corrente alternada.

1.3.2.1 - TRANSDUTORES EM PONTE

A ponte de Wheatstone é um sistema passivo formado por quatro impedâncias montadas duas a duas em série, como na Figura 1.31. A tensão de alimentação V é aplicada em dois vértices opostos e a tensão de saída V_0 retirada dos vértices restantes. Existem diversas formas de se equacionar o circuito ponte [Jones, 1979; Poblet, 1977; Oliver e Cage, 1971], sendo que uma das mais interessantes é a que utiliza o equivalente de Thevenin mostrado na Figura 1.32.

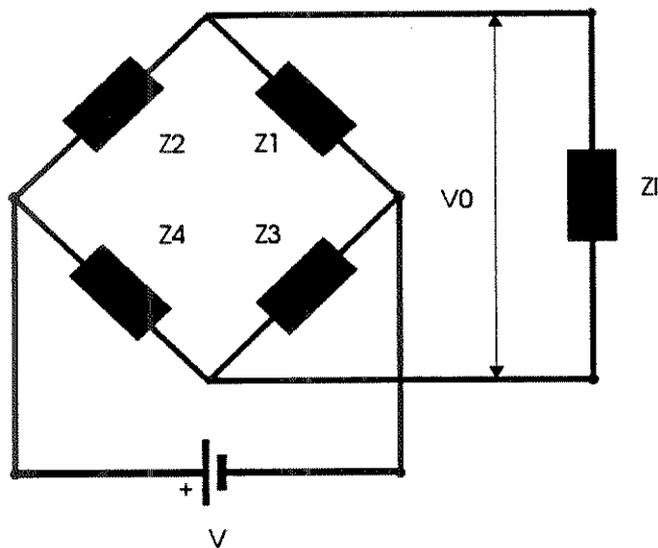


FIGURA 1.31 - Ponte de Wheatstone

Como : $V_{th} = V_O$ quando $Z_I = \infty$ pode-se escrever:

$$V_{th} = V \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) \quad [V] \quad (1.58)$$

Trocando-se a fonte de tensão V por um curto circuito, o valor da impedância vista pela carga Z_{th} pode ser calculado pela expressão:

$$Z_{th} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3 \cdot Z_4}{Z_3 + Z_4} \quad (1.59)$$

Assim, se V_{th} e Z_{th} são conhecidas, pode-se facilmente determinar I_O para qualquer carga Z_I . Este equacionamento é importante pois um problema comum na utilização de extensômetros é obter o melhor valor para a tensão de alimentação da ponte. Se por um lado é interessante alimentar o extensômetro com uma corrente elevada para obter um sinal de fácil utilização e grande sensibilidade, por outro lado, correntes elevadas modificam a resistência do extensômetro, prejudicando a precisão da medida e diminuindo a vida útil do dispositivo.

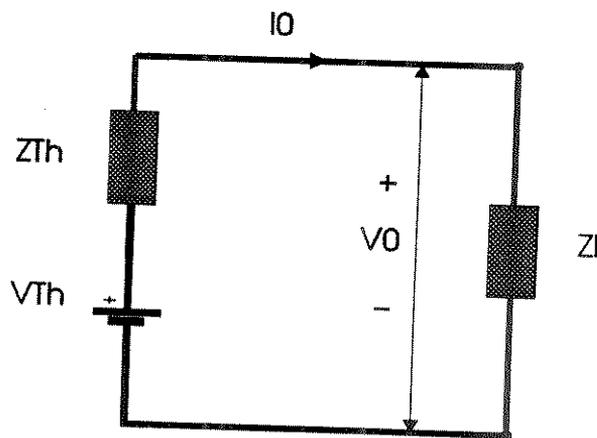


FIGURA 1.32 - Equivalente de Thévenin para o circuito da Figura 1.31.

A densidade de potência máxima que um extensômetro pode suportar depende fundamentalmente de sua resistência nominal e da área ativa da grelha (área metálica ativa do extensômetro), podendo ser calculada pelas seguintes equações:

$$PG = \frac{V^2}{4RG} \quad [W] \quad (1.60)$$

ou

$$P'G = \frac{PG}{AG} \quad [kW/m^2] \quad (1.61)$$

onde:

PG	potência dissipada na grelha	[W]
$P'G$	densidade potência na grelha	[KW/m ²]
RG	resistência do extensômetro	[Ω]
AG	área da grelha	[m ²]
V	tensão de alimentação da ponte	[V]

A tensão V é baseada em um arranjo equilibrado dos braços da ponte, onde a tensão em um braço é a metade da tensão total, e quando a área (AG), a resistência nominal (RG) e a densidade de potência na grelha (PG) são conhecidas, pode ser calculada por:

$$V = 2\sqrt{RG.P'G.AG} \quad [V] \quad (1.62)$$

Os níveis ótimos de alimentação podem ainda ser obtidos através de tabelas e curvas fornecidas pelos fabricantes de extensômetros.

A Fonte de Alimentação para Transdutores em Ponte, desenvolvida para o SISTEMA MODULAR, destina-se à utilização com diversos tipos de transdutores e configurações. Optou-se por uma montagem aberta, onde o vértices estão disponíveis no painel do módulo, para configuração externa do circuito ponte e também para compensação dos cabos de ligação, equilíbrio inicial e calibração simulada. Este dispositivo, cuja a descrição detalhada será vista no Capítulo 2, fornece uma tensão variável entre 0 e 10V.

1.3.2.2 - AMPLIFICADOR DC

Os parâmetros que serviram de base para o projeto do Amplificador DC foram praticamente os mesmos já vistos para o Amplificador AC no que diz respeito a relação de rejeição de modo comum, impedâncias de entrada e saída e configuração. No entanto, os níveis de ganho foram modificados para: x1; x5; x10; x50; x100; x500; x1.000; x10.000, em função da diversidade de fontes de sinal que podem ser utilizadas e foram tomados cuidados especiais com relação ao deslocamento DC de entrada ("drift") e ao ruído, que determinam a qualidade de um amplificador destinado à corrente contínua.

Ruído e deslocamento DC são sinais indesejados que ocorrem internamente aos amplificadores, sendo que o termo ruído normalmente é utilizado para sinais acima de 0,1 Hz e deslocamento DC são variações lentas do sinal de saída abaixo de 0,1 Hz [Strong, 1971]. O

ruído produzido em um amplificador é normalmente especificado em microvolts (pico a pico, RMS e tangencial), ou por uma resistência equivalente. O conceito de resistência equivalente considera todo o ruído em um amplificador como o ruído térmico que seria produzido por uma resistência equivalente, cujo o valor RMS é dado pela expressão [Strong, 1971]:

$$R = \frac{E_{RMS}^2 \cdot 10^{24}}{55b_w(T + 273)} \quad (1.63)$$

onde:

R	resistência equivalente ao ruído	$[\Omega]$
b_w	largura de banda	$[\text{Hz}]$
T	temperatura	$[\text{°C}]$

O valor RMS do ruído é medido colocando-se em curto circuito as entradas do amplificador para o terra e medindo-se a tensão de saída com um voltímetro RMS. Da mesma maneira o valor do ruído pico a pico é obtido, utilizando-se no lugar do voltímetro, um osciloscópio. O problema do ruído em instrumentação é bastante complexo, sendo tema para diversas publicações tais como: Sherwin, 1974; Morrison, 1977; Roberts, 1971; Hall e Keynes, 1974.

Devido às suas características de baixa frequência, o deslocamento DC do sinal de saída é normalmente especificado em microvolts pico a pico e pode ser expresso em milivolts por minuto (deslocamento de curto prazo) e em milivolts por hora (deslocamento de longo prazo). Em qualquer um dos casos considera-se a temperatura como sendo constante no interior do amplificador, sendo que uma especificação importante nos casos dos amplificadores DC é a variação do deslocamento DC com a temperatura (deriva térmica).

Conforme será visto posteriormente, utilizou-se no projeto do Amplificador DC do SISTEMA MODULAR, o pré amplificador integrado LM321, que é um circuito integrado projetado para fornecer deslocamento DC zero, quando a tensão de "off set" é zerada. A utilização deste dispositivo permitiu otimizar a corrente de operação, o ganho e o ruído, mantendo o deslocamento DC em níveis baixos, tornando o amplificador implementado adequado para o processamento dos sinais provenientes do Transdutor de Pressão.

1.4 - SONS

Os sons gerados no interior do organismo podem ter diversas origem tais como: o sistema cardiovascular, os pulmões e vias respiratórias, o estômago, etc. Basicamente, quando

um objeto em vibração é colocado em um meio adequado, ele irá produzir uma série de distúrbios, resultando, pela agitação das moléculas circunvizinhas, em pequenas zonas de alta pressão e baixa pressão. Estas zonas alternadas são chamadas de ondas ou vibrações que se propagam numa velocidade que depende do meio, ou seja, a razão de propagação varia diretamente com a elasticidade do meio e inversamente com a densidade. No caso específico de um meio viscoelástico, tal como os tecidos do corpo, a propagação é bastante complexa e se realiza de três modos diferentes [Tavel, 1978]: como uma onda de compressão viajando com a velocidade do som na água (cerca de 1500 metros por segundo); como uma onda transversal bem mais lenta (cerca de 20 metros por segundo) e, na superfície do corpo, como uma onda de superfície, uma mistura das ondas de compressão e transversal que tem a mesma velocidade da onda transversal. Estas ondas podem se propagar de um meio para o outro, porém isto implica em perda de energia por refração ou reflexão, na interface entre os meios.

Para o SISTEMA MODULAR, escolheu-se como objeto de estudo os sons gerados pelo sistema cardiovascular e vasos sanguíneos associados, cujo espectro de frequências se encontra entre 30 Hz e 1.500 Hz. A captação destes sons é denominada Fonocardiografia, e pode ser grosseiramente classificada em [Rolfe, 1979]:

1. Sons do coração - vibrações de curta duração com características transitórias;
2. Murmúrios - vibrações semelhantes a ruídos, com duração variada, maiores que as dos sons do coração, e com características de modulação também variáveis.
3. Vibrações de baixa frequência - observadas por palpação e registradas como Apexcardiogramas ou curvas de pulsação.

Existem diversas teorias a respeito da origem dos sons e murmúrios do coração [Webster, 1978; Rolfe, 1979; Tavel, 1978]. De uma forma geral, aceita-se que sons do coração são vibrações devidas à aceleração e desaceleração do sangue e murmúrios são vibrações devidas à turbulência do sangue. A Figura 1.33 mostra a correlação dos quatro sons do coração com os eventos elétricos e mecânicos associados ao ciclo cardíaco. O primeiro som, de acordo com Rushmer (1970), está associado ao movimento do sangue durante a sístole ventricular e tem duas componentes: a primeira origina-se da oscilação do sangue entre a raiz da aorta e o ventrículo e vibrações devidas à turbulência do sangue nas válvulas aórtica e pulmonar; a segunda componente é definida como um fechamento assíncrono das válvulas mitral e tricúspide. O segundo som do coração é uma vibração de baixa frequência associado com a desaceleração e fluxo reverso na aorta e artéria pulmonar e com o fechamento da válvula semilunar. Este segundo som coincide com o final da onda T do ECG.

O terceiro som do coração é atribuído a uma súbita terminação da fase de enchimento rápido dos ventrículos e o quarto som, também denominado som atrial, ocorre quando o átrio se contrai e ejeta o sangue no interior dos ventrículos. Este último som não é normalmente

perceptível, mas pode ser registrado através da Fonocardiografia. A interpretação morfológica destes sons pode ser encontrada na literatura especializada tal como Tavel (1978).

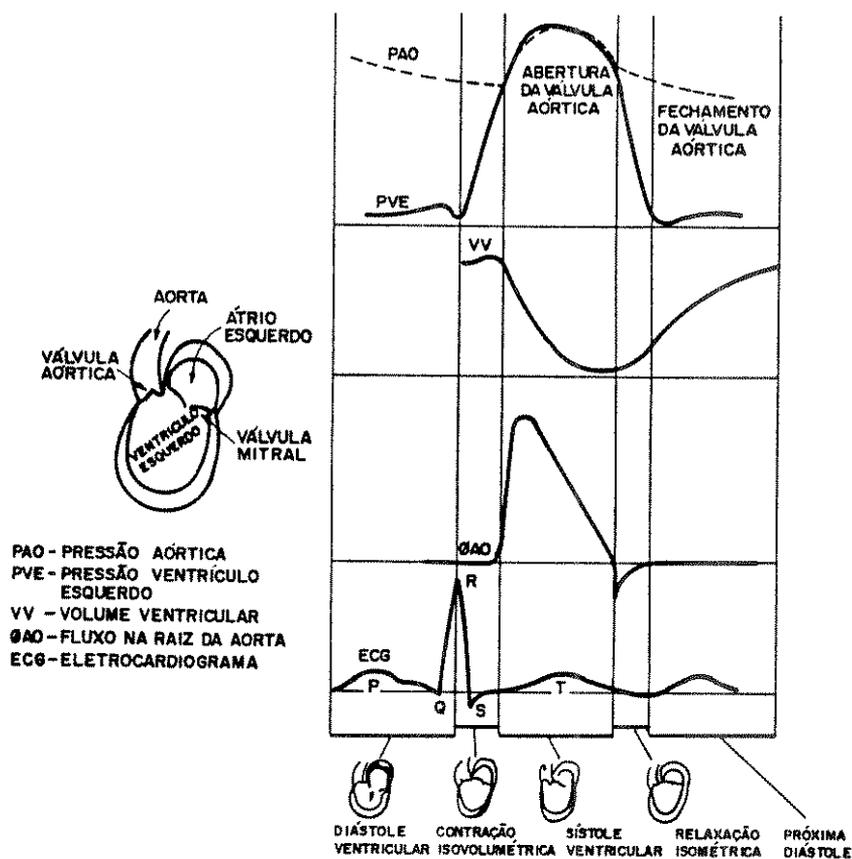


FIGURA 1.33 - Correlação dos quatro sons do coração com os eventos elétricos e mecânicos do ciclo cardíaco.

A Figura 1.34 mostra, na forma de um diagrama em blocos, uma possível configuração de um sistema de processamento de sons do coração. Para o SISTEMA MODULAR foram desenvolvidos e implementados o Transdutor de Sons, o Amplificador para Áudio e o Amplificador de Potência, cujos principais aspectos teóricos serão analisados nos próximos itens. Os Filtros indicados na figura são os mesmos já analisados anteriormente.

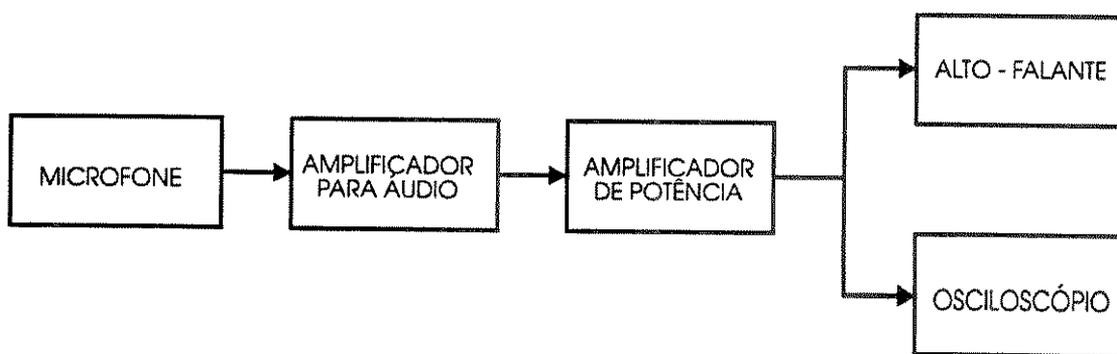


FIGURA 1.34 - Diagrama em blocos de um Fonocardiógrafo.

1.4.1 - CAPTAÇÃO DE SONS

Na captação dos sons do coração para a Fonocardiografia, normalmente são utilizados microfones, cuja função básica é converter as vibrações sonoras em sinais elétricos. Diversos tipos de microfones podem ser utilizados, tais como:

- Microfones de cristal ou piezoelétricos - estes dispositivos baseiam-se na propriedade que certos materiais cristalinos apresentam de gerar energia elétrica quando submetidos a uma deformação mecânica. Os materiais utilizados tanto podem ser cristais naturais (quartzo, turmalina, etc.) como os criados através da adição de impurezas a uma estrutura cristalina natural. Os microfones deste tipo são bastante robustos porém acusticamente pouco sensíveis.
- Microfones dinâmicos - denominados também de bobina móvel, utilizam como elemento primário de transdução um diafragma que converte a pressão sonora em movimento de uma bobina, que se encontra no interior de um campo magnético. Sua baixa impedância permite a utilização de cabos longos e apresenta a vantagem de gerar pouco ruído interno. Como inconvenientes estes microfones apresentam alta sensibilidade a campos magnéticos externos e resposta em frequência pobre.
- Microfones capacitivos - são normalmente formados por um diafragma condutor, que se move pela ação das variações de pressão sonora, e por outra placa posterior, fixa e paralela ao diafragma. Os movimentos do diafragma, com relação à placa fixa, determinam variações de capacitância elétrica do capacitor formado por este conjunto. Este tipo de microfone normalmente necessita uma polarização fixa de corrente contínua e suas principais vantagens são: resposta em frequência bastante plana, boa sensibilidade acústica, baixo nível de ruído. Suas desvantagens são: susceptibilidade à umidade e pequeno nível do sinal de saída.

Para captação de sons no SISTEMA MODULAR optou-se pela utilização de um microfone de eletreto, que pertence à família dos microfones capacitivos, de desenvolvimento recente, de baixo custo e tamanho reduzido. Estes microfones baseiam-se na propriedade de certos compostos dielétricos de grande permissividade, de que quando submetidos à ação de um campo elétrico externo, geram um campo elétrico em sua proximidade, quando o campo inicial é retirado.

A formação de películas de eletreto é realizada colocando-se entre dois eletrodos planos, separados por aproximadamente dois milímetros, uma camada de 4 a 12 micra de espessura de um material apropriado. Este conjunto é colocado no interior de um forno com temperaturas de 120 a 150 °C para filmes de poliéster e 230 °C para fluoreto de carbono, e aplicada uma tensão de aproximadamente 4 KV às placas paralelas. Mantendo-se o campo

elétrico, gradativamente baixa-se a temperatura do forno e desta forma, o material se converte em um eletreto.

Como a película de eletreto que formará o dielétrico do microfone se encontra polarizada, não é necessário para este dispositivo polarização externa. Estes dispositivos apresentam capacitância elétrica bem maior que a correspondente nos microfones capacitivos de mesmo porte, sendo porém mais sensíveis à umidade e variações de temperatura. Devido à sua alta impedância de saída, o microfone de eletreto deve ser seguido de um amplificador com elevada impedância de entrada. Em alguns modelos comerciais, como o utilizado no SISTEMA MODULAR, um transistor de efeito de campo que atua como pré-amplificador já vem acondicionado junto com a parte sensora, facilitando a manipulação do sinal de saída.

A utilização de microfones para a captação dos sons do coração pode ser feita de dois modos: com o microfone em contato direto com a pele, ou com o microfone montado em uma cavidade que é pressionada contra o tórax do paciente com a mão ou através de um mecanismo de sucção. Neste caso, o ar atua como um elemento de transmissão e, por se tratar do tipo mais utilizado na prática médica, escolheu-se esta configuração para o Transdutor de Sons do SISTEMA MODULAR.

A Figura 1.35 mostra esquematicamente um microfone de ar aplicado à caixa torácica. A cavidade de ar entre a membrana e a pele tem uma grande influência no comportamento do microfone, de forma que quanto maior for o comprimento de onda da frequência de interesse, maior deverá ser o diâmetro da cavidade. Um estudo completo sobre cavidades pode ser encontrado em Morton e Tavel, 1979.

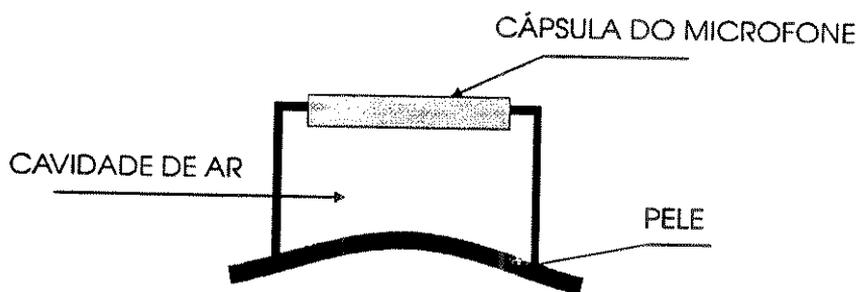


FIGURA 1.35 - Microfone cilíndrico de ar aplicado à caixa torácica.

As propriedades mecânicas da caixa torácica são de grande importância no dimensionamento do transdutor. Um método de medida da impedância mecânica do tórax é proposto por van Vollenhoven et al (1968). De uma forma geral, a impedância mecânica será uma função da densidade, propriedades elásticas do torso e do raio r da área de contato.

O acoplamento entre o transdutor e a caixa torácica também é um dado importante a ser considerado no projeto de transdutores destinados à captação dos sons do coração. De

fato, as vibrações registradas são derivadas de fontes bastante complexas, de forma que, quando o transdutor é aplicado, suas propriedades mecânicas irão carregar o tórax, influenciando na transferência de energia [van Vollenhoven, 1967], utilizando analogias com circuitos elétricos e aplicando as leis de Thévenin, postularam a relação entre as velocidades sobre condições de carga e sem carga, para o acoplamento entre transdutor e tórax, da seguinte forma:

$$\frac{vl}{vu} = \frac{Zu}{Zl + Zt} \quad (1.64)$$

onde:

vu	velocidade do tórax sem carga
vl	velocidade do tórax com carga
Zu	impedância mecânica do tórax sem carga
Zl	impedância mecânica do tórax com carga
Zt	impedância mecânica do transdutor

1.4.2 - PROCESSAMENTO DO SINAL SONORO

Os sons cardiovasculares registrados no tórax têm um espectro de frequências que depende do tipo de som que está sendo estudado e pode ser modificado por fatores tais como a resposta em frequência do microfone, movimentos do paciente, etc. As componentes de baixa frequência são mais atenuadas do que as de alta frequência e, de uma forma simplificada, pode-se dizer que a amplitude relativa da vibração é inversamente proporcional ao quadrado da frequência (12 dB por oitava) [Rolfé, 1979]. No projeto do SISTEMA MODULAR notou-se a necessidade de dois conjuntos de amplificadores: um Amplificador para Áudio destinado à pré-amplificação do sinal proveniente do microfone e um Amplificador de Potência destinado a compatibilizar os sinais provenientes do pré-amplificador com dispositivos de registros e apresentação de dados.

No projeto do Amplificador para Áudio procurou-se construir um dispositivo versátil que permitisse a utilização de vários tipos de microfones, os quais podem ser grosseiramente classificados em dois grandes grupos, segundo sua impedância elétrica: microfones de alta impedância (aproximadamente 20 k Ω) com alto nível de saída (aproximadamente 20 mV) e baixa impedância (cerca de 200 Ω) com baixo nível de saída (aproximadamente 2 mV). O primeiro grupo não exige cuidados especiais com o pré-amplificador, podendo ser usadas configurações inversoras e não inversoras padrão. A resposta em frequência é razoavelmente plana, não sendo necessária equalização e os cuidados com o

ruído do amplificador são mínimos, devido aos altos níveis do sinal de entrada. Para os microfones do segundo grupo, os baixos níveis do sinal de entrada impõem severas restrições de desempenho ao pré amplificador no que diz respeito ao ruído. Considerou-se aceitável, como parâmetro para o projeto, uma relação sinal/ruído de aproximadamente 60 dB com 2 mV de sinal de entrada, e um ruído total, equivalente a entrada, de 1 a 1,5 microvolts na faixa de 10 Hz a 10 kHz. Foram considerados suficientes no projeto, ganhos de 20 vezes para os dispositivos do primeiro grupo e 200 vezes para os do segundo.

Para o projeto do Amplificador de Potência, considerou-se que uma distorção harmônica total entre 0,1% e 0,2% seria aceitável para garantir a qualidade do sinal. Considerou-se também que uma potência de 3 W para cargas de 4 Ω , seria suficiente para compatibilizar o SISTEMA MODULAR com a maior parte dos dispositivos de registro e apresentação de dados, tais como: alto-falantes e galvanômetros.

1.5 - TEMPERATURA

A medida de temperatura dos sistemas vivos geralmente fornece informações importantes sobre o seu estado fisiológico. A temperatura externa do corpo, como exemplo, é um dos parâmetros utilizados para avaliação de paciente em choque visto que a redução da pressão sanguínea resulta em baixo fluxo sanguíneo na periferia do sistema circulatório com conseqüente queda da temperatura nas extremidades do corpo. Por outro lado as infecções são normalmente acompanhadas por elevação da temperatura, sendo esta uma informação muito importante para a monitoração dos estados infecciosos. Pode-se ainda constatar que ao lado dos eletrocardioscópios utilizados para a monitoração do ECG, os aparelhos mais comumente encontrados em unidade de terapia intensiva são diversas formas de termômetros elétricos projetados para indicar, e algumas vezes registrar, a temperatura em locais selecionados dos pacientes. A temperatura do corpo ainda permite a medida indireta de outros parâmetros fisiológicos, tais como fluxo sanguíneo, atividade respiratória, etc.

O fenômeno mais simples utilizado para transdução da temperatura é a dilatação térmica, que serve de base para o termômetro de mercúrio. Outros fenômenos que podem ser utilizados são:

- Variação da resistência de um condutor - é o princípio de funcionamento das sondas de resistência, onde as características de resistência em função da temperatura dependem do material utilizado. O elemento sensor consiste geralmente de um enrolamento de fio muito fino, normalmente platina, cobre ou níquel, colocado entre capas de material isolante e protegido por um revestimento de vidro ou cerâmica. O material que forma o condutor normalmente é caracterizado por um "coeficiente de temperatura de resistência" que

expressa, a uma temperatura específica, a variação da resistência em Ohms do condutor, por grau de variação de sua temperatura.

- Diferença de potencial criado na união de dois metais diferentes - neste fenômeno, descoberto por Seebeck em 1921, baseia-se o funcionamento do termopar. Em sua forma mais simples, um termopar consiste de dois metais diferentes soldados de forma a criar duas junções: uma de medida ou "junção quente" e outra de referência ou "junção fria", que quando mantidas a temperaturas diferentes provocam o aparecimento de uma corrente circulando pelo anel.
- Intensidade de radiação total emitida pelo corpo - é o princípio de funcionamento dos pirômetros de radiação que se baseiam na lei enunciada por Stefan - Boltzmann, a qual estabelece que "a intensidade de energia radiante emitida pela superfície de um corpo aumenta proporcionalmente com a quarta potência da temperatura do corpo".

Além dos fenômenos citados anteriormente, outros, como velocidade do som em um gás, frequência de ressonância de um cristal, etc., são utilizados em laboratórios para medidas de temperatura. Referências mais detalhadas sobre sensores e transdutores de temperatura podem ser encontradas na literatura especializada: Neubert (1975); Cobbold (1974) e Doebelin (1966). Para o SISTEMA MODULAR escolhemos o termistor cujo princípio de funcionamento é a variação da resistência de um semiconductor, para caracterizar a captação de sinal de temperatura. Em função disto, iremos discutir com maiores detalhes as principais características teóricas deste dispositivo no próximo item.

1.5.1 - TERMISTORES

Os Termistores são sensores termoresistivos cujo princípio de funcionamento baseia-se nas propriedades de determinados semicondutores do tipo cerâmico. São dispositivos de pequenos tamanho, boa estabilidade a longo prazo e grande coeficiente de temperatura. Podem ser classificados em três tipos [Cobbold, 1974]:

1. Tipo NTC (coeficiente negativo de temperatura) - fabricados por sinterização a altas temperaturas de certas misturas de óxido metálicos. Estes dispositivos têm coeficientes de temperatura na faixa de -3% a -5% por °C e podem ser construídos com dimensões menores que 0,5 mm e com valores de resistência variando entre alguns Ω a vários $M\Omega$. Dispositivos deste tipo encapsulados em vidro costumam ter estabilidade melhor que 0,2% de seu valor nominal por ano.

2. Tipo PTC (coeficiente positivo de temperatura) - são dispositivos construídos por sinterização de misturas de titanato de bário e estrôncio. Possuem coeficientes de temperatura na faixa de 10% a 60% por °C.
3. Tipo cristal simples - normalmente utiliza-se o silício convenientemente dopado que tem coeficiente positivo de temperatura. Estes componentes têm excelente estabilidade e seu coeficiente de temperatura varia ao redor de 0,7% por °C, dependendo do grau de impurezas adicionadas ao semiconductor.

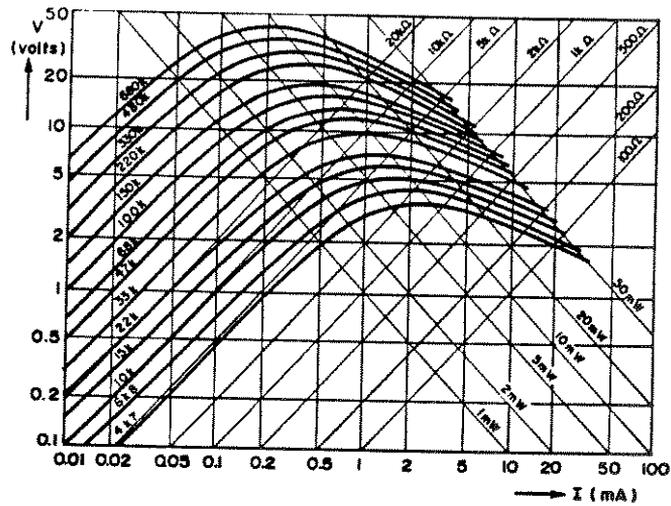


FIGURA 1.36 - Curvas características de Corrente x Temperatura para vários termistores.

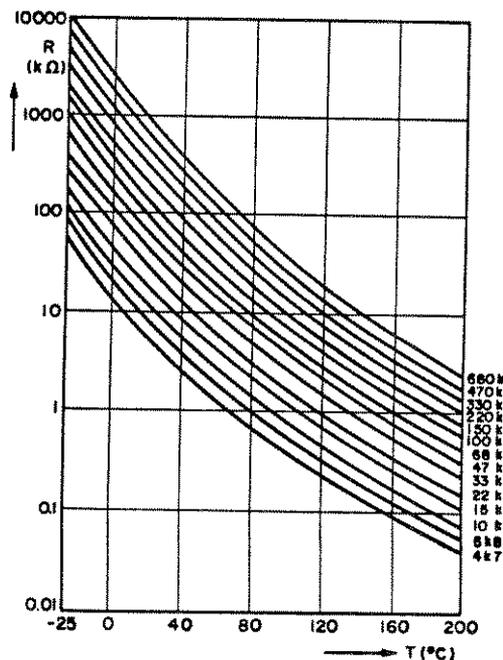


FIGURA 1.37 - Curvas características de Resistência x Temperatura para os termistores da Figura 1.36.

As Figuras 1.36 e 1.37 mostram respectivamente, as características de corrente em função da tensão e resistência em função da temperatura para um conjunto de termistores NTC. Nota-se na Figura 1.36 que, para pequenas correntes, onde a potência dissipada no termistor é baixa, as características são praticamente lineares. Na Figura 1.37 pode-se notar que a variação da resistência é altamente não linear com a variação da temperatura. Esta variação pode ser expressa pela seguinte equação:

$$R_t = R_o \exp\left[\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)\right] \quad (1.65)$$

onde:

R_t	resistência do termistor na temperatura T	[Ω]
R_o	resistência do termistor na temperatura T_o	[Ω]
β	constante do material do termistor	[$^{\circ}\text{K}$]

A constante β dependendo do material utilizado no termistor, da quantidade de impurezas e do método de fabricação, podendo variar entre 1500 e 6000 $^{\circ}\text{K}$. Normalmente este é um dado fornecido pelo fabricante do dispositivo.

A não linearidade da resistência em função da temperatura costuma ser um problema para o projetista de instrumentação, principalmente quando se deseja cobrir uma grande faixa de temperaturas. Diversos esquemas de linearização têm sido propostos [Cobbold, 1974; Doebelin, 1966], sendo o mais comumente utilizado aquele que reduz a não linearidade pela adição de uma resistência R_p em paralelo com o termistor, conforme mostra a Figura 1.38a. Uma outra forma, também bastante utilizada, é a que coloca em série com o termistor uma condutância G_s , conforme mostra a Figura 1.38b. Estas duas aproximações são úteis para faixas limitadas de temperatura e os valores de R_p e G_s podem ser deduzidos de:

$$R_p = R_{ti} \left(\frac{\beta - 2T_i}{\beta + 2T_i} \right) \quad [\Omega] \quad (1.66)$$

onde R_{ti} é a resistência do termistor na temperatura T_i , e:

$$G_s = G_{ti} \left(\frac{\beta - 2T_i}{\beta + 2T_i} \right) \quad [S] \quad (1.67)$$

onde G_{ti} é a condutância do termistor na temperatura T_i

A linearização utilizando resistores em série ou em paralelo, apresenta como desvantagem a diminuição do coeficiente efetivo de temperatura da combinação. Outros

circuitos mais complexos têm sido propostos para este fim, como por exemplo a utilização de dois termistores em um só encapsulamento com três terminais.

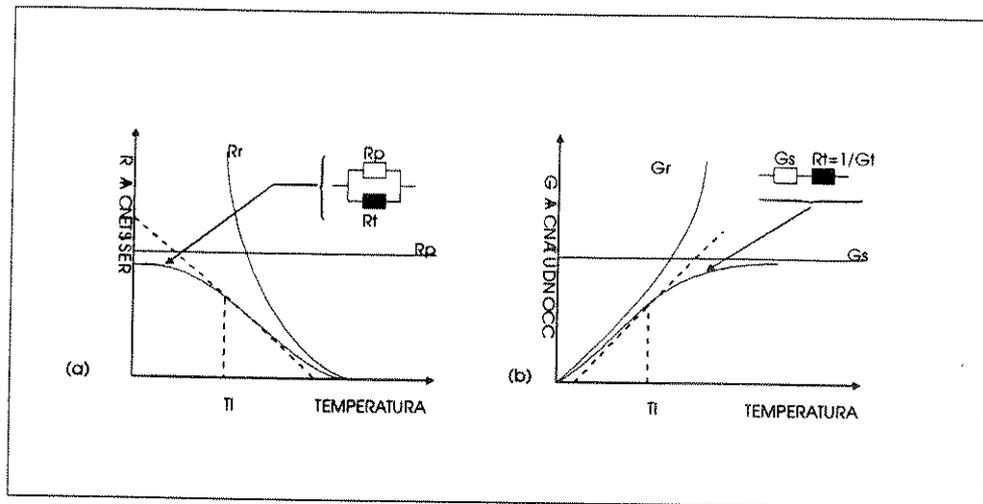


FIGURA 1.38 - Linearização de termistores: a) circuito paralelo; b) circuito série

1.5.2 - PROCESSAMENTO DO SINAL DE TEMPERATURA

A Figura 1.39 mostra na forma de um diagrama em blocos uma das possíveis configurações de um sistema de aquisição e processamentos de sinais de temperatura. A etapa de amplificação e filtragem é a mesma já analisada no itens 1.3.2.2 e 1.3.3.2. Para registro e apresentação dos dados foi desenvolvido um voltímetro digital de 3 1/2 dígitos e 199 mV de fundo de escala, utilizando o circuito integrado ICL7107.

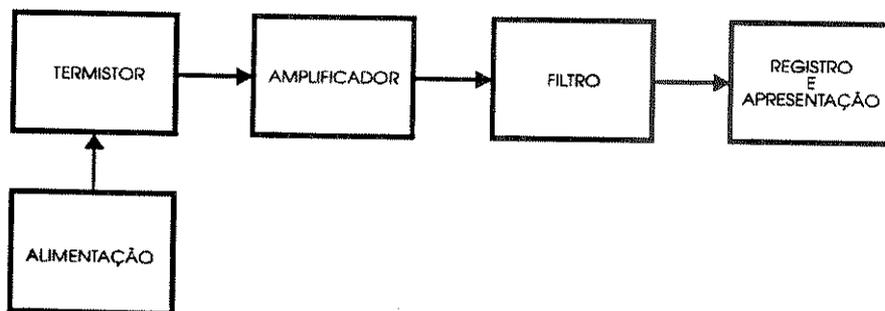


FIGURA 1.39 - Diagrama em blocos de um termômetro.

Com relação à alimentação do termistor, dois tipos de sistemas podem ser utilizados: aqueles no qual o termistor faz parte de uma ponte, similar à utilizada para

extensômetros, e aqueles diretamente alimentados por uma fonte de corrente. O primeiro sistema é mais utilizado quando é necessária uma boa acuidade e sensibilidade e o segundo caso é particularmente útil em medidas onde a variação esperada em resistência com a variação da quantidade física é maior que 5% do valor nominal do transdutor [Strong, 1971]. Outra característica do método usando fonte de corrente é que as resistências de contato, que normalmente afetam as medidas com sensores de baixo valor nominal, podem ser praticamente desconsideradas quando a alimentação é feita utilizando-se uma fonte de corrente constante.

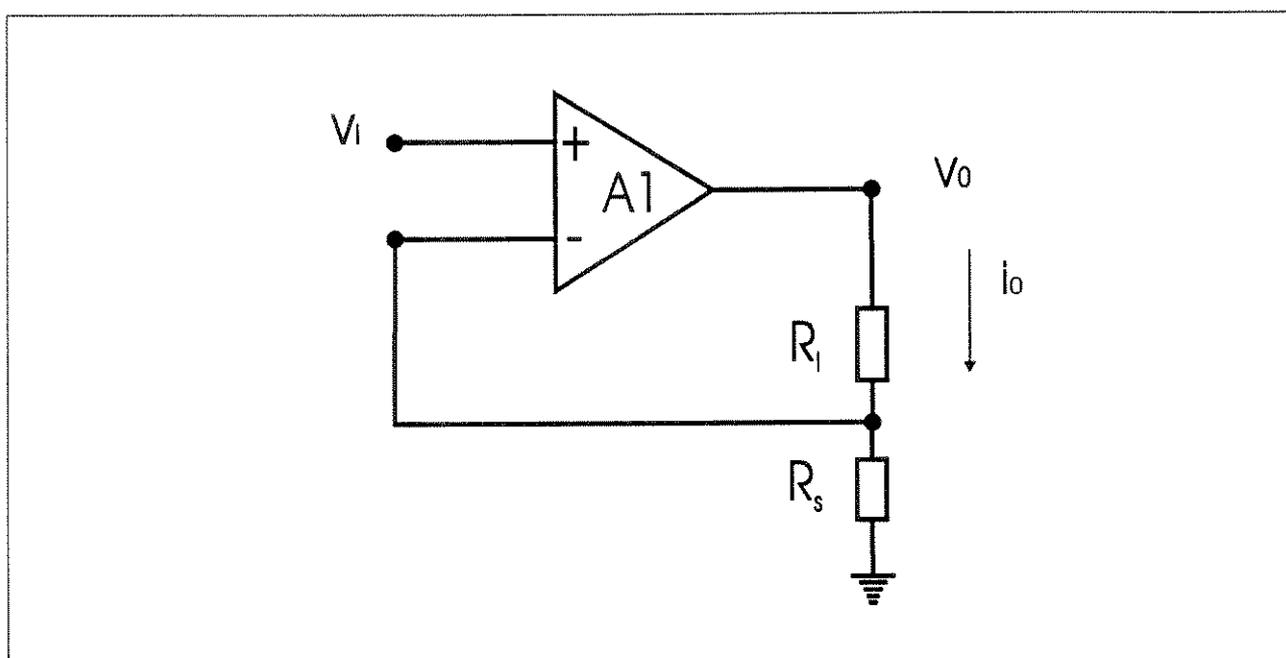


FIGURA 1.40 - Esquema básico da Fonte de Corrente.

Tendo em vista a utilização didática do SISTEMA MODULAR, optou-se pelo desenvolvimento de uma fonte de corrente constante para cargas de até 100 kOhms, regulável entre -1 mA e +1 mA e -10 mA e +10 mA, como um recurso a mais para o sistema. O circuito desenvolvido é mostrado na Figura 1.40, onde o amplificador operacional A1 é um amplificador de transcondutância ou conversor corrente tensão. Este circuito faz circular uma corrente i_o através de R_I , que é proporcional à tensão de entrada v_i . A corrente de saída é "sentida" pelo resistor R_s , denominado sensor, e a tensão resultante realimenta em série, a tensão de entrada. Pode-se provar que a tensão V_o pode ser calculada pelas equações [Stout e Kaufman, 1976; Graeme et all, 1971; Graeme, 1973]:

$$v_o = v_i \frac{(R_s + R_I)}{R_s} \quad [V] \quad (1.68)$$

sendo que a corrente através de R_i é dada por:

$$i_o = \frac{v_o}{R_s} + R_i \quad [A] \quad (1.69)$$

combinando-se as duas equações anteriores tem-se

$$i_o = \frac{v_i}{R_s} \quad [A] \quad (1.70)$$

Nota-se que a corrente de saída independe da carga.

1.6 - FLUXO

A medida de fluxo nos sistemas vivos, assim como a de pressão, é de grande importância em diversas áreas de pesquisa fisiológica e clínica médica. Ainda que a informação de fluxo mais utilizada seja a do sistema circulatório, informações sobre outros processos tais como: fluxo no sistema respiratório, variação do fluxo de urina com o tempo, etc., são rotineiramente adquiridas. Existem numerosas técnicas utilizadas na medida de fluxo, todas elas com vantagens e desvantagens que dependem principalmente do local onde se deseja fazer a medição. Os principais métodos utilizados atualmente são:

1. Métodos eletromagnéticos - os fluxômetros eletromagnéticos baseiam-se na lei de Faraday que estabelece que quando um condutor, no caso o sangue, se desloca através de um campo magnético de forma a cortar as linhas de fluxo, uma força eletromotriz é gerada, com valor em um determinado instante, proporcional à velocidade. Estes instrumentos são capazes de medir valores instantâneos de fluxos pulsáteis e operam em qualquer líquido condutivo. São utilizados de forma invasiva, sendo necessário que a ponta de prova envolva um vaso sanguíneo intacto. O equacionamento, detalhes construtivos e formas de utilização deste tipo de transdutor podem ser encontrados nas seguintes referências: Cobbold (1974); Webster (1978).
2. Métodos utilizando ultra-som - os denominados sistemas de medida de fluxo ultra-sônicos utilizam como princípio de funcionamento um dos seguintes fenômenos físicos: o que estabelece que a velocidade efetiva do som em um meio que se move é igual à velocidade do som relativa ao meio somada à velocidade do meio, ou a variação em frequência que ocorre quando uma onda ultra-sônica se propaga em um meio em movimento (efeito Doppler), de forma que o deslocamento em frequência da onda é proporcional à

velocidade. Estes dispositivos são utilizados nas medidas de fluxo instantâneo e de forma não invasiva. Cobbold (1974) e Webster (1978) apresentam os principais aspectos relacionados com o fluxômetros ultra-sônicos, e um estudo bastante completo sobre o tema pode ser encontrado em Fry (1978) volumes 1 e 2.

3. Técnicas que utilizam o gradiente de pressão - são baseadas na relação matemática entre velocidade e gradiente de pressão ao longo de vasos sanguíneos. É utilizado na medida de fluxo instantâneo e exige a introdução de um cateter no interior do vaso onde se pretende realizar a medida [Cobbold (1974)].
4. Pletismografia - baseia-se na constatação de que o volume dos tecidos varia com a pulsação do sangue e conseqüentemente a impedância também varia. Utilizando-se, por exemplo, eletrodos, é possível relacionar esta variação de impedância com o fluxo sanguíneo no local de medida.
5. Métodos que utilizam a diluição de indicadores - são utilizados para medidas de fluxo médio em um período e baseiam-se no princípio de que se a concentração de uma determinada substância indicadora é conhecida na entrada e na saída em um determinado órgão, e se um volume conhecido desta substância é adicionado ou eliminado do órgão por unidade de tempo, então o fluxo pode ser determinado. Basicamente três métodos se enquadram nesta classificação: o de Fick, estabelecido em 1870, que utiliza como indicador o oxigênio consumido pelo organismo, o método da termodiluição que utiliza como indicador o calor, e métodos que utilizam corantes.

1.6.1 - DÉBITO CARDÍACO POR TERMODILUIÇÃO

Para caracterizar no SISTEMA MODULAR a medida da grandeza fluxo, optamos por uma simulação da medida de Débito Cardíaco por Termodiluição. O débito cardíaco (D.C.) é definido como o volume de sangue ejetado por qualquer uma das duas câmaras ventriculares, num determinado intervalo de tempo, geralmente de duração de um minuto, ou seja, o D.C. é igual ao produto da frequência cardíaca pelo volume sistólico. Devido à existência de dois ventrículos, pode-se definir D.C. direito e esquerdo, relativos respectivamente às câmaras direita e esquerda do coração. O valor típico para o D.C. em adultos é de 6 litros/minuto para homens e 5 litros/minuto para mulheres. Estes valores variam com a idade e com a superfície corpórea.

O método da termodiluição foi descrito em 1954, e nesta técnica o D.C. é obtido a partir da variação da temperatura do sangue circulante ocasionada pela injeção rápida de uma quantidade conhecida de uma solução fria, num ponto específico da circulação (local de injeção). A solução fria se mistura com o sangue, provocando o seu resfriamento, e em outro

ponto, o mais distante possível do local de injeção, a variação da temperatura do sangue é registrada. A curva obtida, que expressa essa variação em função do tempo, é denominada curva de termodiluição, cuja forma típica é mostrada na Figura 1.41. Observa-se nesta curva uma subida rápida até o valor de pico, seguida por uma fase descendente mais prolongada, sendo que o retorno à linha de base é exponencial, com exceção da fase final. O aspecto desta curva depende fundamentalmente dos locais de injeção e amostragem, e pode ser alterado por fatores como: mistura inadequada do indicador com o sangue, mudanças bruscas na frequência cardíaca e na pressão sanguínea, padrões anormais de respiração, volume do injetato, etc. [Pavek, 1964; Ellis et al, 1972]. Em clínica médica normalmente são utilizados injetatos à 0°C e à temperatura ambiente.

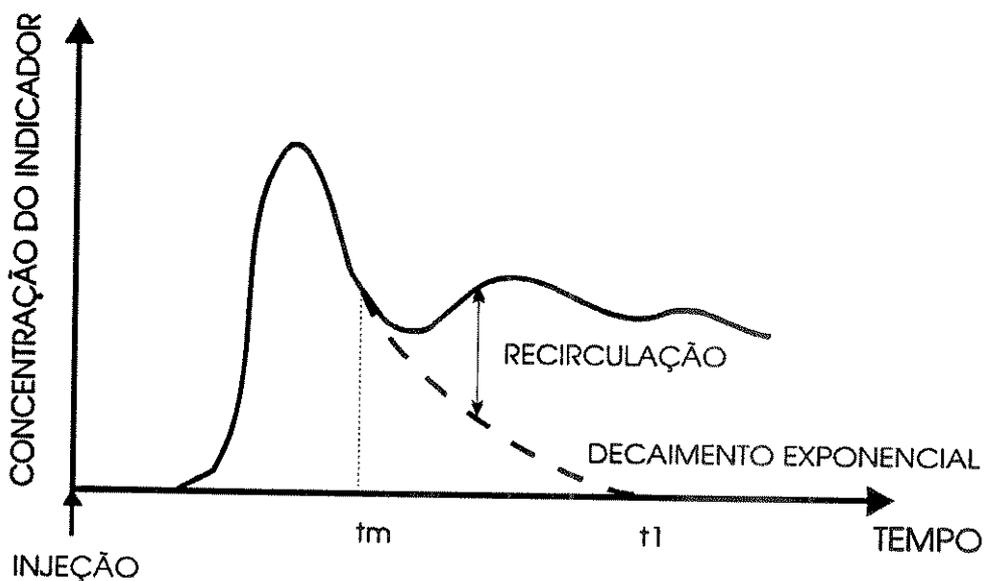


FIGURA 1.41 - Forma típica da curva obtida pelo método da termodiluição na medida do Débito Cardíaco.

O valor do D.C. é obtido calculando-se a área abaixo da curva de termodiluição obtida, através da equação:

$$D.C. = \frac{V_i K_1 (T_b - T_i) K_2}{\int \Delta T_b(t) dt} \quad \left[\frac{m^3}{s} \right] \quad (1.71)$$

onde

V_i	volume do injetato	[m ³]
K_1	fator densidade	
T_b	temperatura inicial do sangue	[°K]
T_i	temperatura inicial do injetado	[°K]
K_2	constante de correção	
$\Delta T_b(t)$	variação da temperatura do sangue com o tempo	

Por sua vez, o fator de densidade é definido por:

$$K_1 = \frac{SG_i \cdot SH_i}{SG_b \cdot SH_b} \quad (1.72)$$

onde SG_i [Kg/m³] e SH_i Joule/Kg°K representam densidade e calor específico do injetato e SG_b e SH_b as mesmas grandezas relativas ao sangue. A densidade do sangue varia com o hematócrito e a concentração de proteínas no plasma, entre 1,13 e 1,07.[Kg/l] A constante de correção K_2 é necessária para ajustar unidades, bem como para compensar o espaço morto introduzido pelo cateter e as trocas de calor, sendo obtida experimentalmente ou fornecida pelo fabricante no caso de equipamentos comerciais.

CAPÍTULO II O EQUIPAMENTO

2.1 - INTRODUÇÃO

Conforme foi visto anteriormente, o SISTEMA MODULAR foi projetado para servir de apoio a laboratórios didáticos relacionados com TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS, podendo também ser utilizado como equipamento auxiliar no desenvolvimento de transdutores e instrumentação biomédica. Neste Capítulo serão analisados cada um dos módulos e transdutores desenvolvidos, do ponto de vista de sua construção, calibração e funcionamento.

As grandezas que orientaram o projeto e a construção do primeiro protótipo foram:

- Biopotenciais;
- Pressão;
- Sons;
- Fluxo;
- Temperatura.

Para a captação e processamento destas grandezas, ou para a realização de simulações que permitam caracteriza-las, foram desenvolvidos diversos módulos, que podem ser caracterizados em quatro sub-sistemas:

1. Registro e apresentação de dados - para este sub-sistema foram desenvolvidos dois módulos: Voltímetro Digital de 3 1/2 dígitos e um Detector de Pulsos. Quando utilizado em laboratório, o sistema poderá também ser conectado a equipamentos comerciais tais como: Osciloscópio, Galvanômetro, Alto Falante e Polígrafo.
2. Fontes - foram implementadas duas fontes de corrente contínua, utilizadas na alimentação dos módulos e eventuais interfaces, uma de +15V e -15V com capacidade de fornecer até 3 A e a outra de +5V e -5V com capacidade de 1 A. Foram também desenvolvidas uma fonte de corrente constante, ajustável entre +1 mA e -1 mA, destinada à alimentação de transdutores e uma fonte de tensão variável entre 0V e 10V utilizada para alimentar configurações de transdutores em ponte.

3. Processamento de Sinal - este sub-sistema pode ser considerado o "coração" do SISTEMA MODULAR, sendo composto por: Pré-Amplificador AC; Pré-Amplificador DC; Pré-Amplificador para Áudio; Amplificador de Potência; Filtros Passa Baixas e Rejeita Faixa (60 Hz).
4. Transdutores - devido ao alto custo e especificidade dos transdutores comerciais, este sub-sistema tornou-se crítico no projeto. Optou-se por adquirir os elementos sensíveis e acondicioná-los de maneira a se obter transdutores didáticos, sem no entanto, descartar-se a possibilidade de utilização de dispositivos comerciais. Foram utilizados Extensômetros no Transdutor de Pressão, Microfones de Eletreto para a captação de Sons, Eletrodos de Superfície para a captação de Biopotenciais e Termistores para medidas de Fluxo e Temperatura.

Tendo em vista a utilização didática do SISTEMA MODULAR, procurou-se implementar os módulos com as seguintes características:

- Fácil acesso aos pontos importantes do circuito, de forma a permitir medidas, calibrações e substituições de componentes;
- Utilização de componentes de fácil aquisição no mercado nacional, permitindo manutenção rápida e fácil reprodução dos módulos;
- Compatibilidade total entre os vários módulos que foram acondicionados em dois bastidores de 19", com barramento de alimentação traseiro, o que confere flexibilidade ao SISTEMA MODULAR;
- Na medida do possível, foram previstas e facilitadas expansões futuras do SISTEMA MODULAR.

2.2 - MÓDULOS AMPLIFICADORES

Normalmente os sinais fisiológicos obtidos através de eletrodos ou de outros transdutores têm sua amplitude abaixo de 10mV [Strong, 1971], necessitando portanto de amplificação para tornarem-se compatíveis com dispositivos de registro e apresentação de dados. No projeto do SISTEMA MODULAR verificou-se a necessidade dos seguintes módulos amplificadores:

- Módulo Pré-Amplificador AC - utilizado na captação de biopotenciais através de eletrodos;

- Módulo Pré-Amplificador DC - utilizado para condicionamento de sinais provenientes de transdutores com alimentação em corrente contínua;
- Módulo Pré-Amplificador para Áudio - utilizado com o microfone de eletreto na captação de sons;
- Módulo Amplificador de Potência - utilizado para compatibilizar os sinais provenientes do Módulo Pré-Amplificador para Áudio com dispositivos de registro e apresentação de dados, como por exemplo um alto falante.

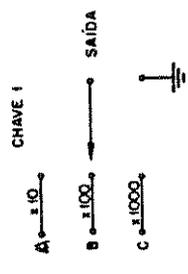
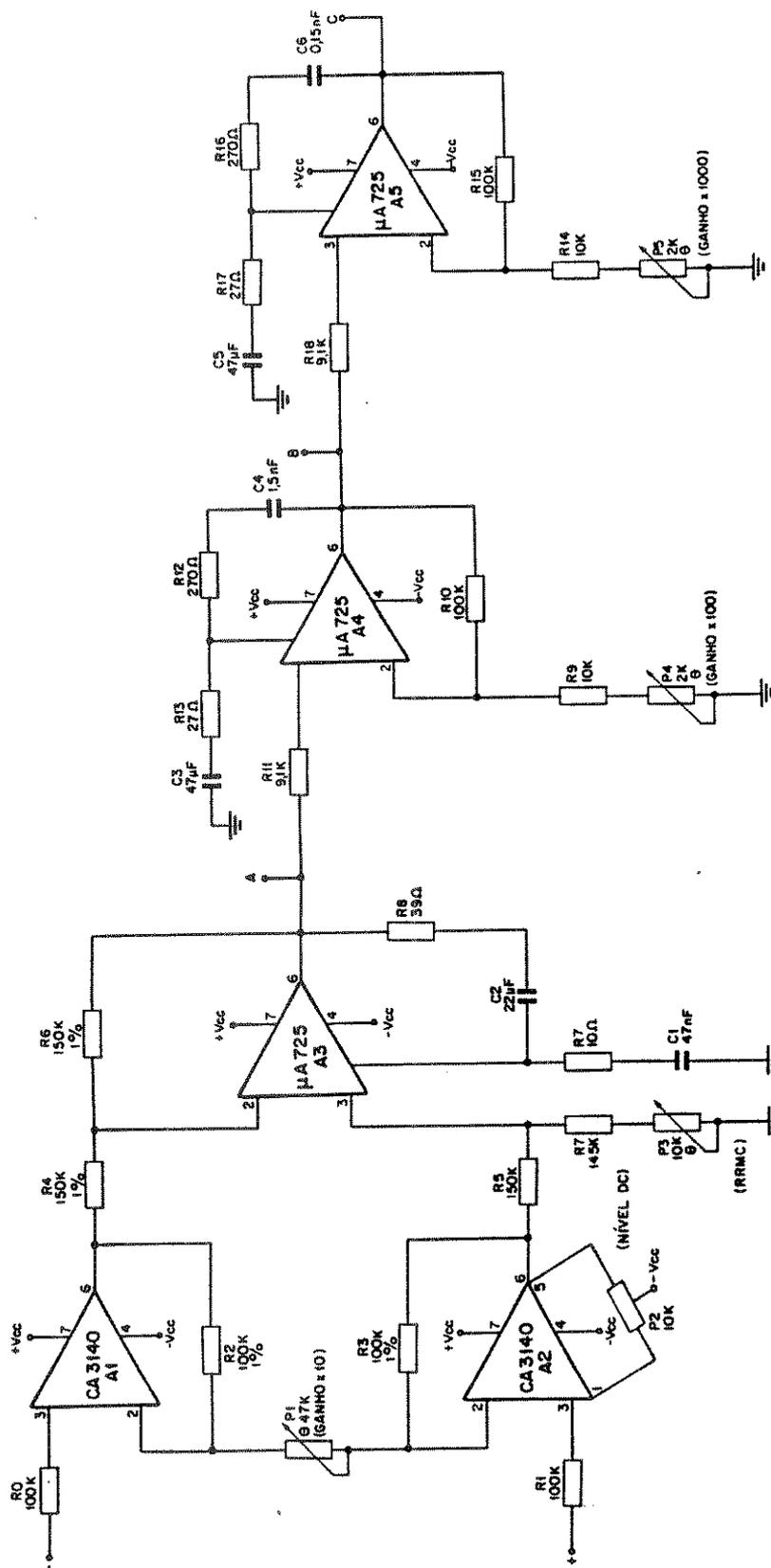
Nos próximos itens serão analisados os aspectos práticos dos Módulos Amplificadores implementados, apresentando-se os circuitos desenvolvidos e sua descrição de funcionamento, bem como os resultados obtidos nos ensaios dos dispositivos em bancada..

2.2.1 - PRÉ-AMPLIFICADOR AC

Para preencher os requisitos de um amplificador destinado ao processamento de biopotenciais, tais como relação de rejeição de modo comum, banda passante, impedâncias de entrada e saída, etc., já analisadas no Capítulo 1, a configuração escolhida foi a do Amplificador de Instrumentação, pelas seguintes razões:

- Este tipo de configuração permite a obtenção de alta impedância de entrada, da ordem de vários $T\Omega$;
- Permite o ajuste da relação de rejeição de modo comum (RRMC), de forma a se obter valores elevados (maiores que 120 dB por década);
- Ajuste fácil da tensão de "off-set";
- É possível se obter ganhos elevados sem a utilização de valores elevados de resistores de realimentação;
- Experimentalmente, foi a configuração que apresentou menor ruído e maior banda passante.

A Figura 2.1 mostra o diagrama esquemático do circuito que foi montado em placa padrão de circuito impresso. Os estágios de entrada A1 e A2 foram projetados para fornecer ganho 10, ajustável através do potenciômetro interno P1. Esse ganho foi determinado experimentalmente, levando-se em consideração os critérios vistos no Capítulo 1, referentes à banda passante e nível de ruído.



NOTA:

- 1 - TODOS OS RESISTORES NÃO ESPECIFICADOS SÃO DE 1/4 W, 5%
- 2 - Ø AJUSTE INTERNO
- 3 - +Vcc = +15V
-Vcc = -15V

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP			
Título: PRÉ AMPLIFICADOR AC			
Proj.: BOTTESI	Des.: LUIZA MARIA	Res.	Rev.
Cod.: A3	Forma:	Esc.	Arq.

FIGURA 2.1 - Diagrama esquemático do Módulo Pré-Amplificador AC.

A Relação de Rejeição de Modo Comum do circuito depende de A3 e do casamento dos resistores R6, R4, R7 e R5, de forma que devem ser válidas as relações:

$$R4 = R5 \quad (2.1)$$

e

$$R6 = R7 \quad (2.2)$$

Nota-se que um descasamento dos resistores R1, R2 e R3 afeta apenas o ganho diferencial e não o de modo comum. Para a obtenção de um valor elevado de RRMC utilizou-se no estágio de saída A3, o Amplificador Operacional de Instrumentação LM 725, que apresenta, entre outras características, uma rejeição de modo comum de 120 dB. Utilizou-se também resistores de 1% de precisão e, associado a R7, um potenciômetro interno multivoltas de precisão P3, que permite o ajuste da RRMC.

As impedâncias das entradas não inversoras são determinadas pelos amplificadores A1 e A2. Foi usado aqui o Amplificador Operacional CA3140, de tecnologia BIMOS, que tem estágio de entrada MOS/FET com impedância nominal de $1,5 T\Omega$ e corrente de entrada da ordem de 10 pA.

Nos estágios A4 e A5 foram utilizados os circuitos integrados $\mu A725$, em configuração não inversora, de forma a obter-se ganhos de 10, 100 e 1.000 vezes, selecionáveis externamente através de uma chave. Foram implementados dois estágios com o objetivo de obter a mesma banda passante para todos os valores de ganho.

O Módulo Pré-Amplificador AC permite ainda o controle externo do nível DC de saída, entre +15V e -15V através do potenciômetro P2, bem como o ajuste interno dos ganhos através de P4 (ganho 100) e P5 (ganho 1.000).

Os testes do módulo montado, realizados em bancada, apresentaram os seguintes resultados:

GANHO	10, 100 e 1.000
RRMC	122 dB em 60 Hz
RUÍDO	0,9 μV

A resposta em frequência do Módulo Pré Amplificador AC obtida com 2,4V na entrada e ganho x10, pode ser vista na Figura 2.2. Na Figura 2.3 tem-se os aspectos interno e externo do equipamento montado.

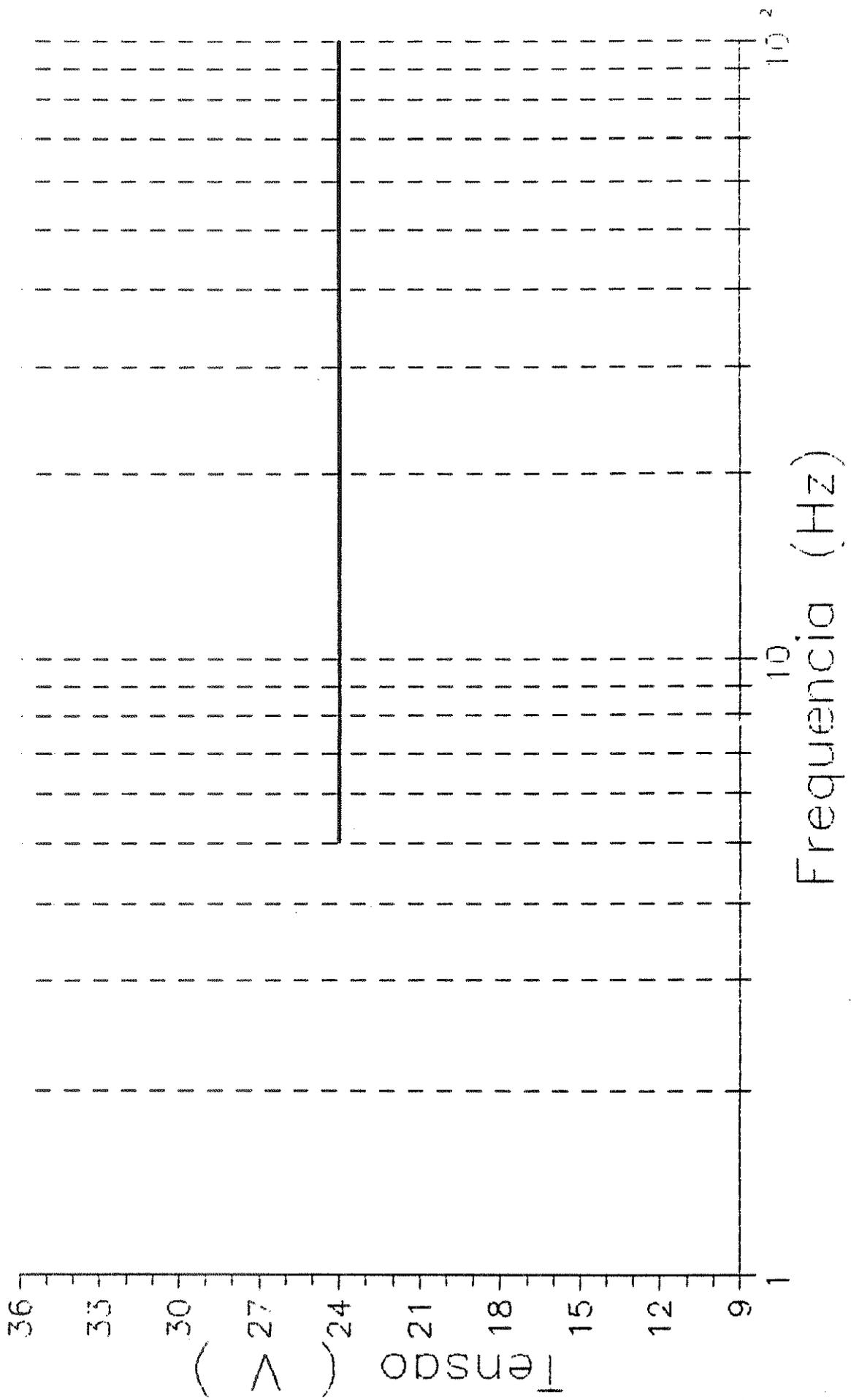


Figura 2.2 - Resposta em frequência do Módulo Pré-Amplificador AC.

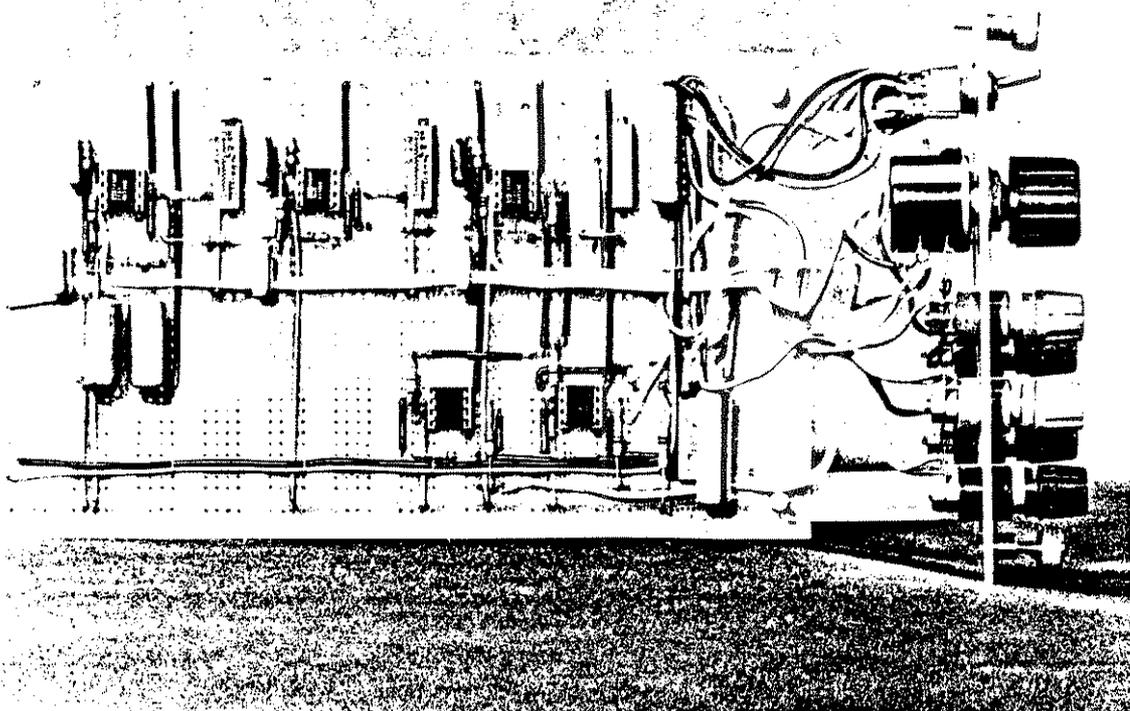


FIGURA 2.3 Aspectos interno e externo do Módulo Pré-Amplificador AC

2.2.2 - PRÉ-AMPLIFICADOR DC

A Figura 2.4 apresenta o diagrama esquemático do Módulo Pré Amplificador DC que foi implementado para o SISTEMA MODULAR. Como o pré requisito mais importante deste projeto foi manter um baixo deslocamento DC da entrada ("drift"), optou-se pela utilização, no estágio inicial, do pré amplificador de precisão LM321, que é um circuito integrado projetado para fornecer deslocamento DC zero quando a tensão de "off-set" é zerada. Este CI permite ainda que a corrente de trabalho seja programada através dos resistores R1 e R2, de forma a otimizar a corrente de operação, o ganho, a velocidade e o ruído, sempre mantendo o deslocamento DC em níveis baixos. Outra característica importante do LM321 é que o deslocamento DC não depende da rede formada por R1, R2, P1 e P2, de forma que pode-se trabalhar com uma faixa larga de correntes, mantendo constante o deslocamento DC.

No circuito montado, os amplificadores A1 e A2 configuram um amplificador de Instrumentação, com entrada diferencial e ganho 1.000, sendo que o LM321 é utilizado operando em malha aberta, como conversor da tensão de entrada em corrente diferencial nos pinos 1 e 8, e o amplificador operacional LM308 atua como conversor corrente - tensão. Escolheu-se utilizar ganho 1.000 neste primeiro estágio pois, experimentalmente, foi o melhor valor encontrado para otimizar as características de ruído, RRMC e banda passante. Os resistores R1 e R2, juntamente com o potenciômetro P1, determinam a corrente de operação do LM321 em 26 mA e permitem o ajuste da tensão de "off-set". O potenciômetro P2 permite o ajuste fino do ganho.

Devido ao fato de não se ter utilizado realimentação em A1, a relação de rejeição de modo comum não ficou dependente do casamento de resistores, como normalmente ocorre nos amplificadores de instrumentação. Desta forma pode-se obter a RRMC nominal do LM321, tipicamente 126 dB medidos em 60 Hz.

A escolha de ganho 1.000 nos estágios A1 e A2 e a necessidade de diversos níveis de ganho já justificada no Capítulo 1, levou à implementação de um terceiro estágio A3, que multiplica a saída de A2 por: 0,001; 0,005; 0,01; 0,05; 0,1; 0,5; 1 e 10. Para cada um destes valores existe um potenciômetro interno, respectivamente P4 a P11, que permitem a calibração dos ganhos. O potenciômetro multivoltas de precisão P13, colocado no painel do módulo, permite o ajuste externo do ganho. O potenciômetro P12, também multivoltas de precisão e disponível no painel frontal, permite que o nível DC da saída seja ajustado entre +14,8V e -14,8 V.

O Módulo Pré-Amplificador DC, após ter sido montado em placa padrão de circuito impresso, foi testado em bancada, apresentando os seguintes resultados, à temperatura de 27°C:

GANHOS	1, 2, 10, 20, 100 200, 1.000, 10.000
RRMC	124 dB
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	4 M Ω

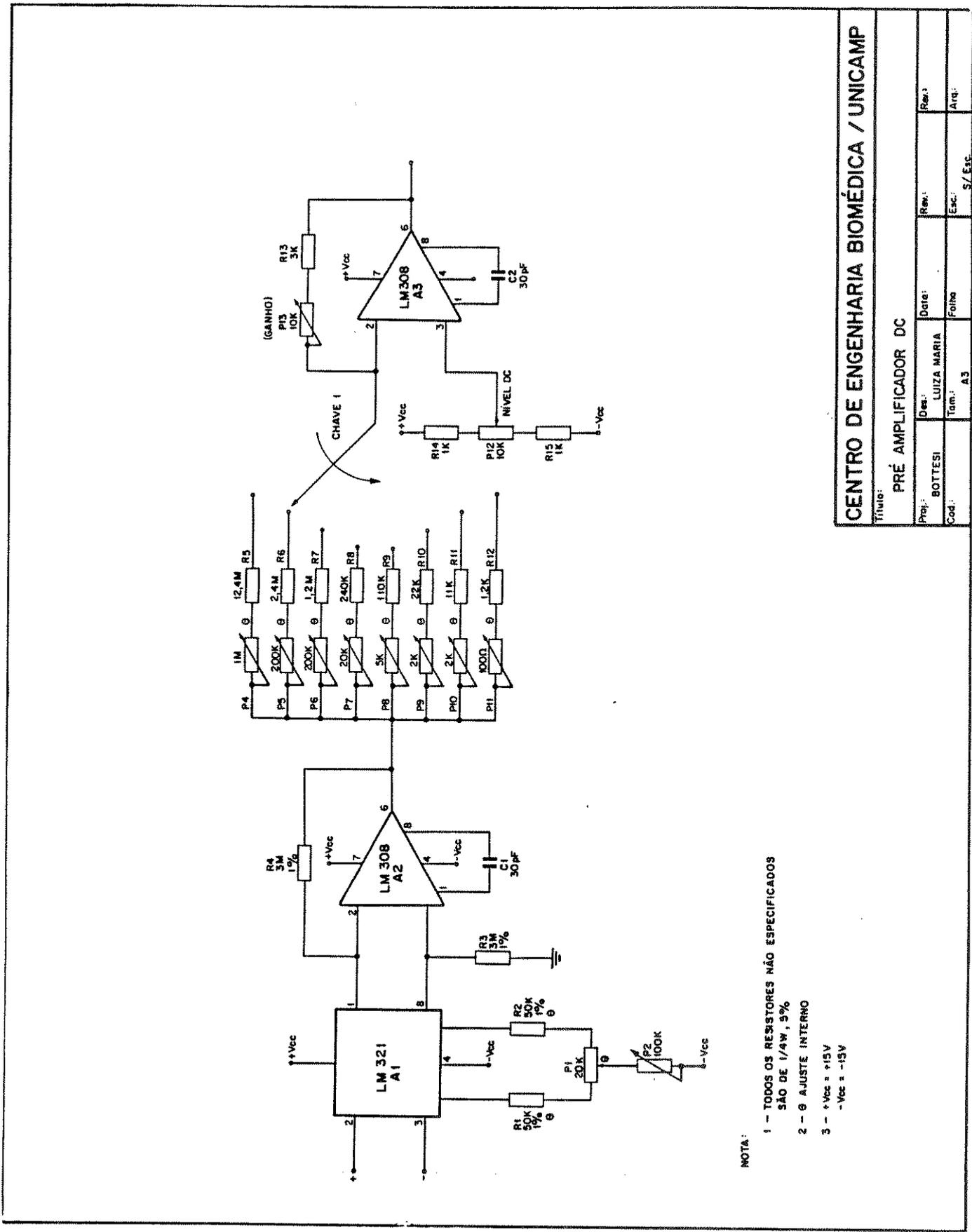


FIGURA 2.4 - Diagrama esquemático do Módulo Pré-Amplificador DC.

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP			
Título: PRÉ AMPLIFICADOR DC			
Proj.: BOTTESI	Des.: LUIZA MARIA	Date:	Rev.:
Cod.:	Tam.: A3	Folha:	Arq.:
			S./Esc.

A Figura 2.5 mostra a curva Tensão x Freqüência para o Módulo Pré-Amplificador DC, obtida com 0,22V de tensão na entrada e ganho x10, e a Figura 2.6, seus aspectos interno e externo.

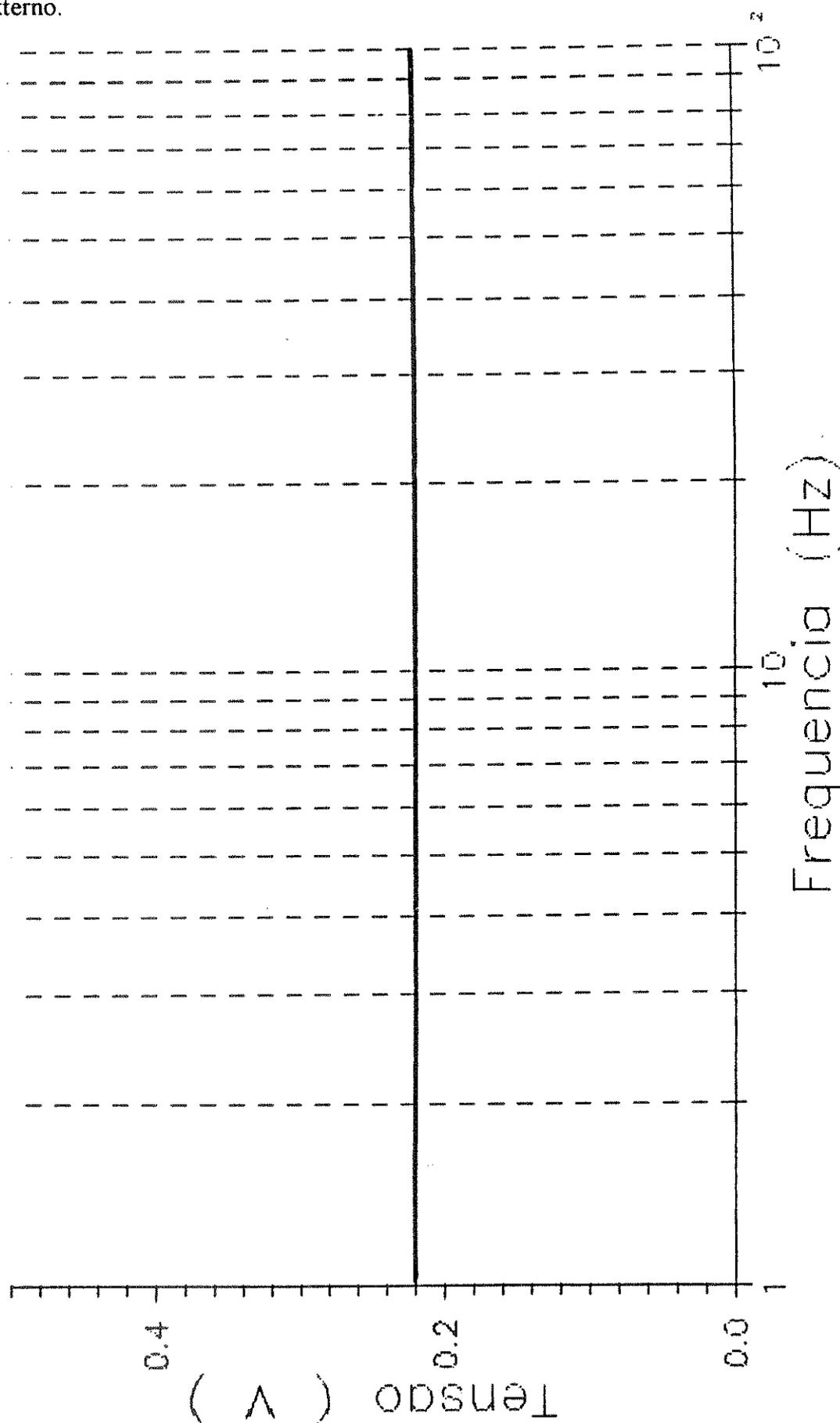


FIGURA 2.5 Curva Tensão x Freqüência obtida para o Módulo Pré-Amplificador DC.

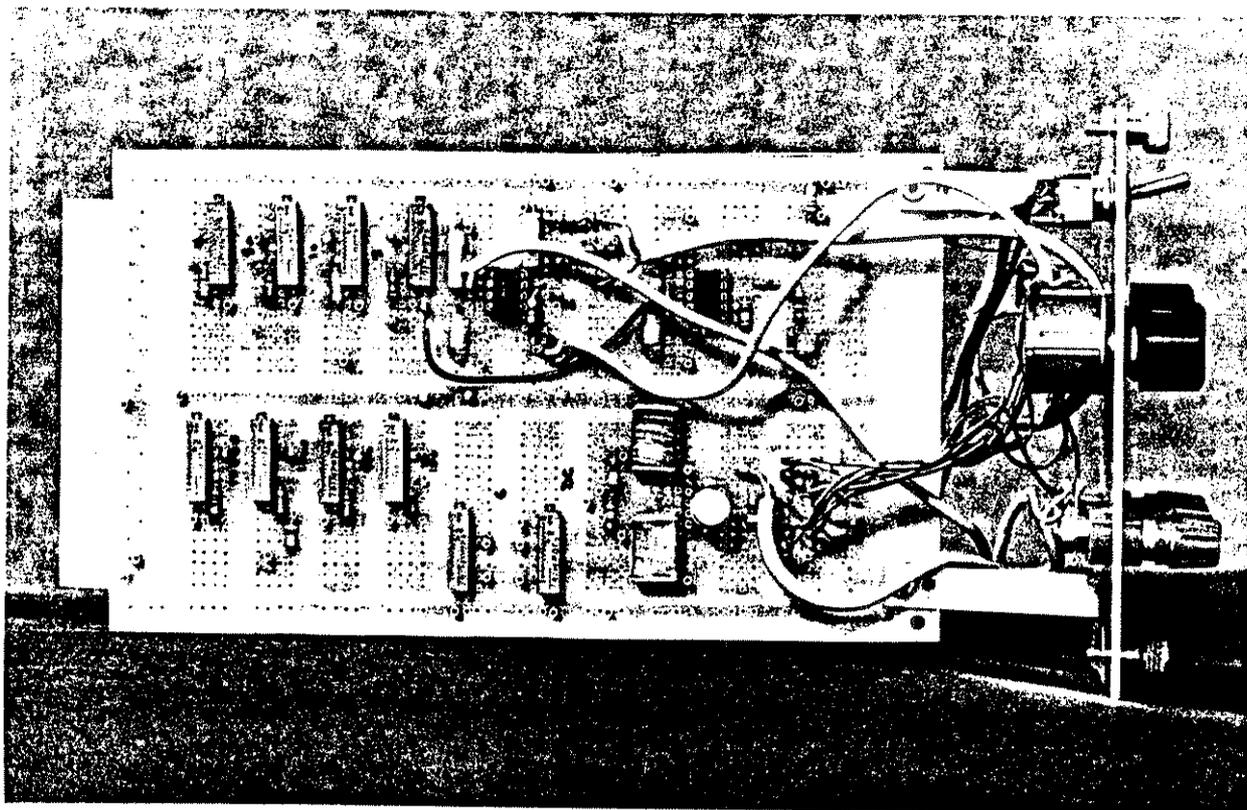


FIGURA 2.6 - Aspectos interno e externo do Módulo Pré-Amplificador DC.

2.2.3 - PRÉ AMPLIFICADOR PARA ÁUDIO

Na Figura 2.7 tem-se o diagrama esquemático do Módulo Pré-Amplificador para Áudio que foi montado em placa padrão de circuito impresso. São disponíveis três entradas denominadas AI, BI e E, utilizadas respectivamente para microfones de alta impedância, microfones de baixa impedância e microfones de eletreto. Essas entradas são selecionáveis externamente por intermédio da chave CH1. A rede formada pelos resistores R1, R2, R3 e pelo capacitor C1, destina-se a polarizar o microfone de eletreto, que conforme já foi analisado no Capítulo 1, dispõe de um FET interno, que atua como pré-amplificador.

As etapas de ganho são formadas pelos amplificadores A1, para alta impedância, com ganho 20, e A2 para baixa impedância, com ganho 200. Utilizou-se aqui o circuito integrado LM387, que é um pré amplificador duplo, projetado para utilização com sinais de baixo nível, onde o ruído é crítico. A configuração utilizada é a não inversora em ambos os amplificadores, com acoplamento AC através dos capacitores C3 e C6. Os resistores R5 e R6 para A1, e R8 e R9 para A2, realizam a polarização e determinam o ganho DC de acordo com :

$$A_{vDC} = 1 + \frac{R6}{R5} \quad (2.3)$$

para o estágio A1, e :

$$A_{vDC} = 1 + \frac{R9}{R8} \quad (2.4)$$

para o estágio A2.

O ganho AC é determinado por R4 em A1, e por R7 em A2, respectivamente por:

$$A_{vAC} = 1 + \frac{R6}{R4} \quad (R4 < R5) \quad (2.5)$$

e:

$$A_{vAC} = 1 + \frac{R9}{R7} \quad (R7 < R8) \quad (2.6)$$

A frequência de corte inferior f_o é determinada pelos capacitores C2 e C7, de acordo com:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_6} \quad (C_5 R_L \gg C_2 R_4) \quad (2.7)$$

para os estágios A1 e A2 por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_7 R_7} \quad (C_8 R_L \gg C_7 R_4) \quad (2.8)$$

onde R_L é a resistência de carga.

A frequência de corte superior é determinada pelo próprio Amplificador Operacional LM387, sendo nominalmente 20 kHz.

Os testes em bancada do módulo montado forneceram os seguintes resultados para o amplificador de alta impedância.

RUÍDO REFERIDO À ENTRADA	0,85 μ V
GANHO (2 mV na entrada)	19,7
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	100 k Ω

Para a etapa de baixa impedância os resultados obtidos foram:

RUÍDO REFERIDO À ENTRADA	0,80 μ V
GANHO (2 mV na entrada)	198
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	100 k Ω

A Figura 2.8 mostra a curva de Resposta (dB) x Frequência (Hz), para o Módulo Pré-Amplificador para Áudio e a Figura 2.9 seus aspectos interno e externo.

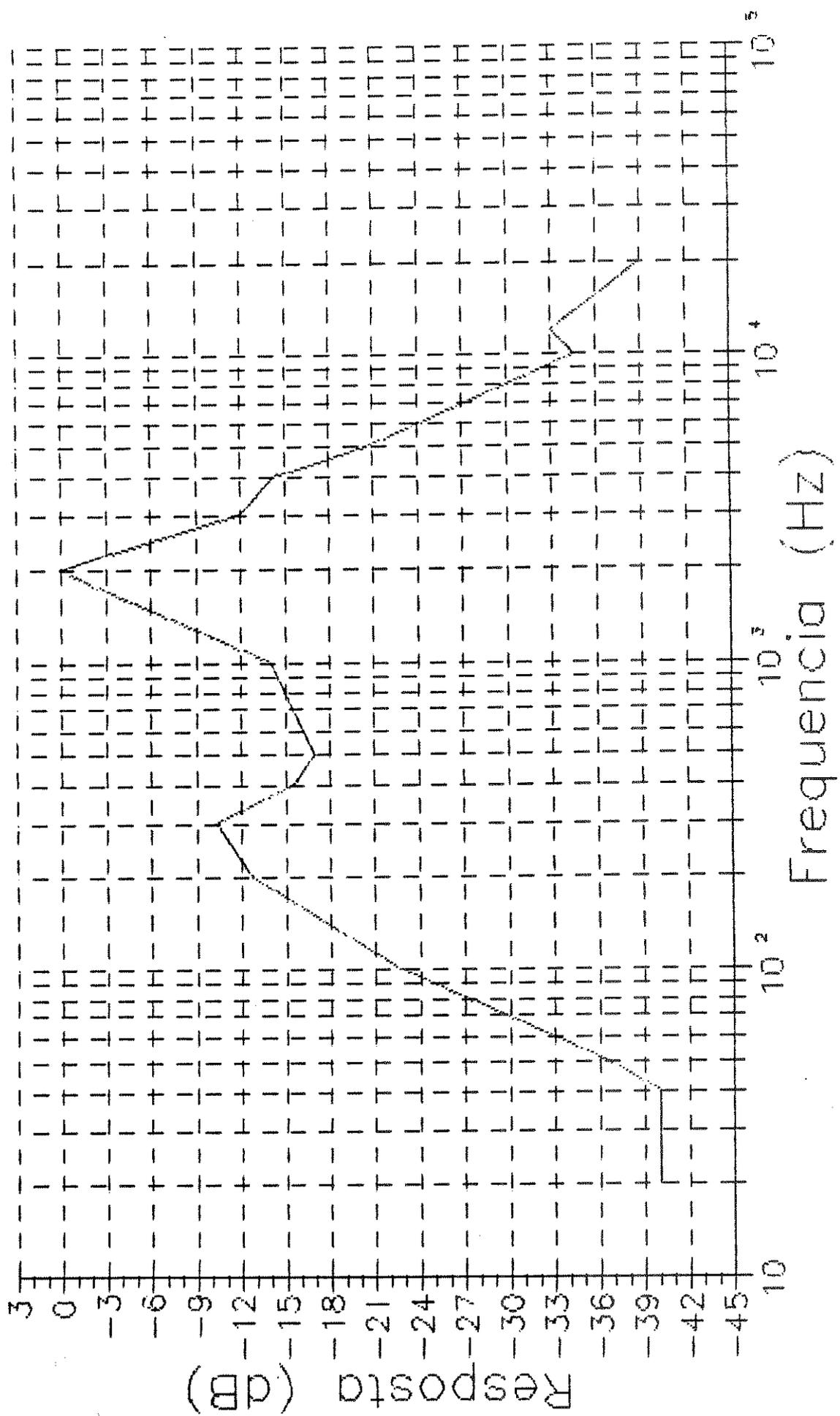


FIGURA 2.8 - Curva Resposta (dB) x Freqüência obtida para o Módulo Pré-Amplificador para Áudio.

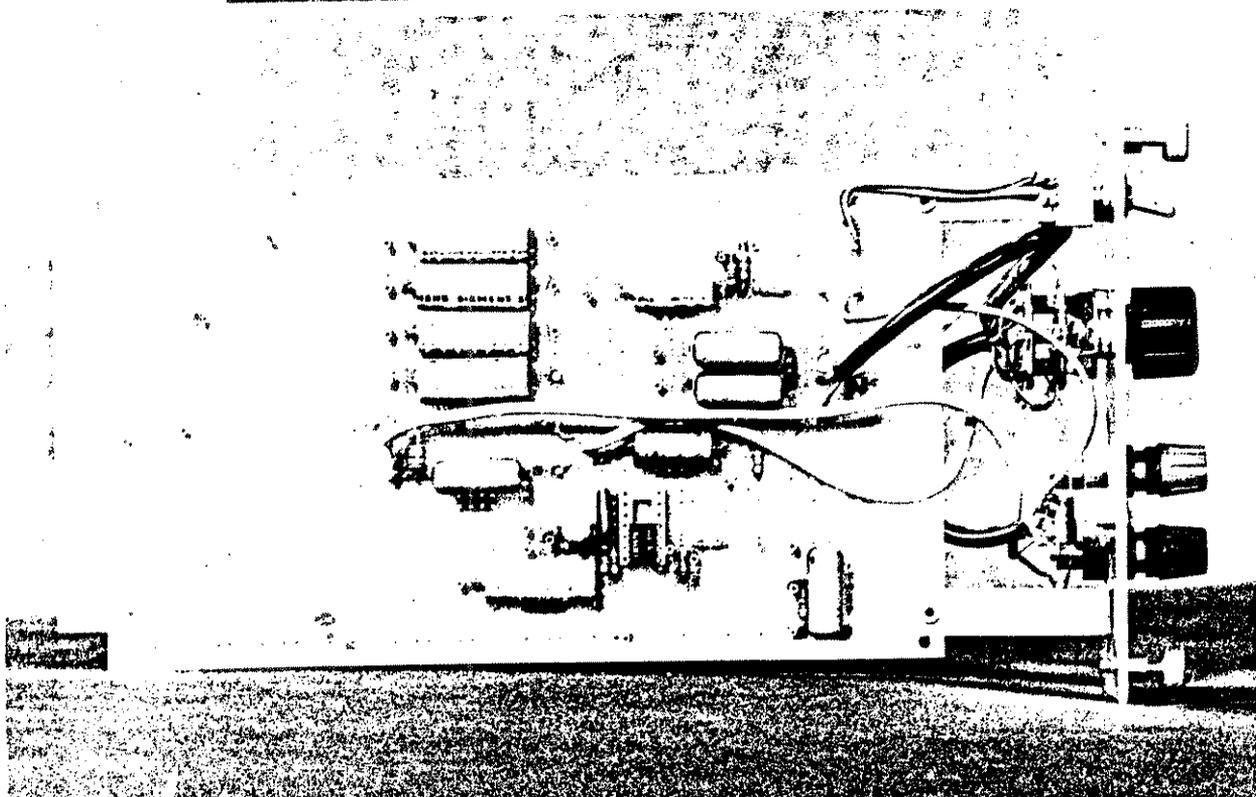


FIGURA 2.9 - Aspectos interno e externo do Módulo Pré-Amplificador para Áudio.

2.2.4 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

Na Figura 2.10 tem-se o diagrama esquemático do Módulo Amplificador de Potência que foi implementado para o SISTEMA MODULAR. O circuito é bastante simples pois utilizou-se o circuito integrado TDA2002, que é um amplificador de potência para áudio, classe B, com baixa distorção harmônica e "cross-over", dispondo também de proteção contra curto-circuitos na saída e contra sobrecarga de temperatura. O TDA2002 é também capaz de fornecer acima de 3 W de potência (para cargas de 4 Ω), a partir da fonte de $\pm 15V$, disponível no SISTEMA MODULAR.

O ganho do TDA2002 na configuração não inversora utilizada é determinado pelos resistores R2 e R3, de acordo com a equação:

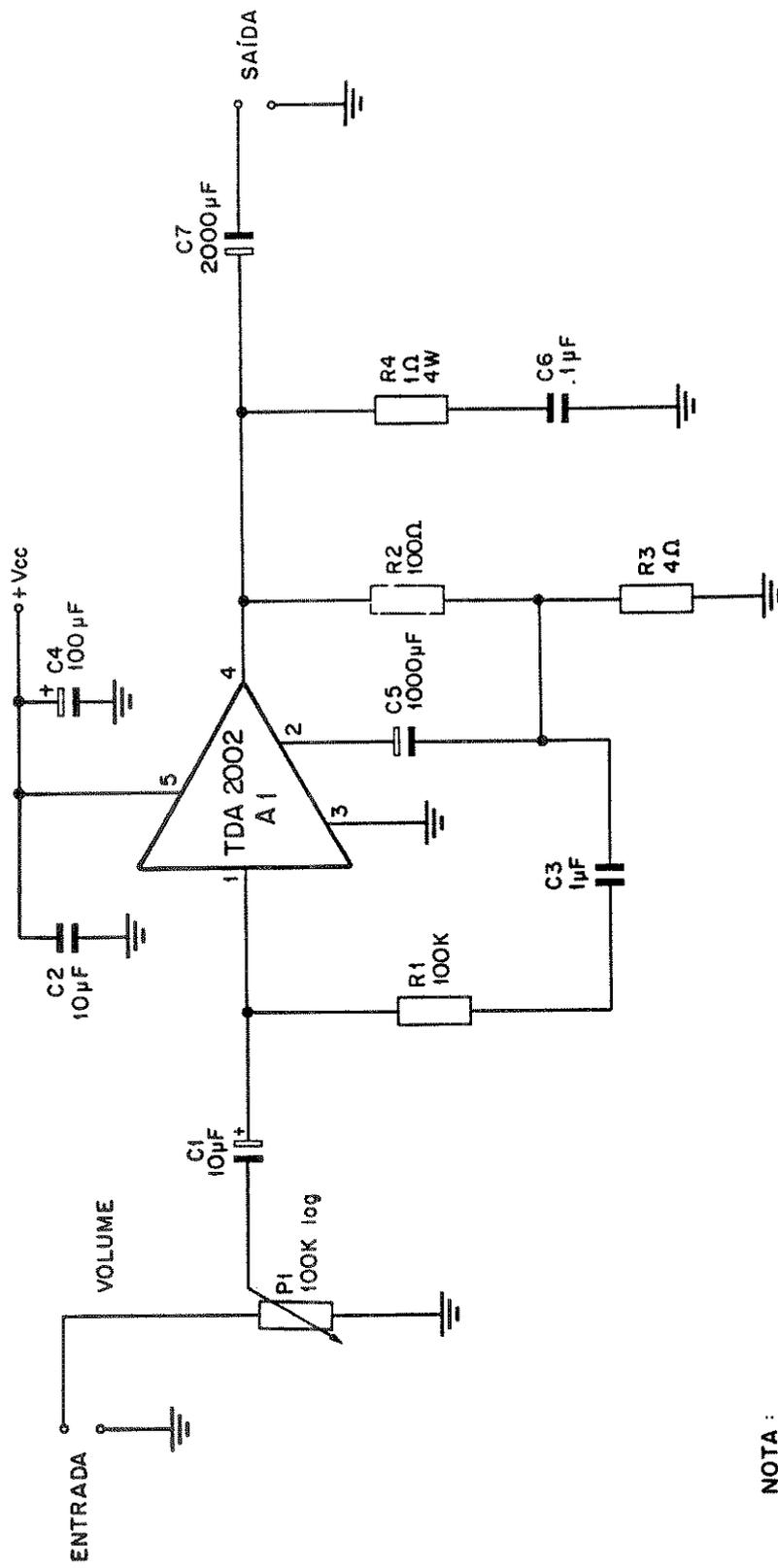
$$A_v = 1 + \frac{R2}{R3} \quad (2.9)$$

Em termos práticos, o menor ganho utilizável, para uma determinada potência de carga, é determinado pelo deslocamento dinâmico da entrada ($\pm 0,5 V_{m\acute{a}x}$). O capacitor C5 atua na rede de realimentação prevenindo qualquer variação AC na entrada inversora, e os capacitores C1 e C7 atuam respectivamente no acoplamento AC da entrada e saída. Os capacitores C2 e C4 servem para desacoplamento da fonte. Finalmente, as redes formadas por R1 e C3, e por R4 e C6, servem para prevenir oscilações parasitas reforçando a estabilidade do amplificador.

Depois de montado em placa padrão de circuito impresso, o Módulo Amplificador de Potência forneceu os seguintes resultados nos testes de bancada:

POTÊNCIA DE SAÍDA	3,2 W (Rl = 4 Ω , 1 kHz) 6,4 W (Rl = 2 Ω , 1 kHz)
RUÍDO	2 mV
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	150 k Ω
SENSIBILIDADE	80 mV

A Figura 2.11 mostra a curva Resposta x Freqüência deste Módulo e seus aspectos interno e externo são mostrados na Figura 2.12.



NOTA :

1 - TODOS OS RESISTORES NÃO ESPECIFICADOS SÃO DE 1/2W, 5%

2 - +Vcc = +15V

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP				
Título:				
MÓDULO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA				
Proj.:	Des.:	Data:	Rev.:	Rev.:
BOTTESI	LOPES			
Cod.:	Folha:	Tam.:	Esc.:	Arq.:
		A 4	S/ESC.	

FIGURA 2.10 - Diagrama esquemático do Módulo Amplificador de Potência.

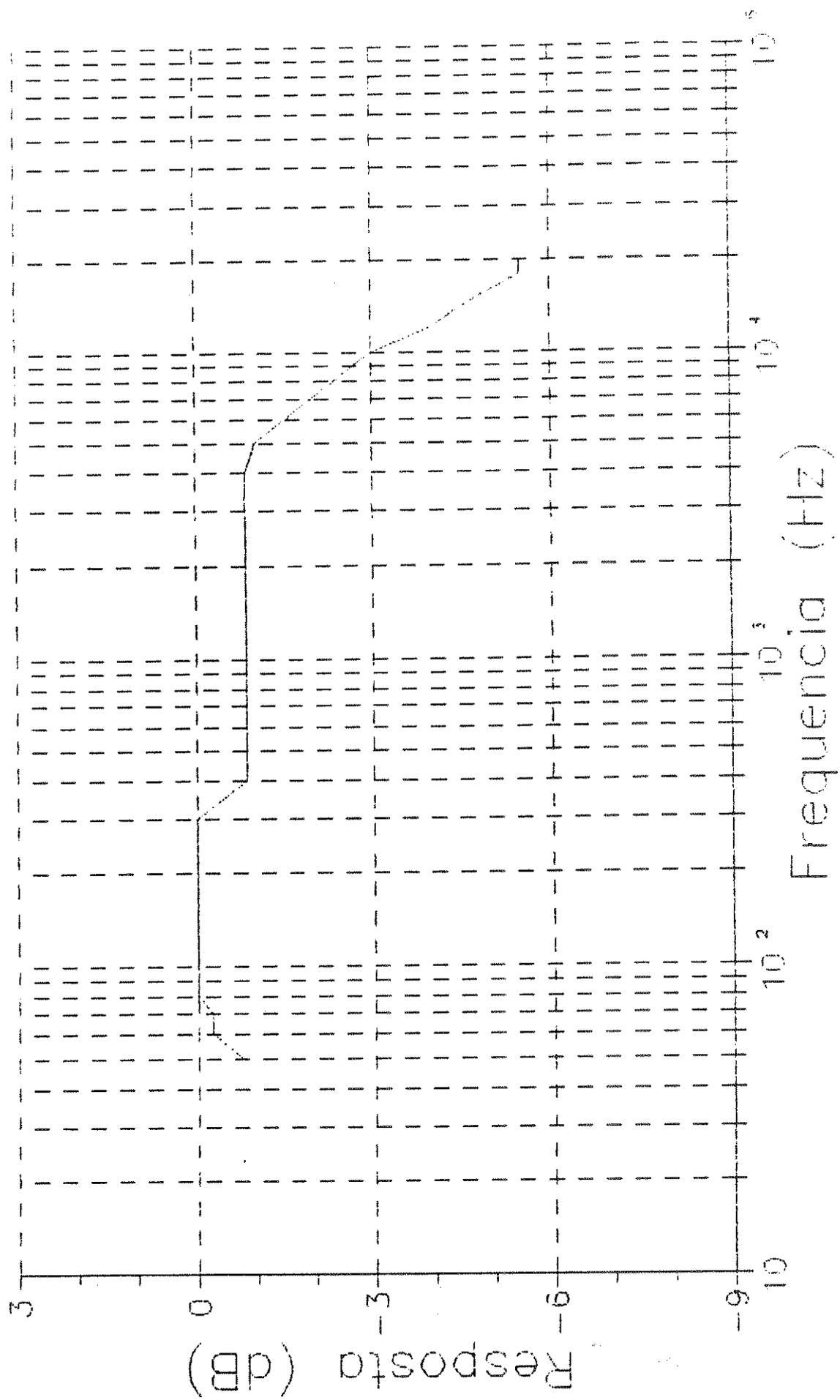


FIGURA 2.11 - Curva Resposta (dB) x Frequência (Hz) obtida para o Módulo Amplificador de Potência.

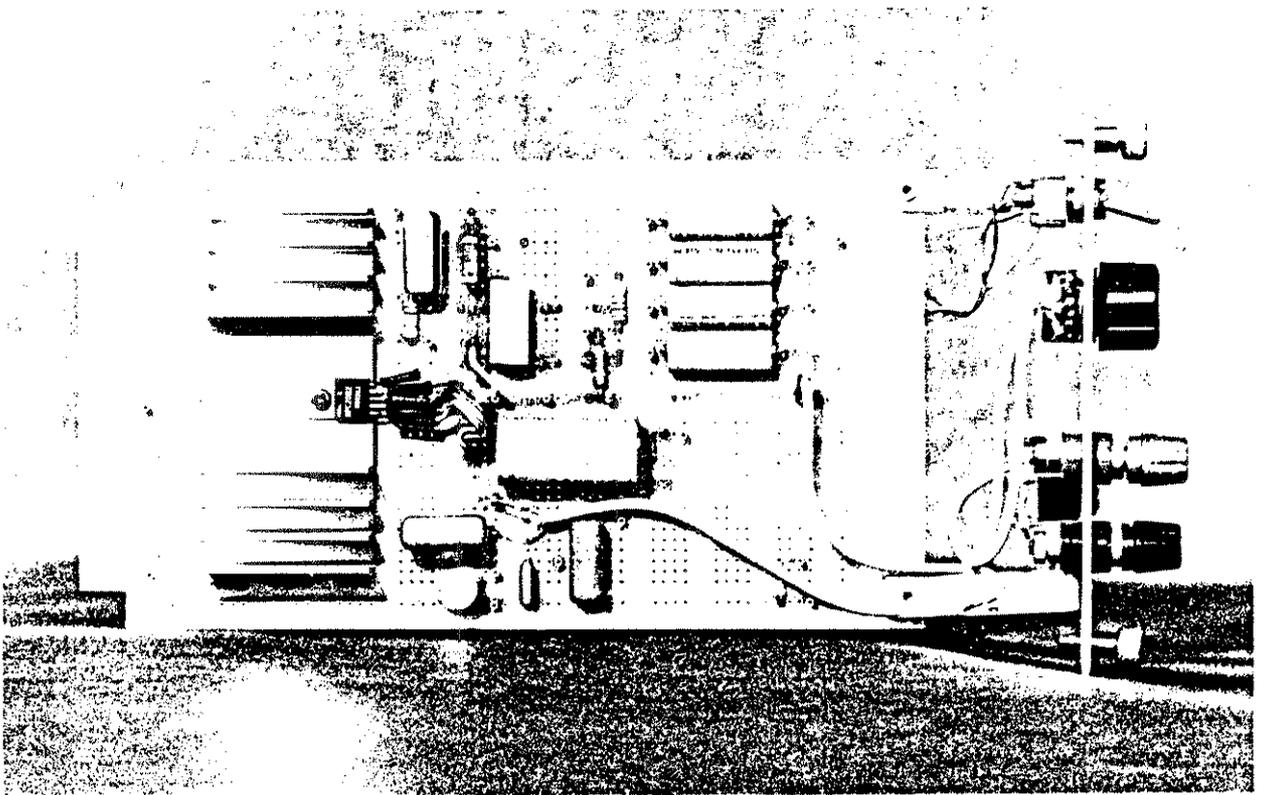
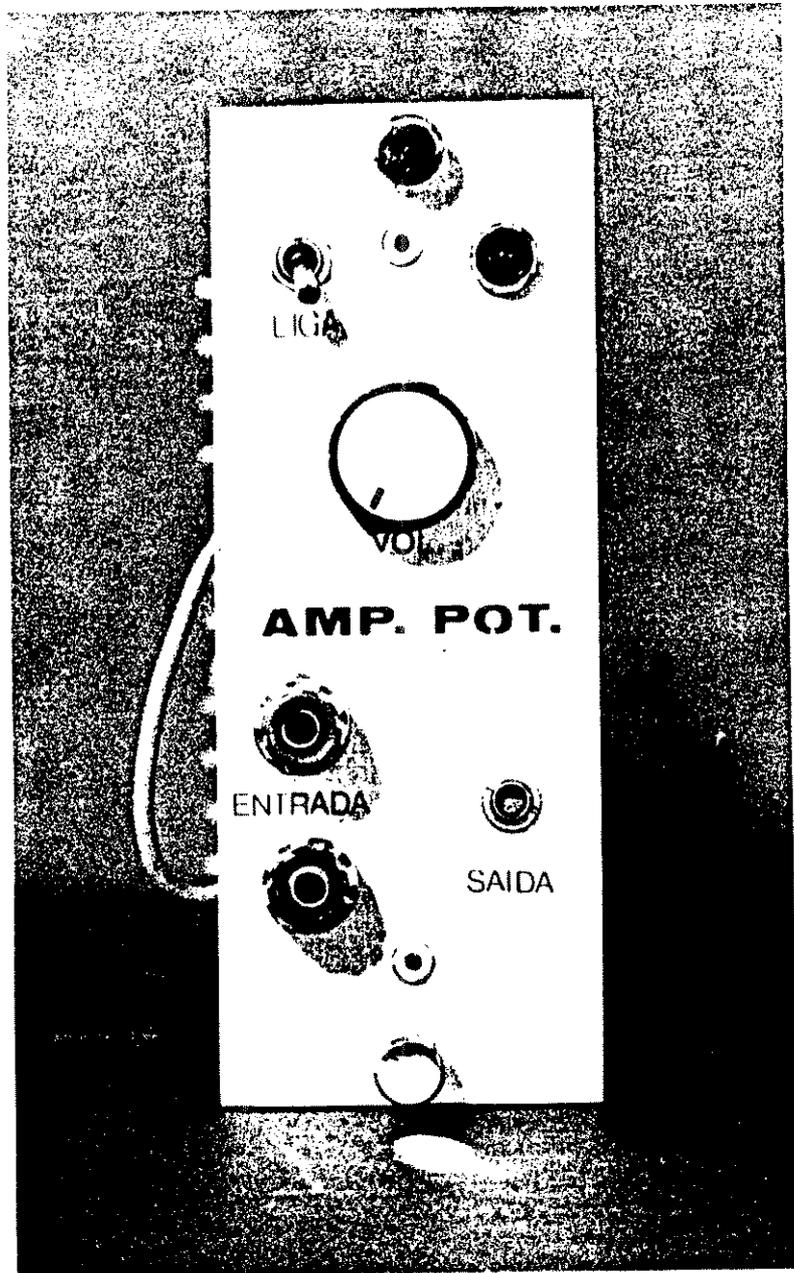


FIGURA 2.12 - Aspectos interno e externo do Módulo Amplificador de Potência.

2.3 - FILTROS

Como já foi visto no Capítulo 1, a presença de ruídos indesejáveis costuma ser um dos maiores problemas encontrados no registro de biopotenciais e outros sinais biomédicos. A fonte mais comum de interferência costuma ser a rede de 60 Hz, presente em quase todas as situações de medidas. Para o SISTEMA MODULAR, detectamos a necessidade de dois módulos de filtragem: um Filtro Passa-Baixas com várias frequências de corte e um Filtro Rejeita-Faixas, também conhecido como "Notch", centrado em 60 Hz.

2.3.1 - FILTRO PASSA BAIXAS

A Figura 2.13 mostra o diagrama esquemático do circuito montado para o Módulo Filtro Passa Baixas. Este circuito é composto por três filtros A1, A2 e A3, de segunda ordem, na configuração VCVS ("voltage-controlled-voltage-source"), colocados em cascata, de forma a configurar um filtro de sexta ordem, com atenuação de 120 dB por década.

As frequências de corte (0,2 Hz, 2 Hz, 10 Hz, 100 Hz e 200 Hz) são selecionadas através da chave CH1 colocada no painel frontal do módulo, a qual comuta, em pares, os resistores R_1 a R_{30} . Estes resistores foram selecionados de forma a obter-se 1 % de tolerância em seus valores nominais. Os capacitores C_1 e C_2 , C_9 e C_{10} , também foram selecionados e têm diferença em seus valores nominais menor que 0,1 %. O objetivo desta seleção foi simplificar o projeto do filtro, pois, se na equação 1.19 fizer-se: $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, tem-se:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{A_v}{R^2 C^2 s^2 + 2CRs + 1} \quad (2.10)$$

e, comparando a expressão anterior com a equação 1.20, encontra-se:

$$\omega_c = \frac{1}{R_c} \quad (2.11)$$

e

$$A_v = 3 - 2K \quad (2.12)$$

onde K é o fator de amortecimento, definido como metade do coeficiente S em cada fator quadrático, da tabela normalizada para polinômios Butterworth. Desta forma, pode-se facilmente satisfazer o polinômio de Butterworth [Millmam e Halkias, 1981], pelo ajuste dos ganhos de cada estágio, o que, no módulo em estudo, é obtido através dos potenciômetros P1, P2 e P3, localizados na placa de circuito impresso.

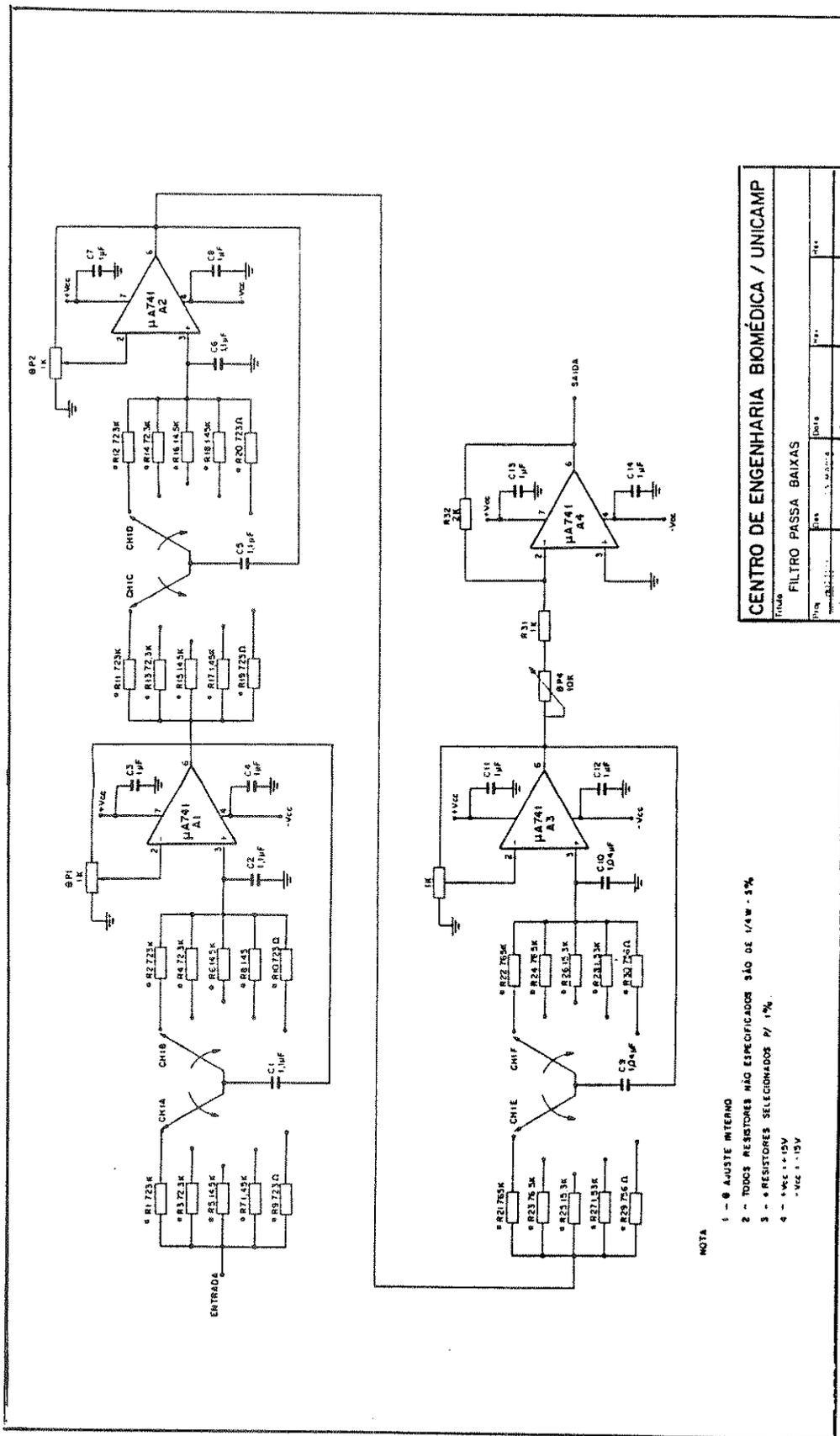


FIGURA 2.13 - Diagrama esquemático do Módulo Filtro Passa-Baixas.

O circuito formado pelo Amplificador Operacional A1 é um inversor de ganho negativo, ajustável através do potenciômetro multivoltas P4, e tem como função colocar o sinal de saída em fase com o sinal de entrada e garantir ganho unitário ao circuito, o que foi uma das condições iniciais do projeto.

Os resultados obtidos em ensaios de bancada do Módulo Filtro Passa-Baixas, podem ser observados nas Figuras 2.14a, 2.14b, 2.14c, 2.14d e 2.14e, onde tem-se respectivamente, a curva de Resposta (dB) x Frequência (Hz), para as frequências de corte: 0,2 Hz, 2 Hz, 10 Hz, 100 Hz e 200 Hz. Na Figura 2.15 tem-se os aspectos interno e externo do módulo montado.

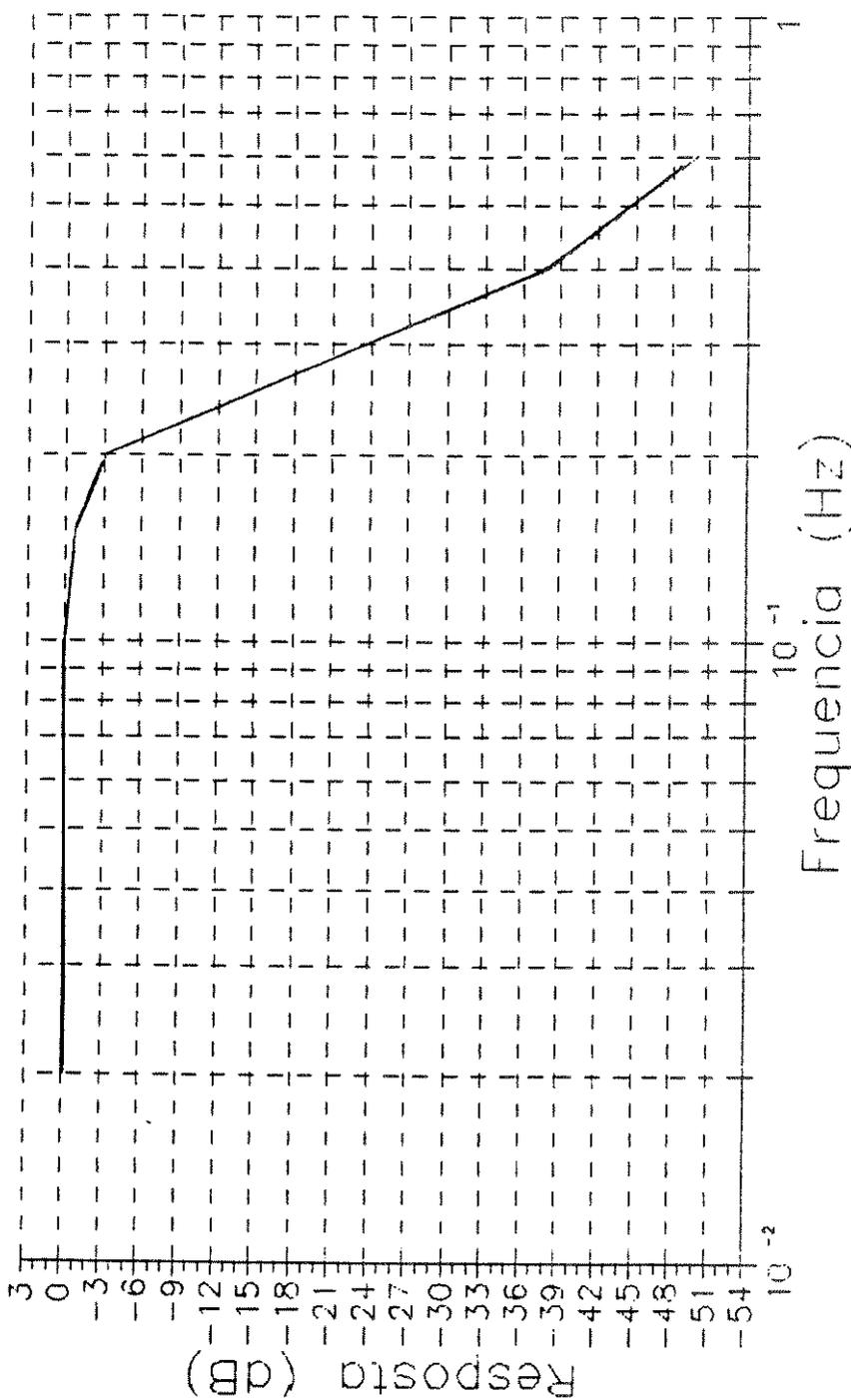


FIGURA 2.14a - Curva de Resposta (dB) x Frequência obtidas para o Módulo Filtro Passa-Baixas, na escala 0,2 Hz

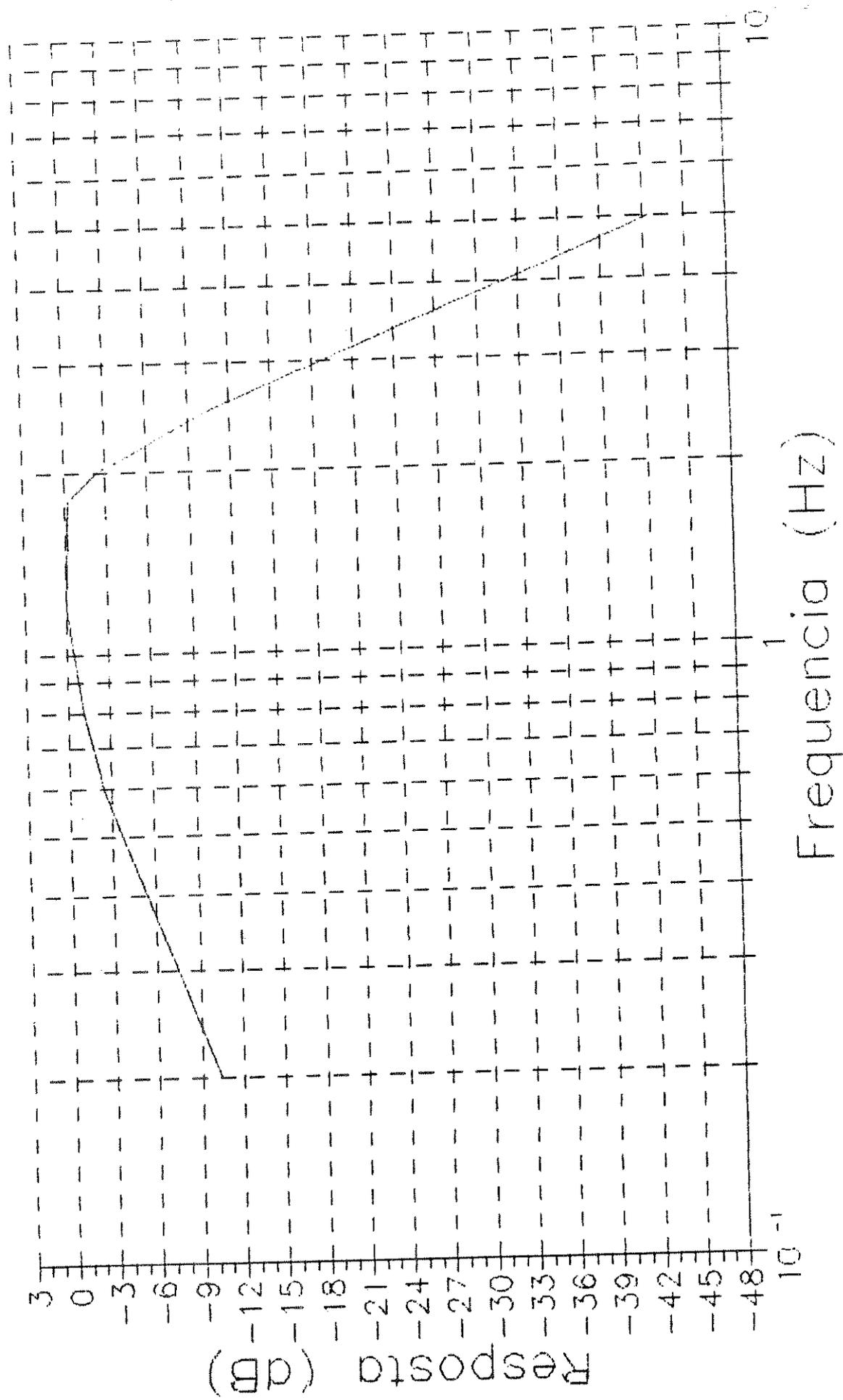


FIGURA 2.14b - Curva de Resposta (dB) x Frequência obtidas para o Módulo Filtro Passa-Baixas, na escala 2 Hz

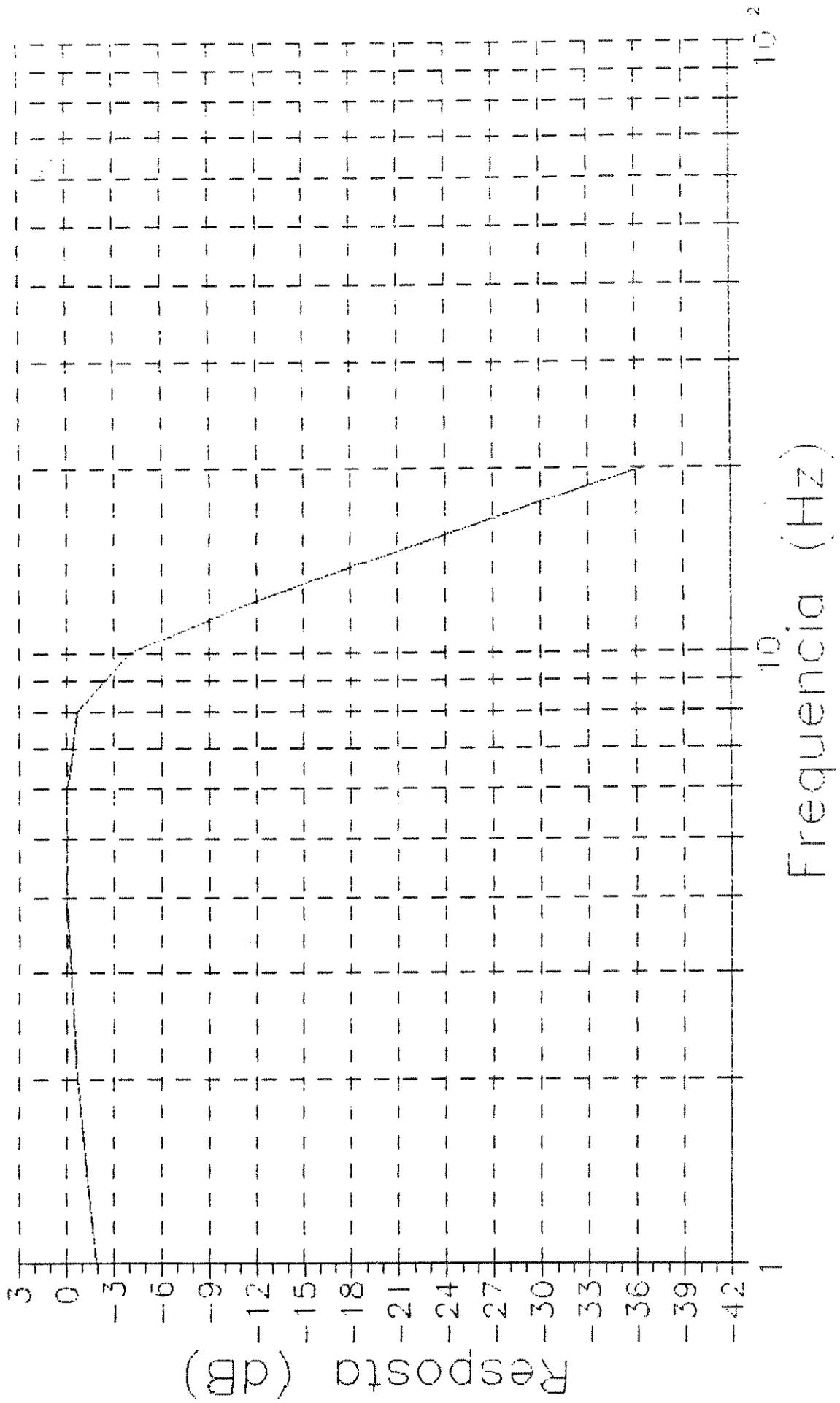


FIGURA 2.14c - Curva de Resposta (dB) x Freqüência obtidas para o Módulo Filtro Passa-Baixas, na escala 10 Hz

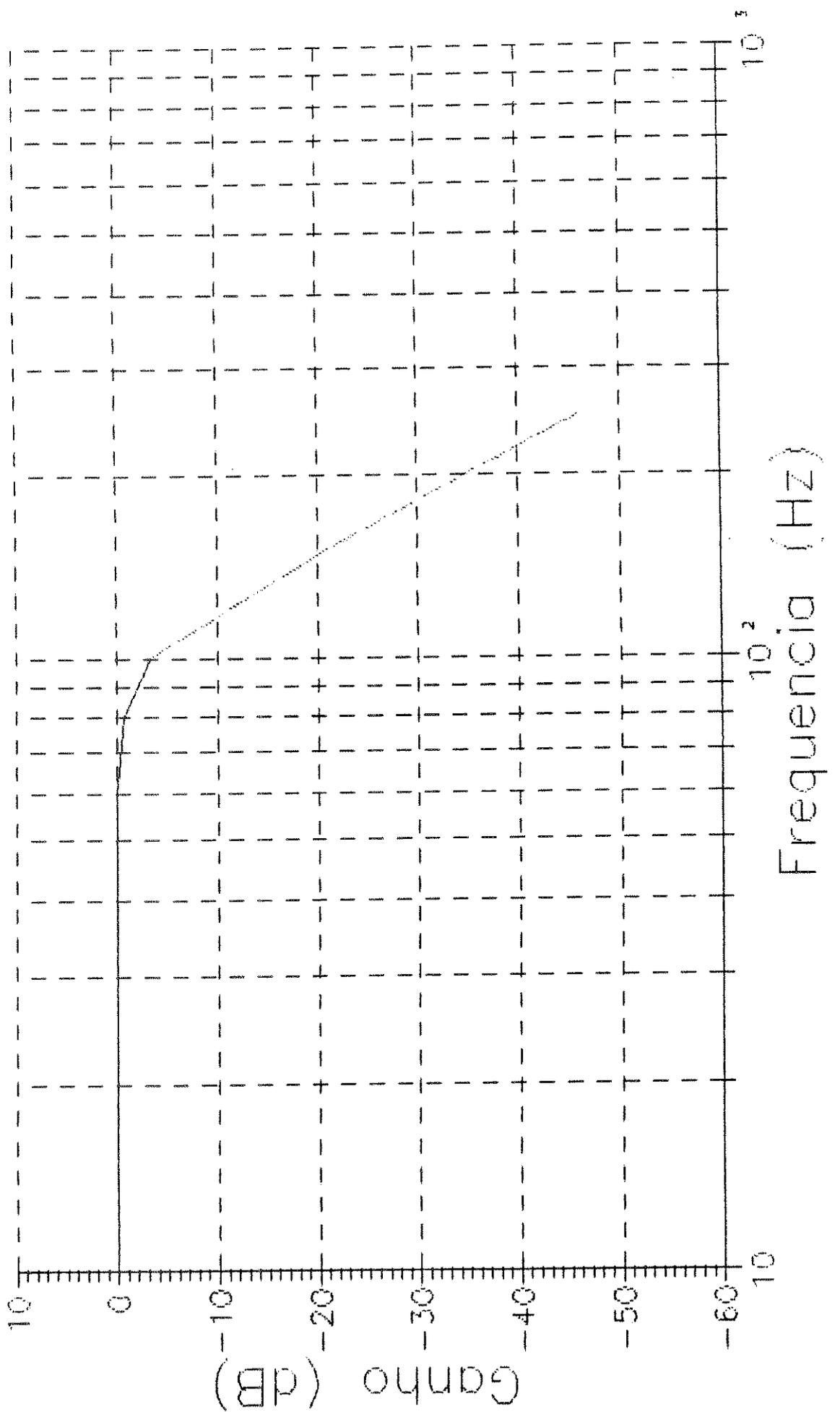


FIGURA 2.14d - Curva de Resposta (dB) x Frequência obtidas para o Módulo Filtro Passa Baixas, na escala 100 Hz

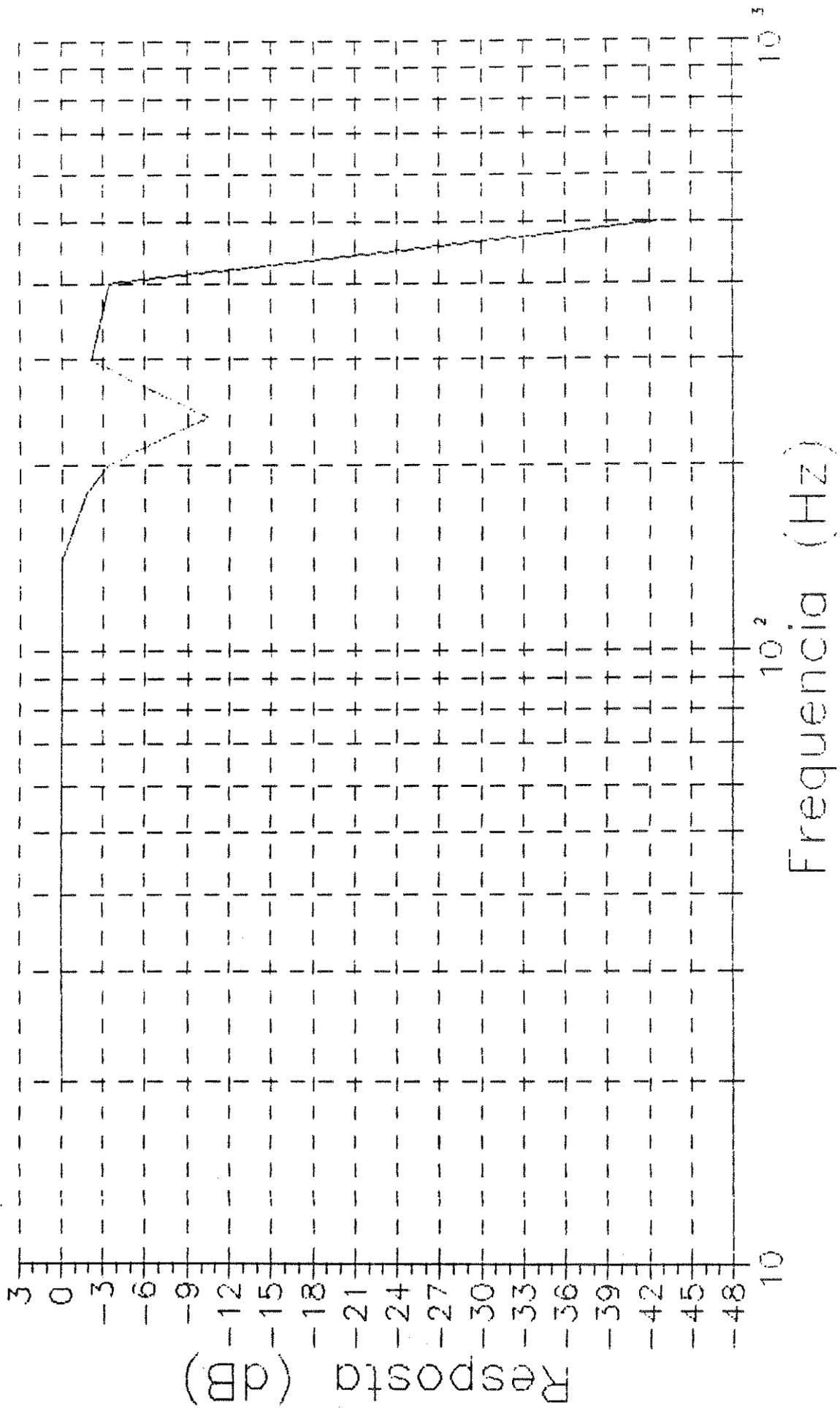


FIGURA 2.14e - Curva de Resposta (dB) x Frequência obtidas para o Módulo Filtro Passa-Baixas, na escala 200 Hz

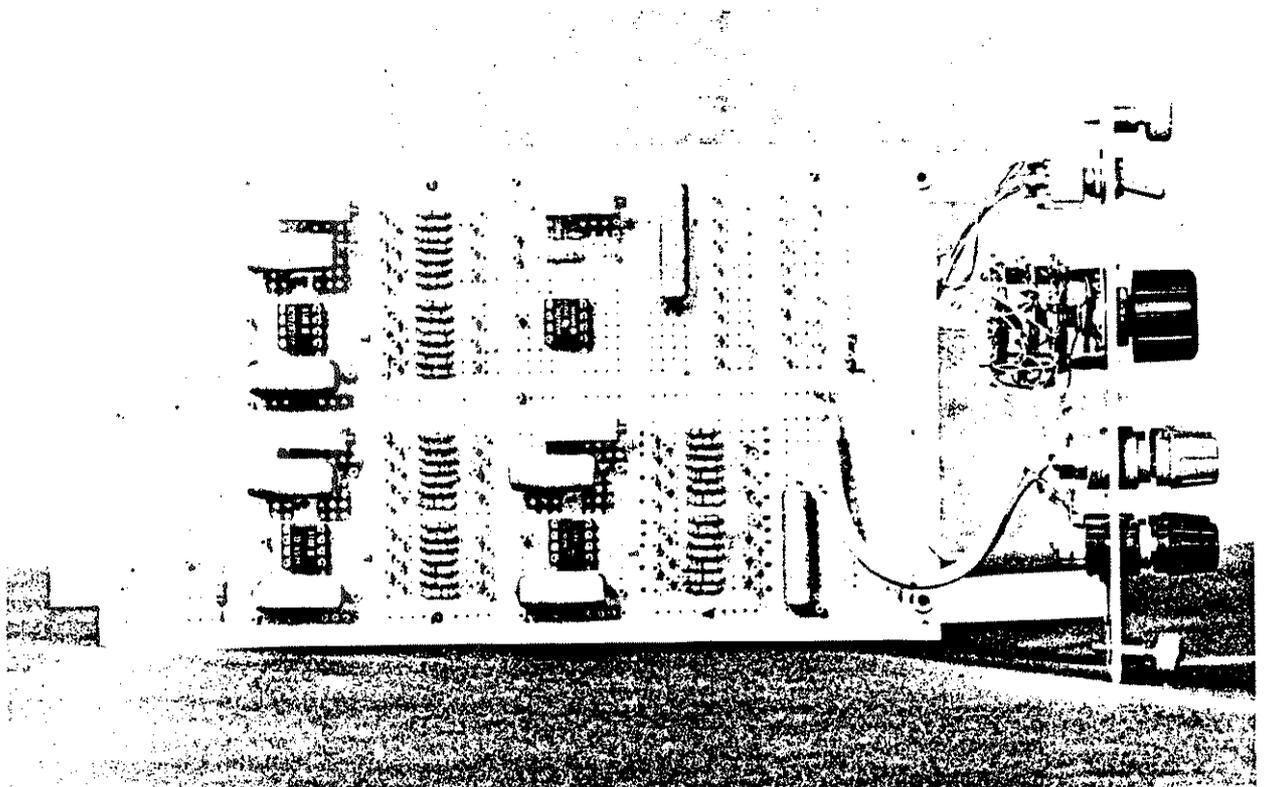


FIGURA 2.15 - Aspectos interno e externo do Módulo Filtro Passa-Baixas.

2.3.2 - FILTRO REJEITA-FAIXA

Para satisfazer os pré-requisitos do projeto do Módulo Filtro Rejeita Faixa, quais sejam:

- alta seletividade;
- resposta plana,
- ganho unitário,

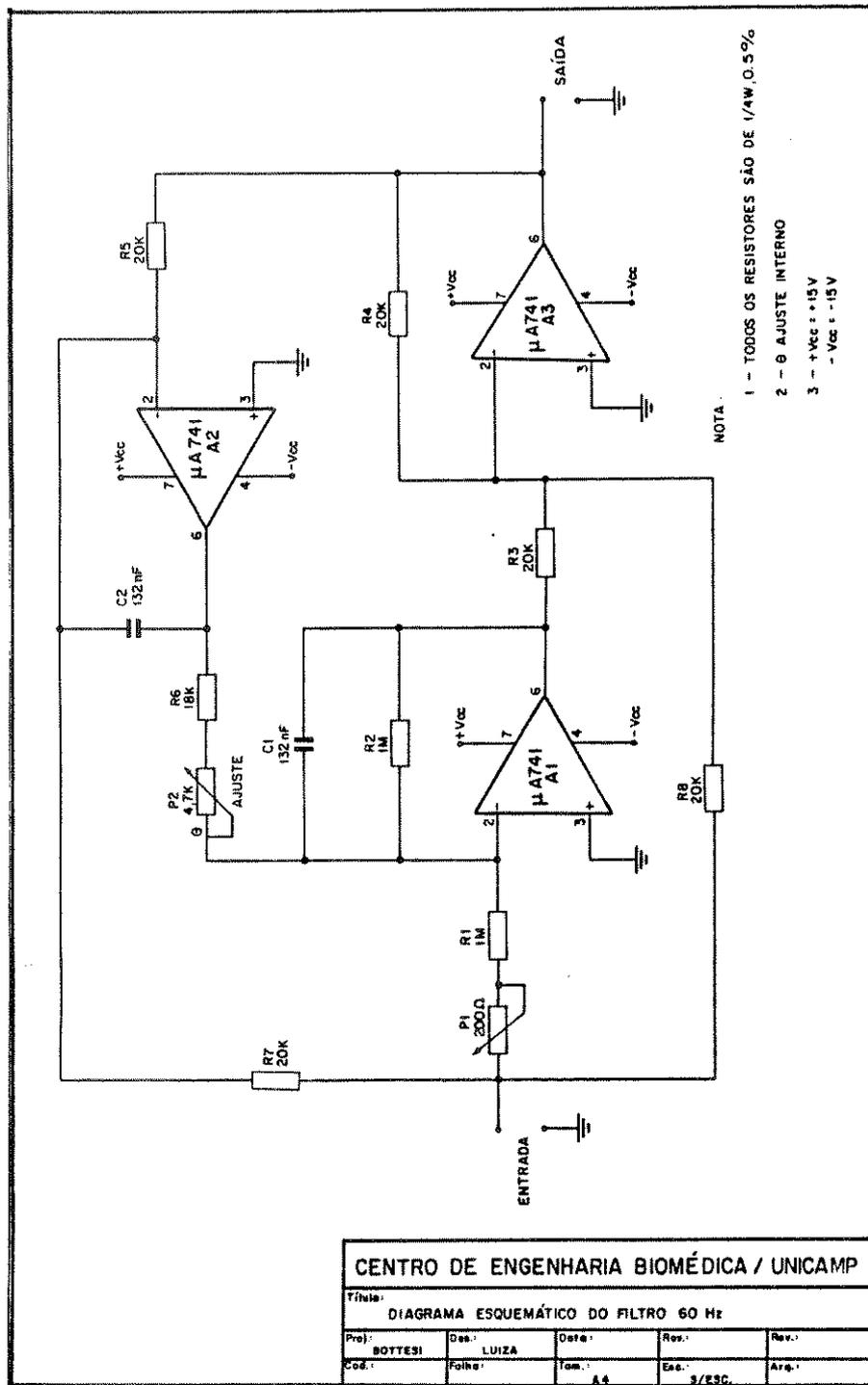
já justificados no Capítulo 1, diversas configurações de circuitos, tais como VCVS, realimentação múltipla e indutor ativo, foram montadas e testadas em bancada durante a fase de projeto. A configuração que apresentou melhores resultados foi a denominada Biquad, que realiza uma simulação analógica da função de transferência biquadrática que representa este tipo de filtro, cuja fundamentação teórica já foi analisada anteriormente.

Na Figura 2.16 tem-se o diagrama esquemático do circuito que foi implementado. Utilizou-se em todas as etapas o amplificador operacional $\mu A741$, que é um componente de baixo custo e utilizado em larga escala em projetos eletrônicos. O amplificador A1 tem uma realimentação local definida por C1 e R2 e realiza, juntamente com a associação de resistores de R1 e P1 de entrada, um filtro ativo passa-baixas inversor. O amplificador A2 com a sua entrada R5 e realimentação C2 configura um integrador inversor passa-altas, e o amplificador A3 com entrada e realimentação idênticas, realizadas por R3 e R4, é um inversor simples. A malha principal de realimentação é definida pelo resistor R7, sendo que o potenciômetro interno P1, permite o ajuste do ganho total do circuito, e o potenciômetro P2, também interno, permite o ajuste da frequência central do filtro.

A Figura 2.17 mostra a curva de Resposta (dB) x Frequência (Hz), obtida no ensaio em bancada do módulo montado, que também apresentou as seguintes características:

GANHO	1 (ajustável)
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	4 M Ω
FATOR DE QUALIDADE	60

Na Figura 2.18 pode-se observar os aspectos interno e externo do Módulo Filtro Rejeita Faixas.



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP				
Título: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO FILTRO 60 Hz				
Proj.: BOTTESI	Des.: LUIZA	Des.: LUIZA	Rev.: LUIZA	Rev.: LUIZA
Cod.: LUIZA	Folha: LUIZA	Tom.: LUIZA	Esc.: 3/ESC	Arg.: LUIZA

FIGURA 2.16 - Diagrama esquemático do Módulo Filtro Rejeita-Faixa

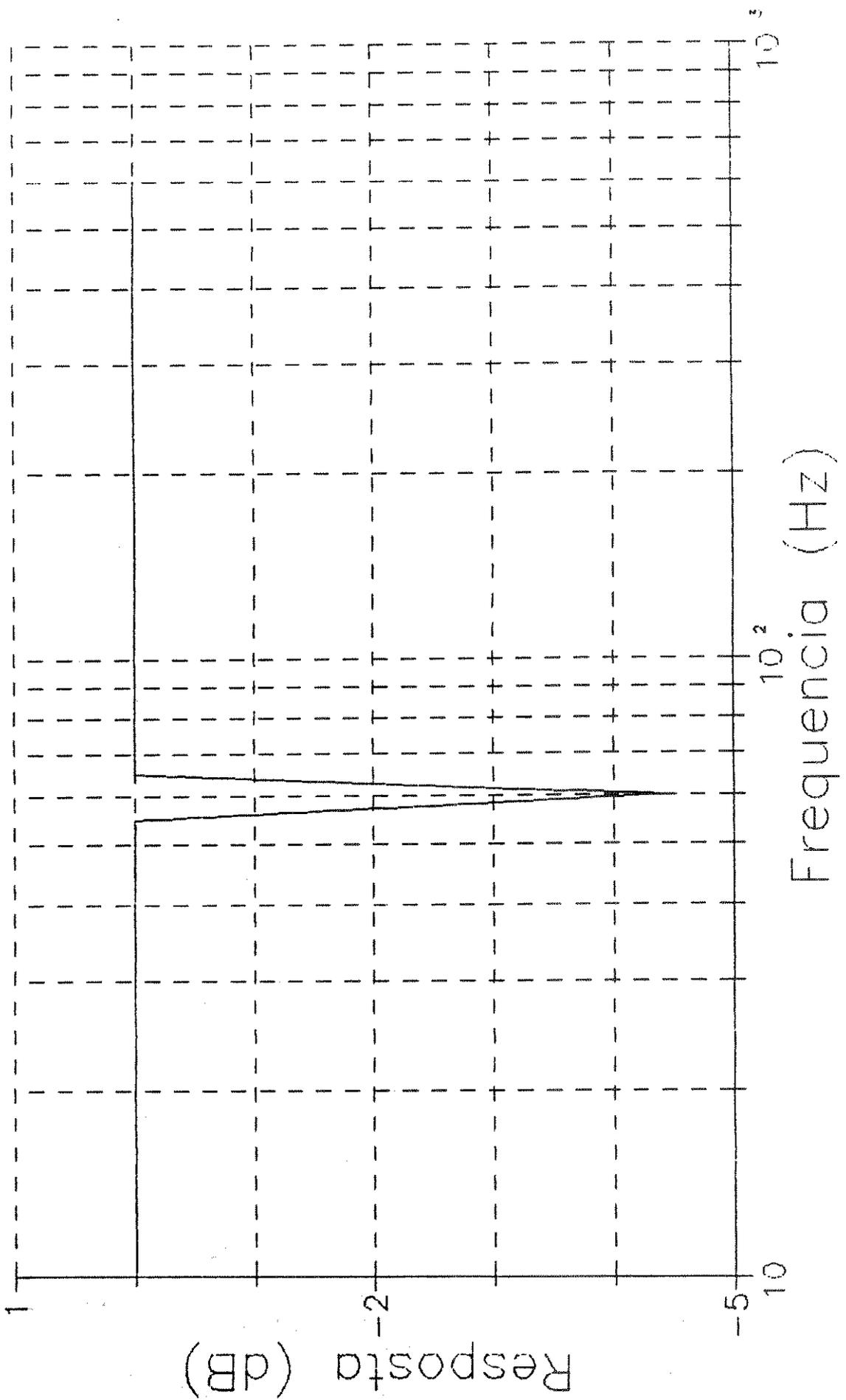


FIGURA 2.17 - Curva de Resposta (dB) x Frequência (Hz) obtida para o Módulo Filtro Rejeita-Faixa.

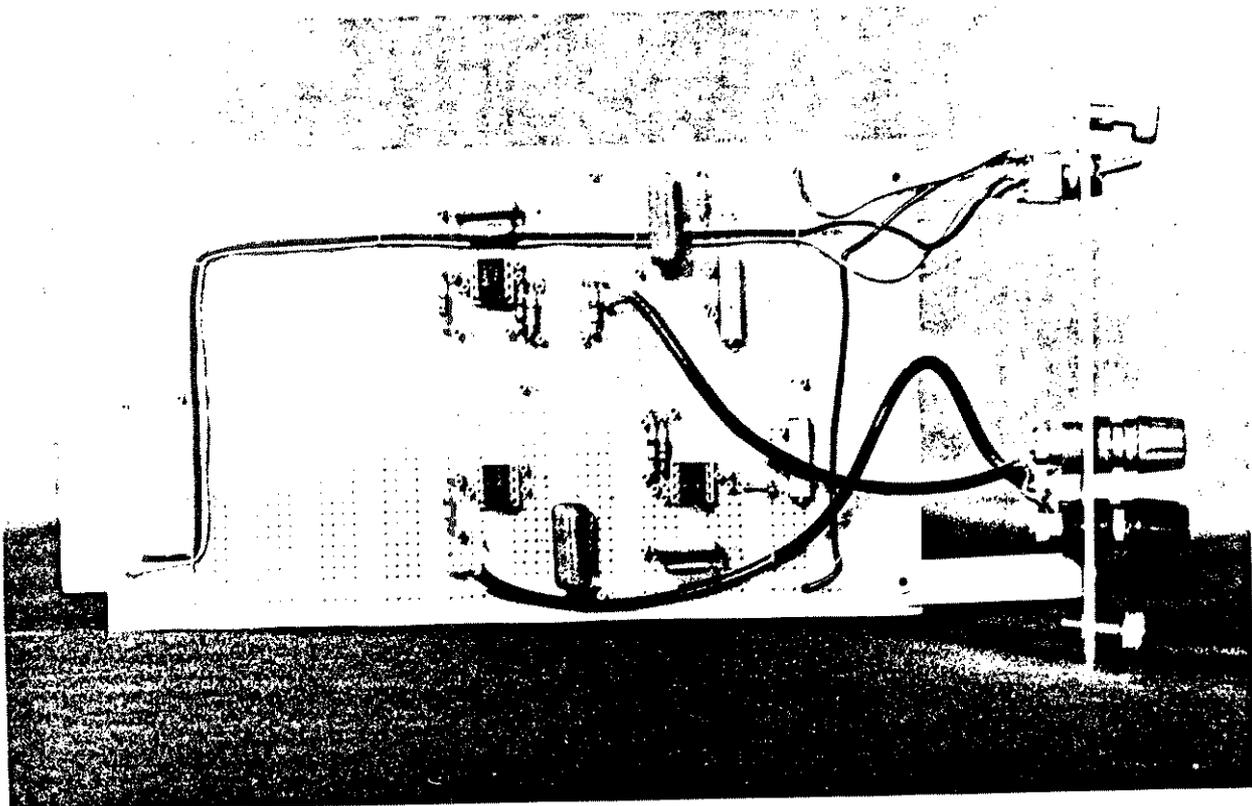


FIGURA 2.18 - Aspectos interno e externo do Módulo Filtro Rejeita-Faixa.

2.4 - REGISTRO E APRESENTAÇÃO DE DADOS

No projeto inicial do SISTEMA MODULAR, o registro e apresentação dos dados processados deveriam ser realizados por equipamentos disponíveis nos laboratórios didáticos, tais como: Osciloscópios, Voltímetros, Polígrafos, etc. No entanto, durante a execução do projeto, notou-se que um Voltímetro Digital seria de grande utilidade nas experiências e na calibração do próprio sistema. Por este motivo, desenvolveu-se um equipamento básico e incorporado como um módulo a mais ao sistema. Desenvolveu-se também um detector de pulsos, que é um equipamento não disponível no mercado e de bastante utilidade na monitoração de sinais pulsáteis.

Nos dois próximos itens serão analisados os principais aspectos construtivos destes dois módulos.

2.4.1 - VOLTÍMETRO DIGITAL DE 3 1/2 DÍGITOS

Este módulo que poderá ser utilizado como suporte para diversas experiências, tais como medidas de temperatura, força e pressão, e que também pode ser configurado, através de interfaces externas, como freqüencímetro, amperímetro, voltímetro AC, etc., tem seu funcionamento baseado no circuito integrado ICL7107, que é um conversor analógico-digital, fabricado com tecnologia CMOS. Este integrado contém todos os dispositivos ativos necessários para recolher os dados e fornecer a leitura em um "display" de 3 1/2 dígitos, incluindo decodificadores de sete segmentos, excitadores para o "display", tensão de referência e relógio. A Figura 2.19 mostra a pinagem deste circuito integrado; as Figuras 2.20a e 2.20b, apresentam de forma simplificada, a parte analógica e um ciclo completo do processo de conversão e a Figura 2.21 sua seção digital.

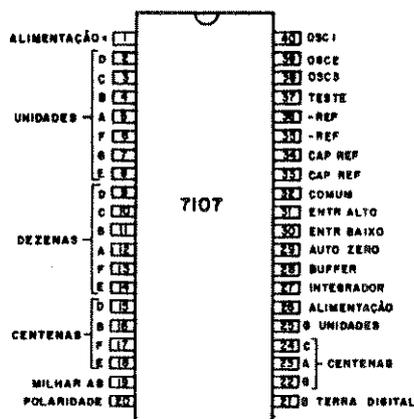


FIGURA 2.19 - Pinagem do circuito integrado ICL7107.

Qualquer ciclo de medição efetuado pelo conversor A/D pode ser dividido em três períodos consecutivos: autozeramento (AZ); integração (INT) e deintegração ou leitura (DE), sendo que os períodos AZ e INT são fixos. Um contador determina o valor desses períodos de tempo, e o período correspondente à leitura terá um valor proporcional à tensão de entrada, determinada pela contagem de pulsos do oscilador durante o período de leitura. Durante o período AZ, uma referência correspondente ao terra é aplicada à entrada do conversor.

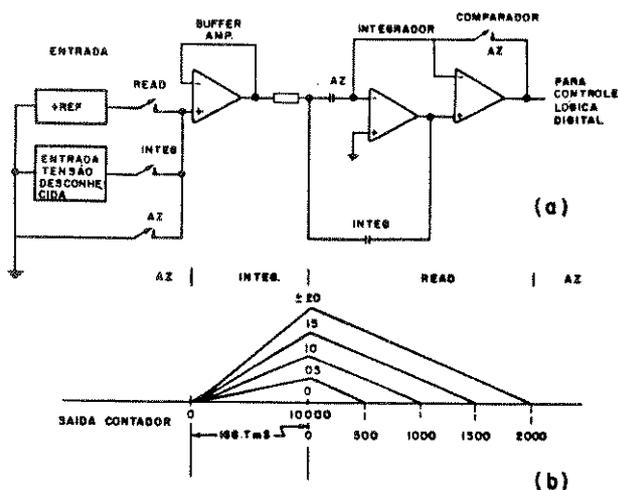


FIGURA 2.20 - a) Parte analógica do circuito integrado ICL7107., b) ciclo completo do processo de conversão.

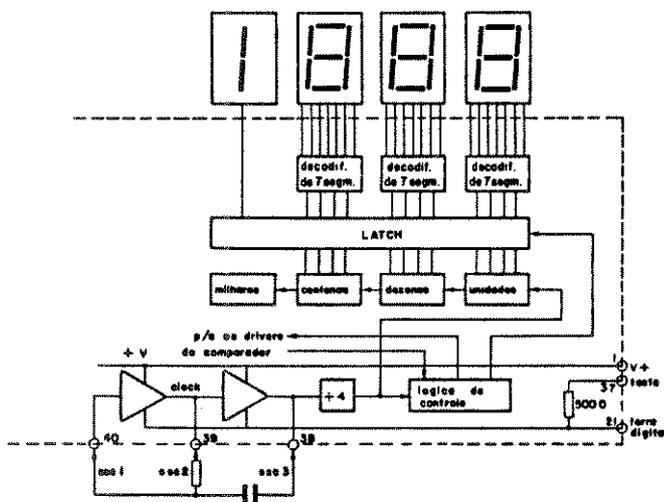


FIGURA 2.21 - Parte digital do circuito integrado ICL7107.

A Figura 2.22 mostra o diagrama esquemático do circuito que foi montado. O capacitor C4 e o resistor R3 determinam a constante de tempo para o oscilador interno do ICL7107. Este oscilador irá fornecer os pulsos de controle dos processos de conversão, contagem e auto-zeramento. O capacitor C1 serve como referência (CREF), sendo carregado com a tensão de referência interna e utilizado no processo de conversão. Esta tensão de referência é determinada pelo resistor R1 e pelo potenciômetro P1, e fornecida para o circuito de carga formado por C1, C2 e R2, necessária para a operação de autozeramento. O resistor R2 e o capacitor C3 determinam a constante de tempo do integrador

A limitação de corrente na entrada "ALTO" é realizada pelo resistor R5 e pelo capacitor C5 que também atenuam as tensões AC presentes no sinal a ser medido. Os capacitores C6 e C7 atuam no desacoplamento da fonte de alimentação.

A calibração do módulo é realizada colocando-se uma tensão conhecida entre 100 mV e 1999 mV nos terminais de entrada e ajustando-se o potenciômetro P1 para que a leitura seja exata.

Os testes realizados em bancada bem como as características nominais do circuito integrado ICL7107, determinaram para o Voltímetro Digital de 3 1/2 dígitos as seguintes especificações:

IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	> 100 M Ω
MÁXIMA INDICAÇÃO	\pm 199,9 mV
LINEARIDADE	\pm 0,2%
RRMC	50 mV/V
RUÍDO	15 mV pico a pico
DESLOCAMENTO DO ZERO	0,3 mV/ $^{\circ}$ C ($V_{in} = 0$ V)
MAX. TENSÃO DE ENTRADA	\pm 5 VDC

A Figura 2.23 mostra os aspectos interno e externo do módulo montado em placa padrão de circuito impresso.

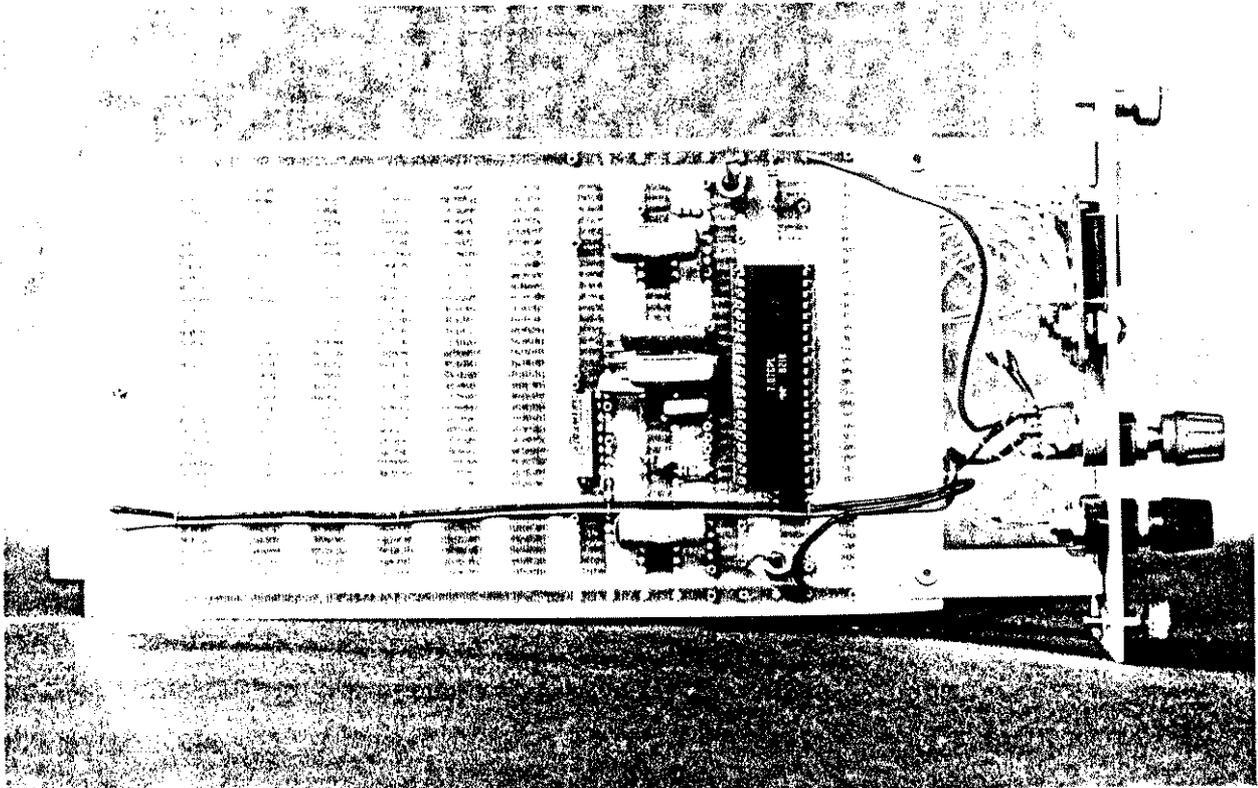
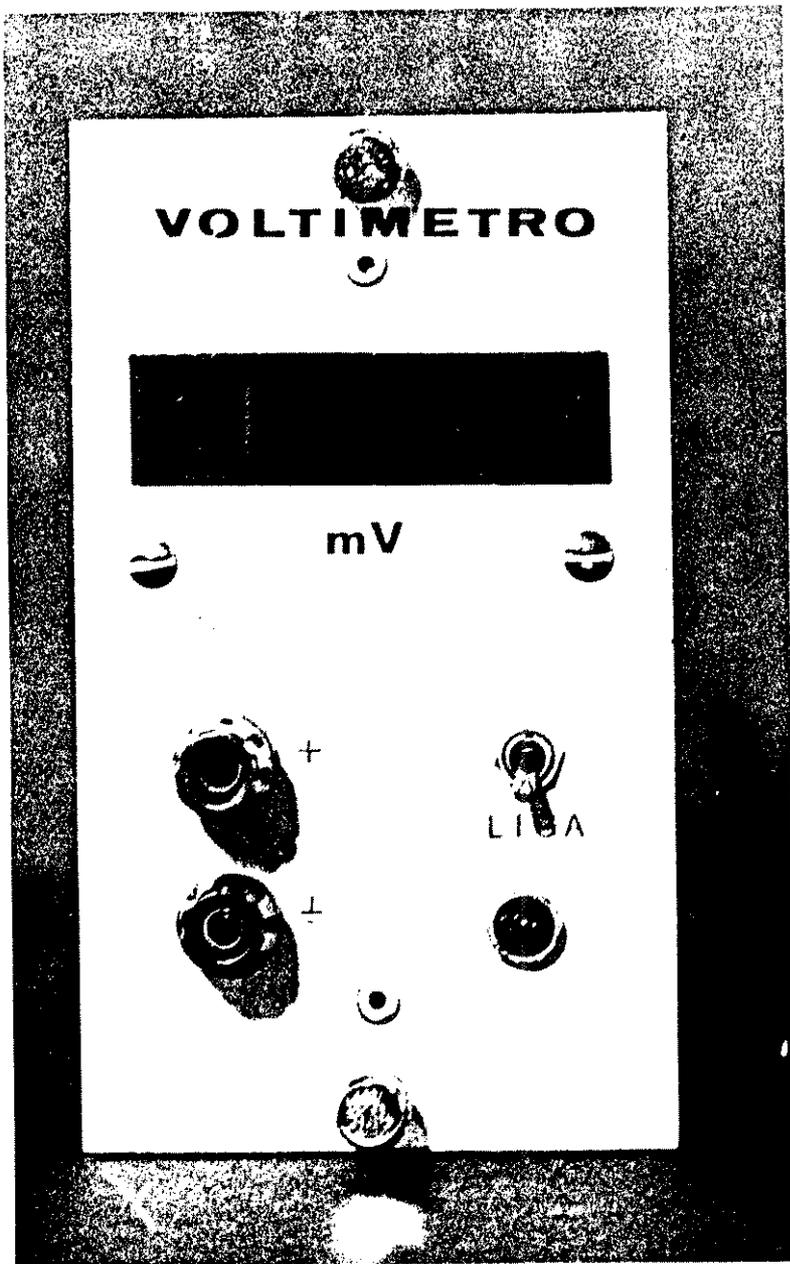


FIGURA 2.23 - Aspectos interno e externo do Módulo Voltímetro Digital.

2.4.2 - DETECTOR DE PULSOS

O Módulo Detector de Pulsos, utilizado no SISTEMA MODULAR, para monitoração de biopotenciais através de sua transformação em estímulos sonoros e visuais, tem sua operação baseada no Circuito Integrado Temporizador LM555, cuja pinagem e configuração interna são apresentadas na Figura 2.24. Este circuito integrado é composto basicamente de um "flip-flop" tipo RS, com comparadores nas entradas "set" (S) e "reset" (R), e uma saída em coletor aberto, necessária para a descarga do capacitor externo [Wobschall, 1979; Parr, 1979; Linear Databook, 1980]. As duas configurações mais importantes deste dispositivo, as quais são utilizadas no Detector de Pulsos, são: monoestável, onde o temporizador produz pulsos únicos de duração conhecida e astável, que faz o LM555 se comportar como um oscilador.

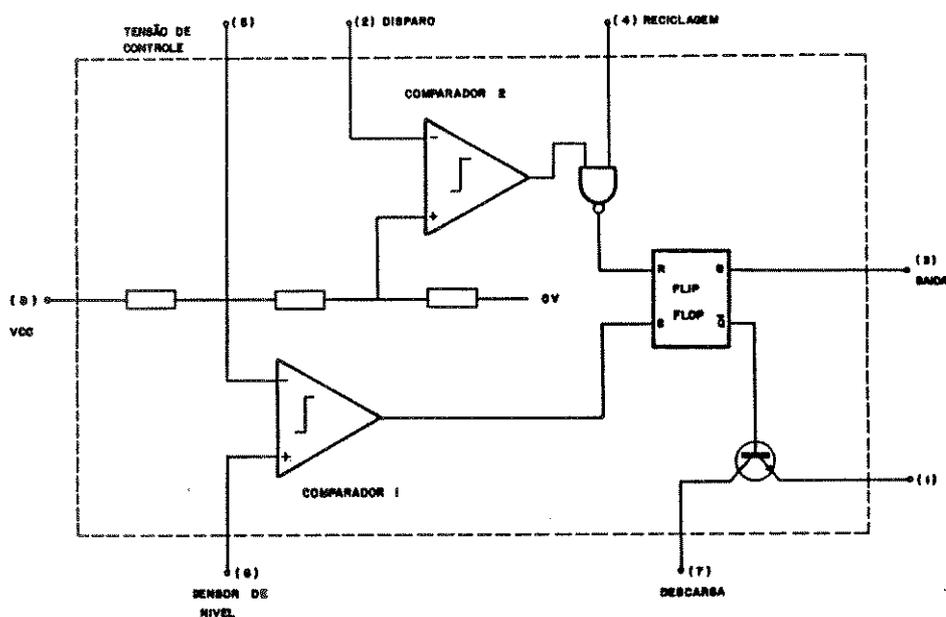
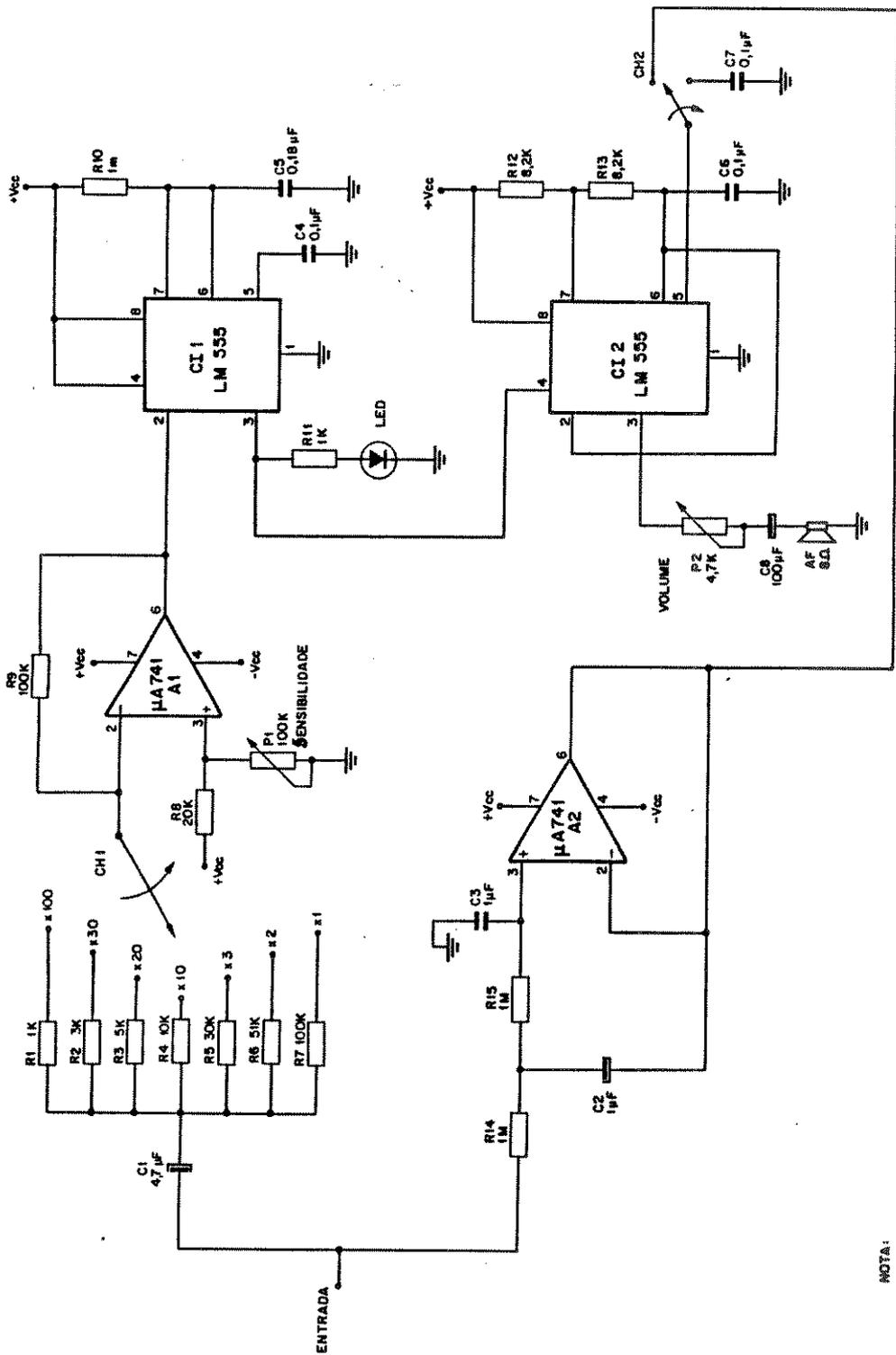


FIGURA 2.24 - Pinagem do circuito integrado LM555

A Figura 2.25 mostra o diagrama esquemático do Módulo Detector de Pulsos implementado. O Amplificador Operacional A1, configurado como inversor, permite adequar a amplitude dos pulsos de entrada aos valores necessários para disparar o temporizador C11, que opera no modo monoestável. Isto se realiza através do capacitor C1, que faz o desacoplamento DC do sinal de entrada dos resistores R1 a R7, os quais permitem, através da chave externa CH1, fixar o ganho respectivamente em: 1; 2; 3; 10; 20 e 100, e do potenciômetro P1, também externo, que permite o ajuste da sensibilidade do circuito.



NOTA:

1 - TODOS OS RESISTORES NÃO ESPECIFICADOS SÃO DE 1/4W, 5%

2 + + Vcc = +15 V
- Vcc = -15 V

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP			
Título: DETECTOR DE PULSOS			
Proj.: BOTTESI	Des.: LUÍZA MARIA	Date:	Rev:
Cod:	Em.: A3	Folha:	Arq:

FIGURA 2.25 - Diagrama esquemático do Módulo Detector de Pulsos.

No temporizador CI1, o capacitor C5 é inicialmente mantido descarregado pelo transistor interno. Quando um pulso de disparo negativo, de no mínimo 1/3 de Vcc é aplicado no pino 2, a entrada "set" do "flip-flop" muda de estado lógico, desfazendo o curto no capacitor e conduzindo a saída para o estado alto. Esta transição faz com que o LED acenda, transformando o pulso de entrada num sinal luminoso e também controla a entrada de redisparo do CI2. A tensão no capacitor C5 passa então a aumentar de forma exponencial até o ponto em que atinge 2/3 de VCC, quando então o comparador reinicializa o "flip-flop" provocando a descarga do capacitor e levando a saída para o estado baixo. O Circuito Integrado CI2, configurado para operação astável, gera um trem de pulsos com frequência de 586 Hz a cada nível na entrada, de forma a produzir no alto-falante AF um sinal audível. O volume deste sinal pode ser ajustado externamente através do potenciômetro P2. É interessante notar que a falta de pulsos na entrada leva a saída de CI1 ao nível alto, fazendo com que CI2 atue como multivibrador, produzindo tons contínuos no alto falante, e o LED permaneça aceso, permitindo portanto a monitoração de ausência de sinal.

O amplificador A2, configurado como filtro de 1ª ordem, rejeita todos os sinais acima de 1 Hz. Isto permite que o nível DC presente no sinal de entrada modifique a tonalidade dos sinais produzidos pelo CI2. Este recurso é opcional, selecionável externamente através da chave CH2, sendo bastante útil, por exemplo, na captação de sinais intracelulares, pois permite a monitoração da perfuração da membrana celular.

Devido a sua utilização como monitor, este módulo não foi montado em placa padrão para bastidor, e sim em uma caixa de alumínio.

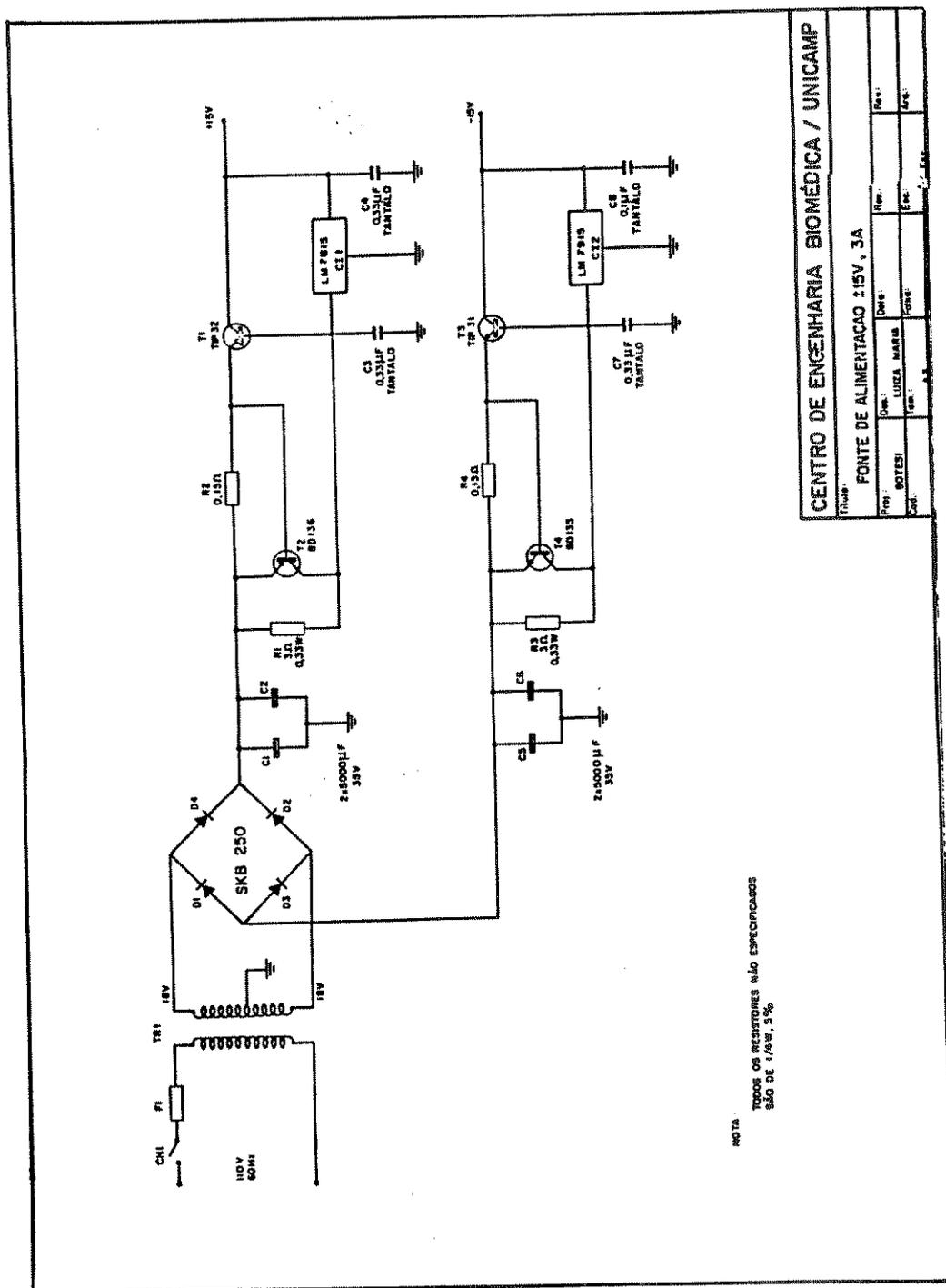
2.5 - FONTES

As Fontes desenvolvidas para o SISTEMA MODULAR podem ser classificadas em dois tipos: aquelas destinadas à alimentação dos Módulos e eventuais circuitos externos de interface com o Sistema, que são as fontes convencionais de tensão e, um segundo tipo, mais complexo, que destina-se à alimentação dos Transdutores. Nos próximos quatro itens serão analisados os principais aspectos práticos dos circuitos desenvolvidos.

2.5.1 - FONTE ESTABILIZADA $\pm 15V$

A Figura 2.26 mostra o diagrama esquemático da Fonte de Alimentação de $\pm 15V$ implementada. Utilizou-se aqui os Reguladores Série LM7815, para a fonte de +15V, e LM7915 para a de -15V. Estes dispositivos fornecem uma tensão regulada em seu terminal de saída, a partir de uma entrada não regulada, e incluem, entre suas características, limitação interna de corrente e proteção contra sobre-aquecimento e sobre-tensão na entrada. Os

capacitores C3, C4, C7 e C8 são recomendados pelo fabricante para manter a estabilidade e minimizar a influência de ruídos de alta frequência. Os transistores T1 e T3 têm como finalidade elevar a capacidade de corrente da fonte sem alterar as características de proteção dos reguladores. Os transistores T2 e T4, juntamente com os resistores R1, R2, R3 e R4, fornecem proteção adicional contra curto-circuitos na saída [Voltage Regulator Handbook, 1980; Gauper et al, 1971; Walston e Miller, 1963].



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: FONTE DE ALIMENTAÇÃO ±15V, 3A

Proj.	Des.	Rev.
Edi.	LUÍZA MARIA	
Ver.		
Cor.		

FIGURA 2.26 - Diagrama esquemático do Módulo Fonte ±15V.

A retificação da tensão do transformador é realizada pela ponte de diodos SKB3250, a filtragem do sinal de +15V é feita pelos capacitores C1 e C2, e C5 e C6 para o sinal de -15V. O transformador de entrada, a chave CH1 e o fusível de proteção localizam-se no Módulo de Alimentação que será visto posteriormente. A finalidade principal deste Módulo é alimentar os circuitos analógicos do SISTEMA MODULAR. Para tanto, todos os conectores traseiros dos dois bastidores que compõem o Sistema, são alimentados por esta fonte. Além disto foram previstos conectores externos, colocados no painel frontal, que permitem a alimentação de circuitos que eventualmente venham a ser desenvolvidos na utilização didática do Sistema.

Os testes em bancada, do Módulo montado, forneceram as seguintes características:

	FONTE -15V	FONTE +15V
RIPPLE	20 mV	20 mV
TENSÃO SEM CARGA	-14,97 V	14,94 V
TENSÃO COM CARGA (4,7 Ω)	-14,18 V	14,28 V
CORRENTE DE SAÍDA (MAX.)	3 A	3 A

A Figura 2.27 mostra os aspectos interno e externo do módulo montado.

2.5.2 - FONTE ESTABILIZADA $\pm 5V$

Este Módulo foi inicialmente projetado para a alimentação do Voltímetro Digital, mas da mesma forma que a Fonte $\pm 15V$, alimenta todos os conectores traseiros dos dois bastidores e também dispõe de conectores externos colocados no painel frontal.

A Figura 2.28 apresenta o diagrama esquemático do circuito desenvolvido. Utilizou-se aqui os Reguladores Série LM7805 e LM7905, respectivamente para as saídas de +5V e -5V, integrados estes que podem fornecer até 1 A de corrente, proteção contra superaquecimento e limitação interna de corrente. A etapa de retificação e filtragem é realizada pela Ponte de Diodos SKB2104 e pelos capacitores C1 e C4. Os capacitores C2, C3, C5 e C6 destinam-se a estabilizar os reguladores e filtrar os ruídos de alta frequência [Voltage Regulator Handbook, 1980].

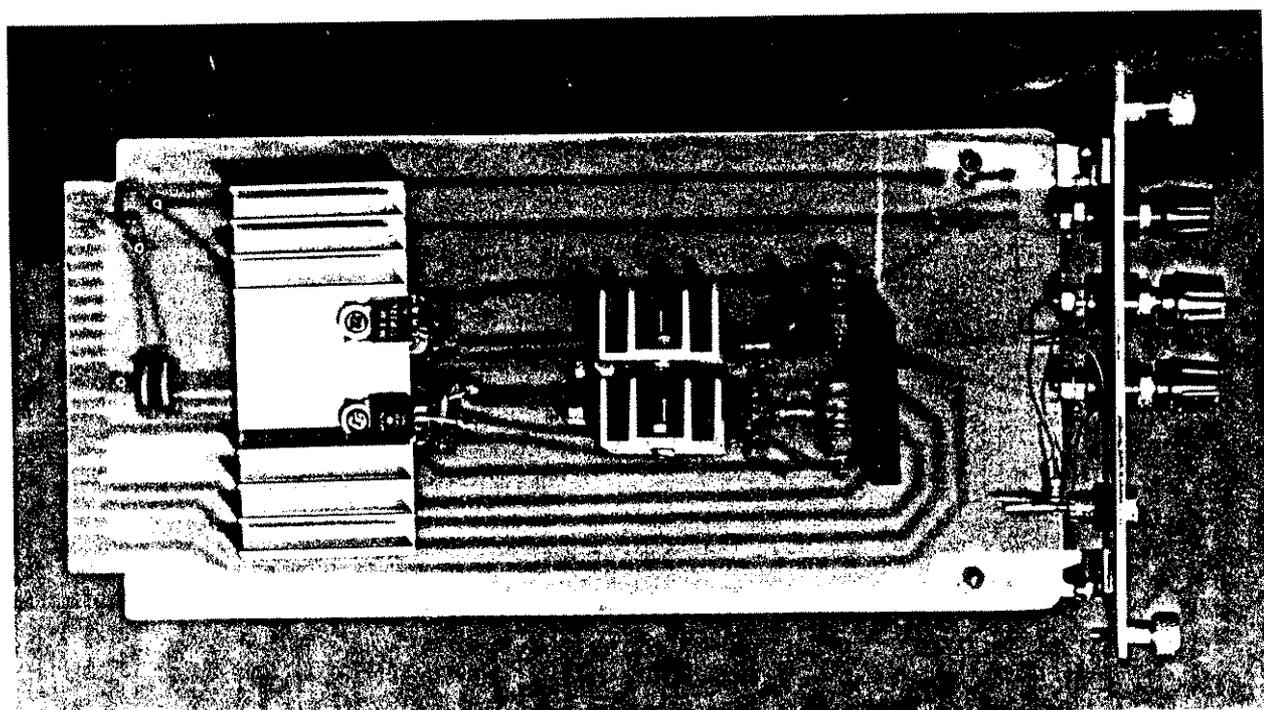
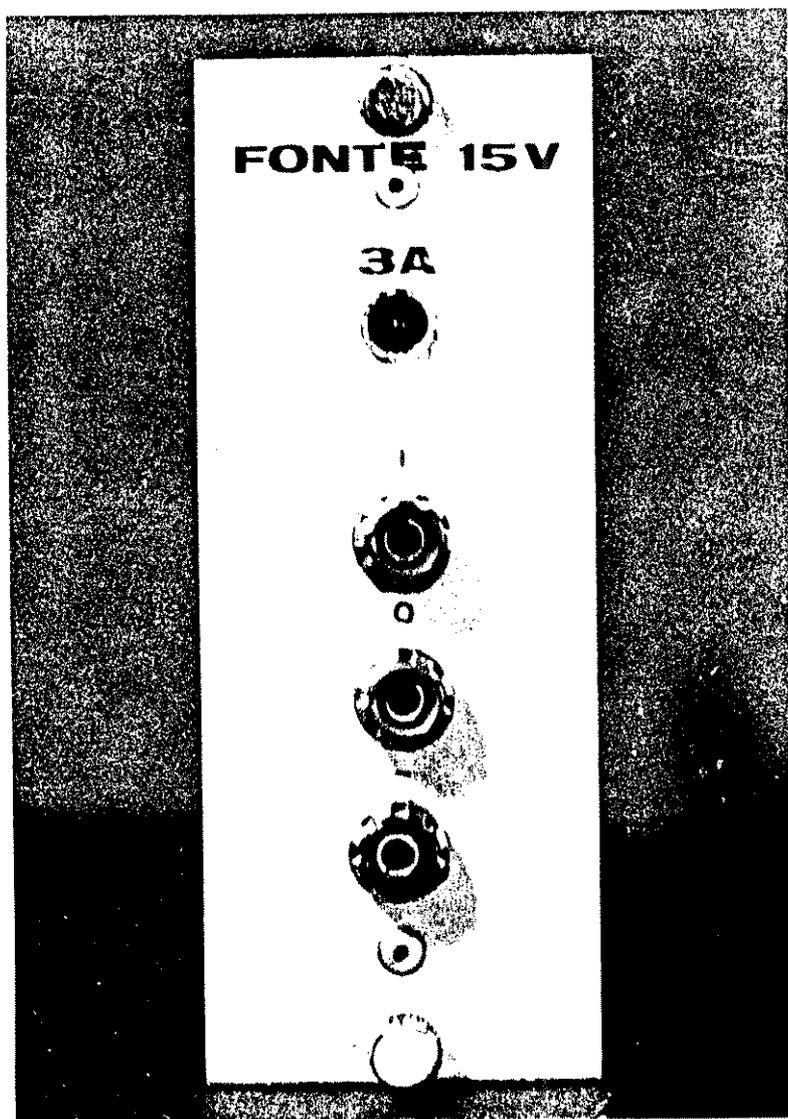
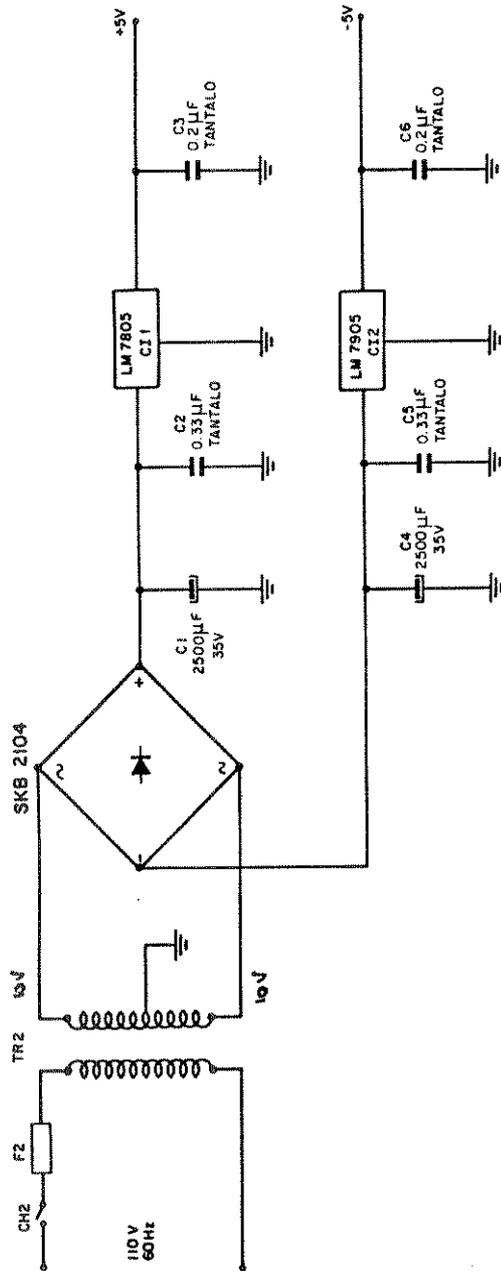


FIGURA 2.27 - Aspectos interno e externo do Módulo Fonte $\pm 15V$.



NOTA:
 TODOS OS RESISTORES NÃO ESPECIFICADOS
 SÃO DE 1/4 W, 5%

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP			
Título: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO DE ±5V, 1A			
Proj: BOTTESI	Des: LUÍZA MARIA	Data:	Rev:
Cod:	Tem: A 3	Folha:	Arq:
		Esc:	S/ Esc.

FIGURA 2.28 - Diagrama esquemático do Módulo Fonte ±5 V.

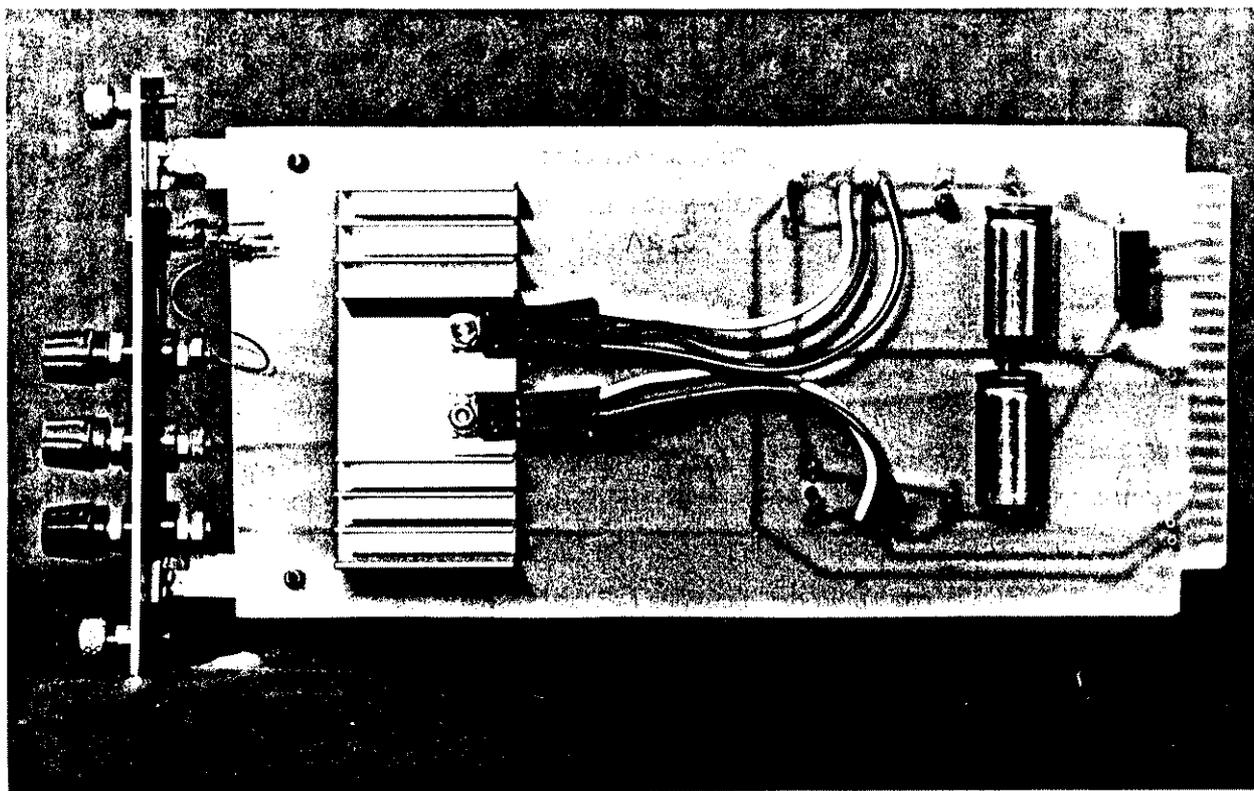
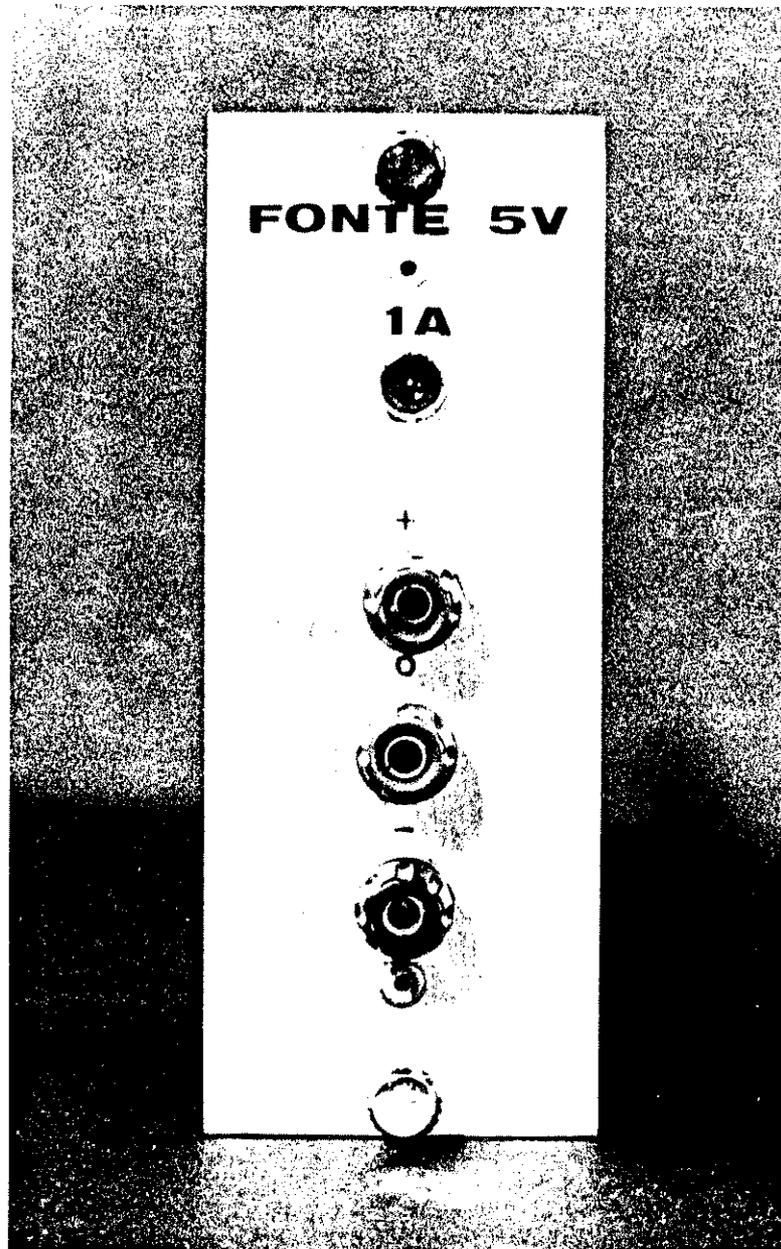


FIGURA 2.29 - Aspectos interno e externo do Módulo Fonte ± 5 V.

Os ensaios em bancada do Módulo montado forneceram as seguintes características:

	FONTE -5V	FONTE +5V
RIPPLE	1,6 mV	1,6 mV
TENSÃO SEM CARGA	-5,031 V	5,020 V
TENSÃO COM CARGA (4,7 Ω)	-4,208 V	4,060 V
CORRENTE DE SAÍDA (MAX.)	1 A	1 A

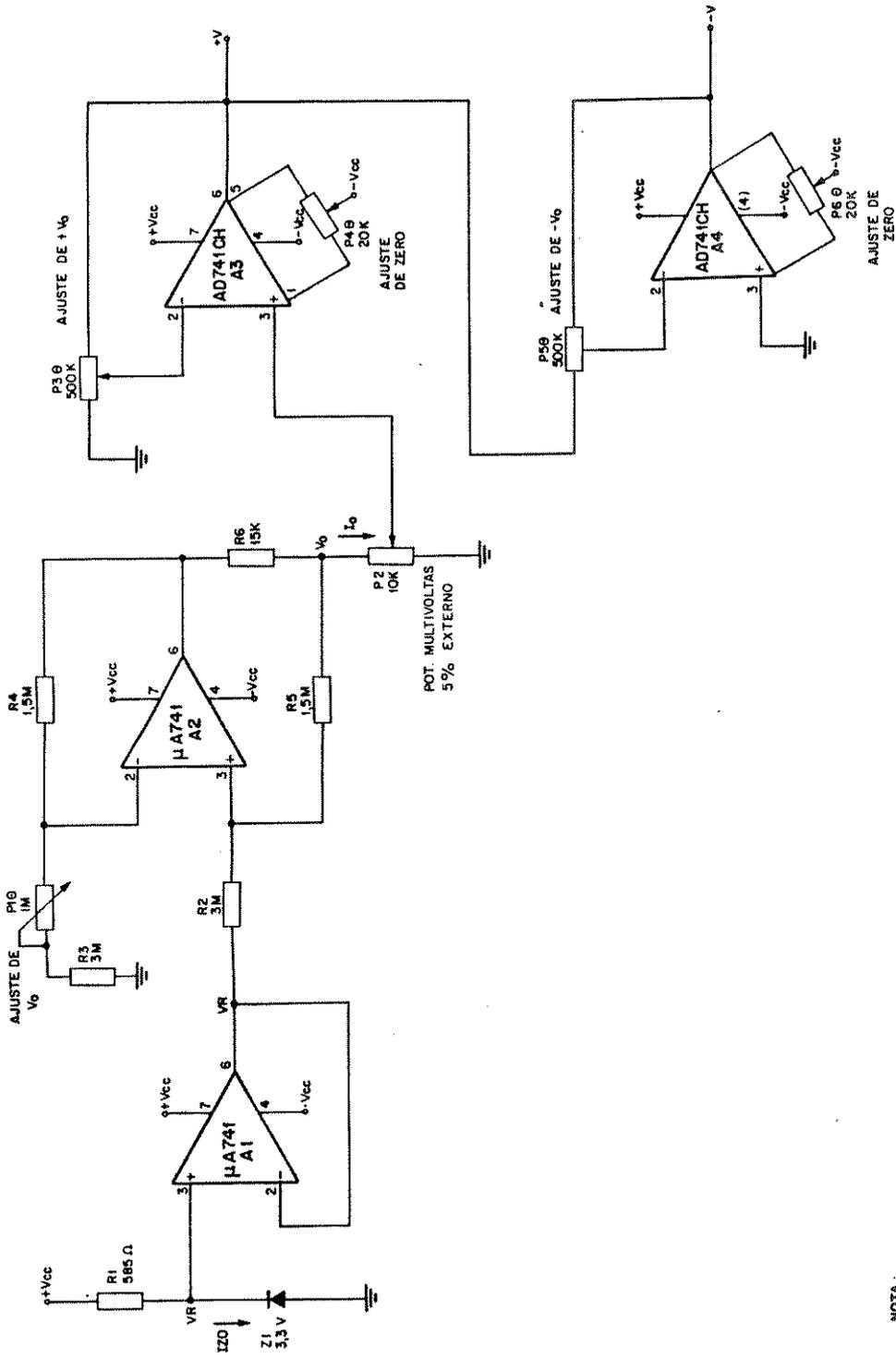
A Figura 2.29 mostra os aspectos interno e externo do módulo montado.

2.5.3 - FONTE PARA TRANSDUTORES EM PONTE

Como já foi visto no Capítulo 1, grande parte dos transdutores utilizados em aplicações biomédicas utilizam sensores que produzem pequenos sinais e fazem parte de uma configuração em Ponte de Wheatstone. Estes dispositivos, que podem ser resistivos, capacitivos ou indutivos, são em geral passivos, necessitando, portanto, de uma fonte externa de alimentação. Para a operação com estes dispositivos, foi desenvolvida para o SISTEMA MODULAR, uma Fonte DC, com tensão variável entre 0 e 10 V, e 1 A de capacidade de corrente.

A Figura 2.30 apresenta o diagrama esquemático deste Módulo. O circuito formado pelos Amplificadores Operacionais A1 e A2 configuram um regulador de corrente para cargas aterradas, sendo a carga, neste caso, representada pelo potenciômetro P2. Este potenciômetro multivolts, acessível no painel frontal do módulo, permite o ajuste da tensão de saída da fonte. A tensão de referência (V_r) é determinada por um diodo Zener de 6,3 V. O resistor R1, ligado a $+V_{CC}$, estabelece a corrente de operação I_{zo} , para o diodo, de acordo com a equação:

$$I_{zo} = \frac{V_{CC} - V_R}{R1} \quad (2.13)$$



NOTA:

- 1 - TODOS OS RESISTORES NÃO ESPECIFICADOS SÃO DE 1/4 W, 5%
- 2 - θ AJUSTE INTERNO
- 3 - +Vcc = +15 V
-Vcc = -15 V

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP			
Título: FONTE DE TENSÃO PARA TRANSDUTORES EM PONTE			
Proj.: BOTTESI	Des.: LUIZA MARIA	Data:	Rev:
Cod.:	Tam.: A3	Folha:	Arg:
		S/ Esc.	

FIGURA 2.30 - Diagrama esquemático do Módulo Fonte para Transdutores em Ponte.

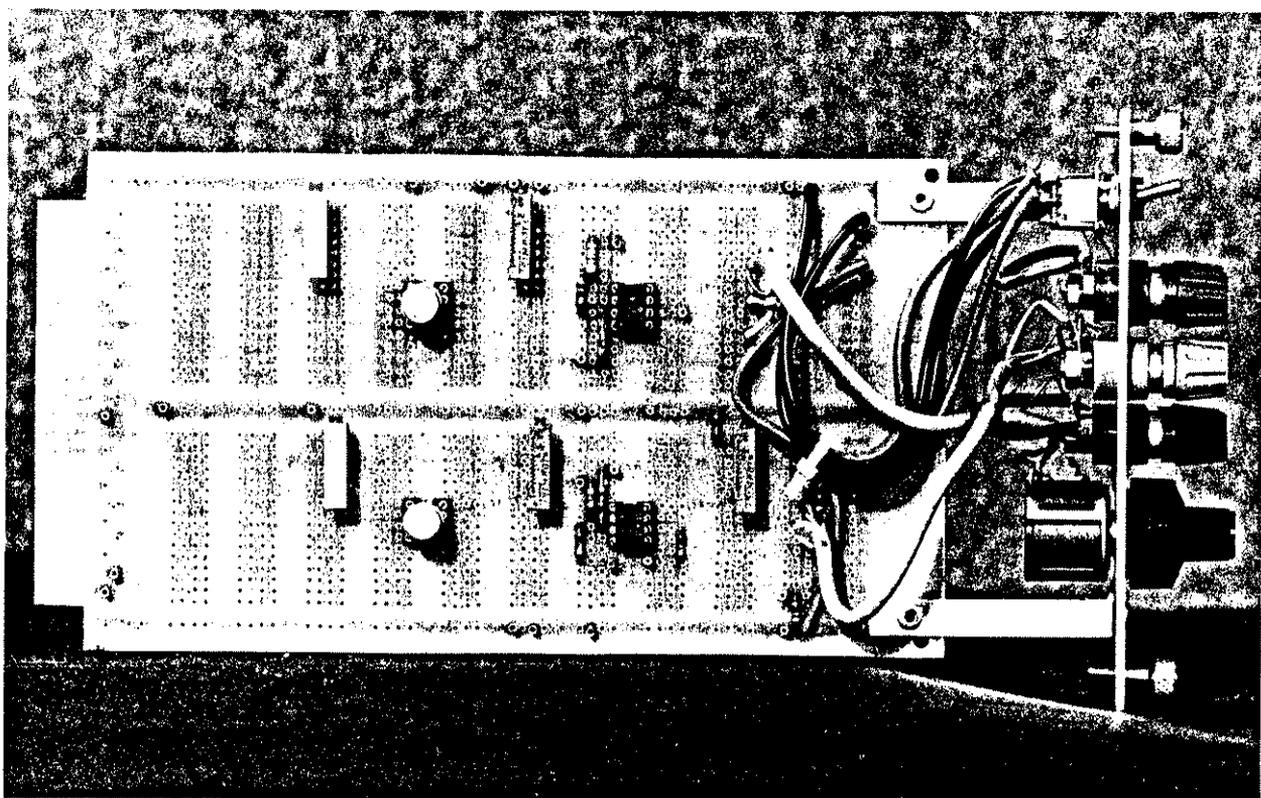
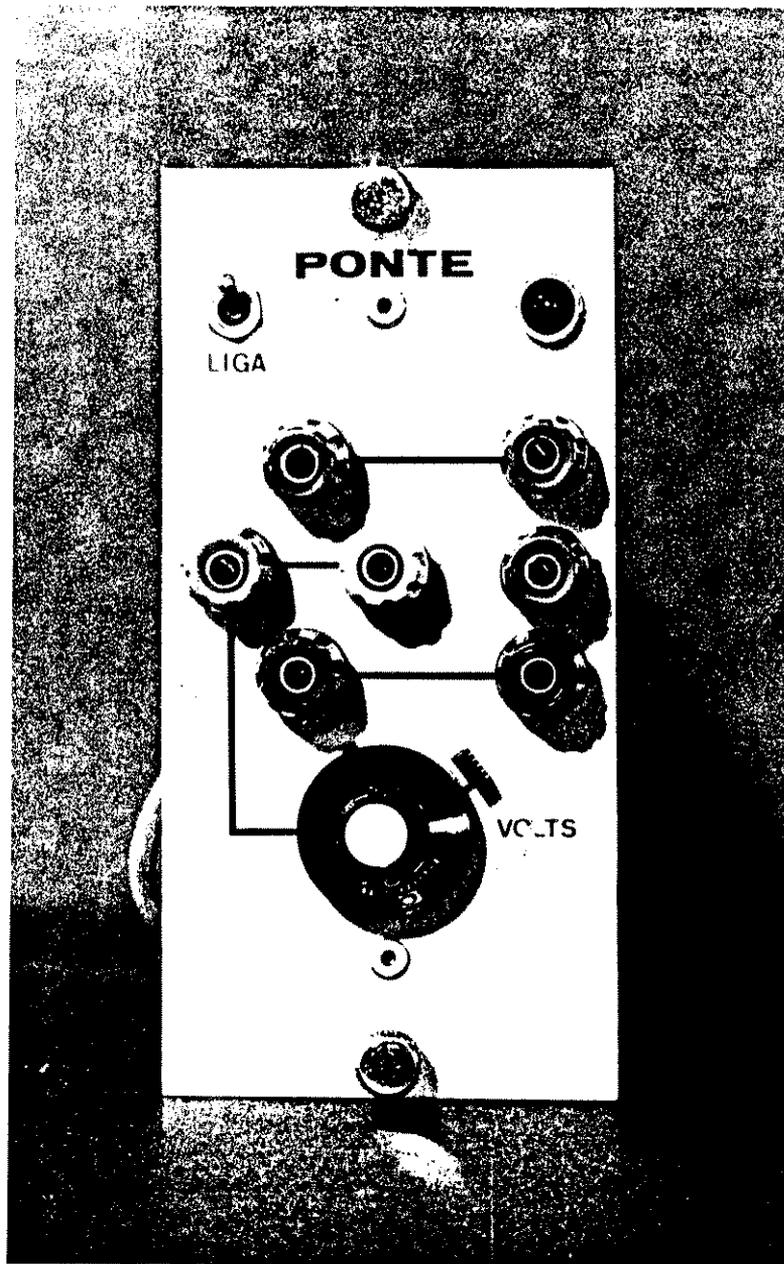


FIGURA 2.31 - Aspectos interno e externo do Módulo Fonte para Transdutores em Ponte.

O amplificador A1, configurado como seguidor de emissor, destina-se a isolar a fonte de tensão formada pelo Zener e R1, de forma que sua resistência não seja adicionada a R3. O circuito formado pelo Amplificador Operacional A2 é uma Fonte de Corrente Bilateral [Dobkin, 1970], onde o resistor R6 amostra a corrente de saída I_O , de forma que qualquer variação desta será reproduzida com uma variação de V_O . Esta variação irá realimentar a entrada através de R5, resultando em uma correção dos valores de V_O e I_O aos originais. Como R6 é flutuante, são necessários mais dois resistores de realimentação, representados por R3 e R4. O resistor R2 também faz parte do circuito de realimentação e o potenciômetro P1, em série com R3, permite o ajuste interno do valor de I_O , determinado pela equação:

$$I_O = \frac{R_4 V_R}{(R_3 + P_1) R_6} \quad (2.14)$$

onde pode-se notar que I_O não depende da resistência de carga P2.

O Amplificador Operacional A3, configurado como não inversor, atua no sentido de elevar a tensão de saída do potenciômetro P2 ao nível +V, do vértice positivo da ponte. O Amplificador Operacional A2, em configuração inversora, tem ganho de aproximadamente 1, e determina o valor de -V do vértice negativo da ponte. Os potenciômetros multivoltas P3 e P5, permitem o ajuste interno dos valores de +V e -V respectivamente, e os potenciômetros P4 e P6 possibilitam o ajuste de zero.

Devido à possibilidade de utilização deste Módulo com diversos tipos de sensores, optou-se por uma montagem aberta, onde os vértices da ponte estão disponíveis no painel frontal, conforme mostra a Figura 2.31.

2.5.4 - FONTE DE CORRENTE

A Figura 2.32 mostra o diagrama esquemático da Fonte de Corrente desenvolvida para ser utilizada no SISTEMA MODULAR, na alimentação de termistores e outros sensores resistivos.

Este Módulo, que tem capacidade de fornecer correntes constantes entre -1 mA e +1 mA, para cargas de até 10 k Ω , utiliza o Amplificador Operacional LM741 (A1) como um amplificador de transcondutância ou conversor corrente-tensão. Este circuito, cujo equacionamento já foi analisado no Capítulo 1, faz circular uma corrente proporcional à tensão de entrada através da resistência de carga R1. A corrente de saída que circula pelo potenciômetro P2 determina um valor de tensão que realimenta em série a entrada. Neste caso, a corrente I_O é calculada pela equação [Stout e Kaufman, 1976; Graeme et al., 1971; Graeme, 1973]:

$$I_o = \frac{V_i}{P_2} \quad (2.15)$$

sendo independente da carga, e ajustável através de P2.

O Amplificador Operacional A2, no caso um LM3140 configurado como seguidor de emissor, permite a leitura externa da corrente na carga, sem redução da impedância de saída da fonte. A tensão de entrada é obtida através do divisor formado por P1, colocado no painel frontal do módulo e pelo resistor R1.

A Figura 2.33 mostra o Módulo Fonte de Corrente internamente e externamente.

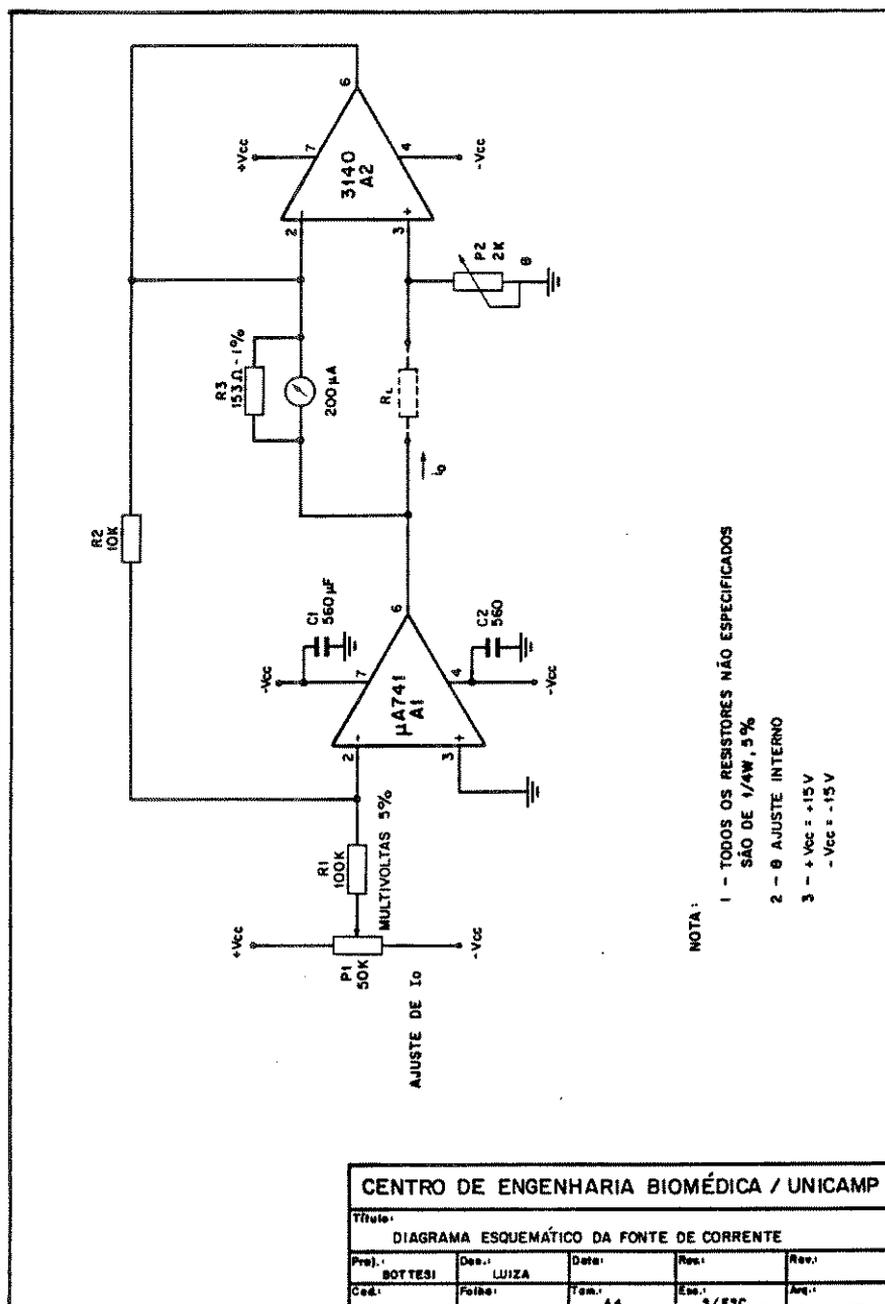
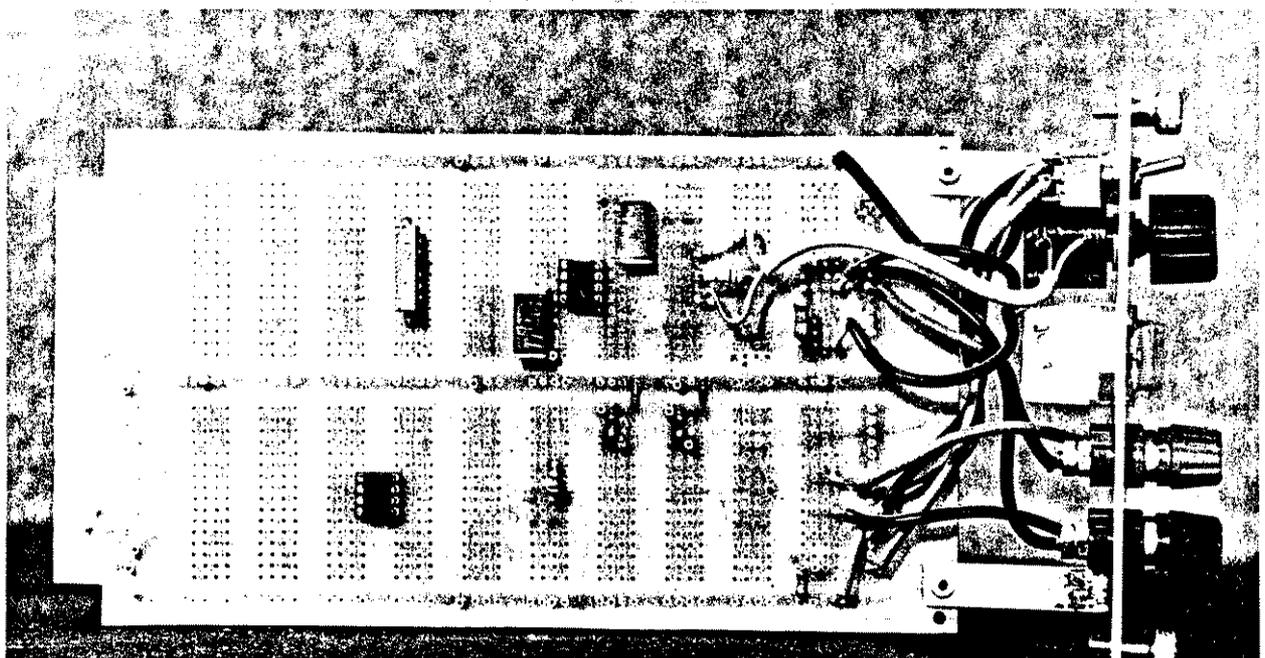


FIGURA 2.32 Diagrama esquemático do Módulo Fonte de Corrente.



2.5.5 - MÓDULO DE ALIMENTAÇÃO

Visando facilitar a instalação e manutenção dos módulos que compõem o SISTEMA MODULAR, os transformadores TR1 e TR2, as chaves CH1 e CH2, os fusíveis de proteção F1 e F2, indicados na Figuras 2.26 e 2.28, bem como os capacitores eletrolíticos C1, C2, C5 e C6 da Figura 2.26, foram montados em um módulo exclusivo que se conecta às Fontes através do barramento traseiro dos bastidores, conforme mostra a Figura 2.34.

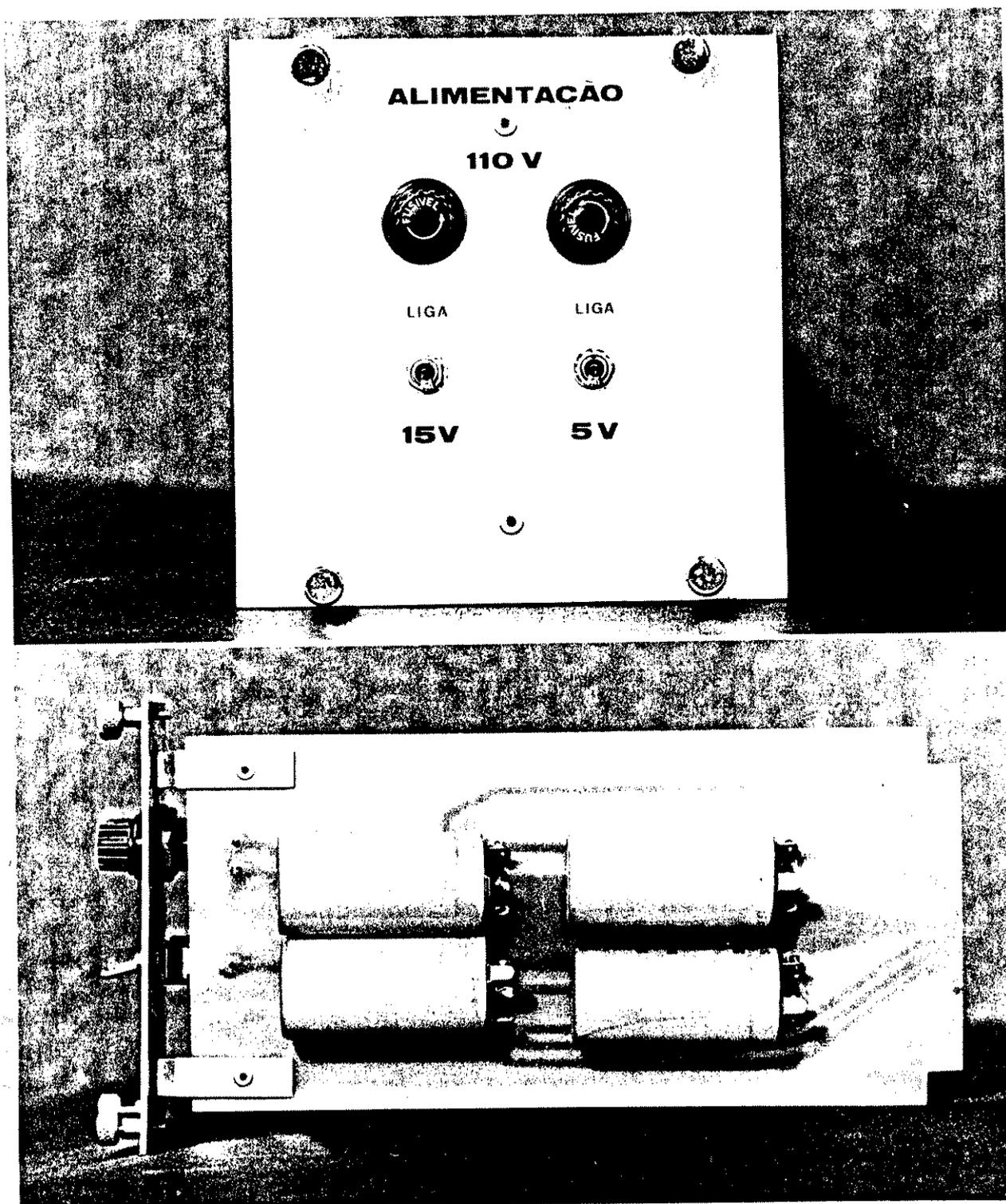
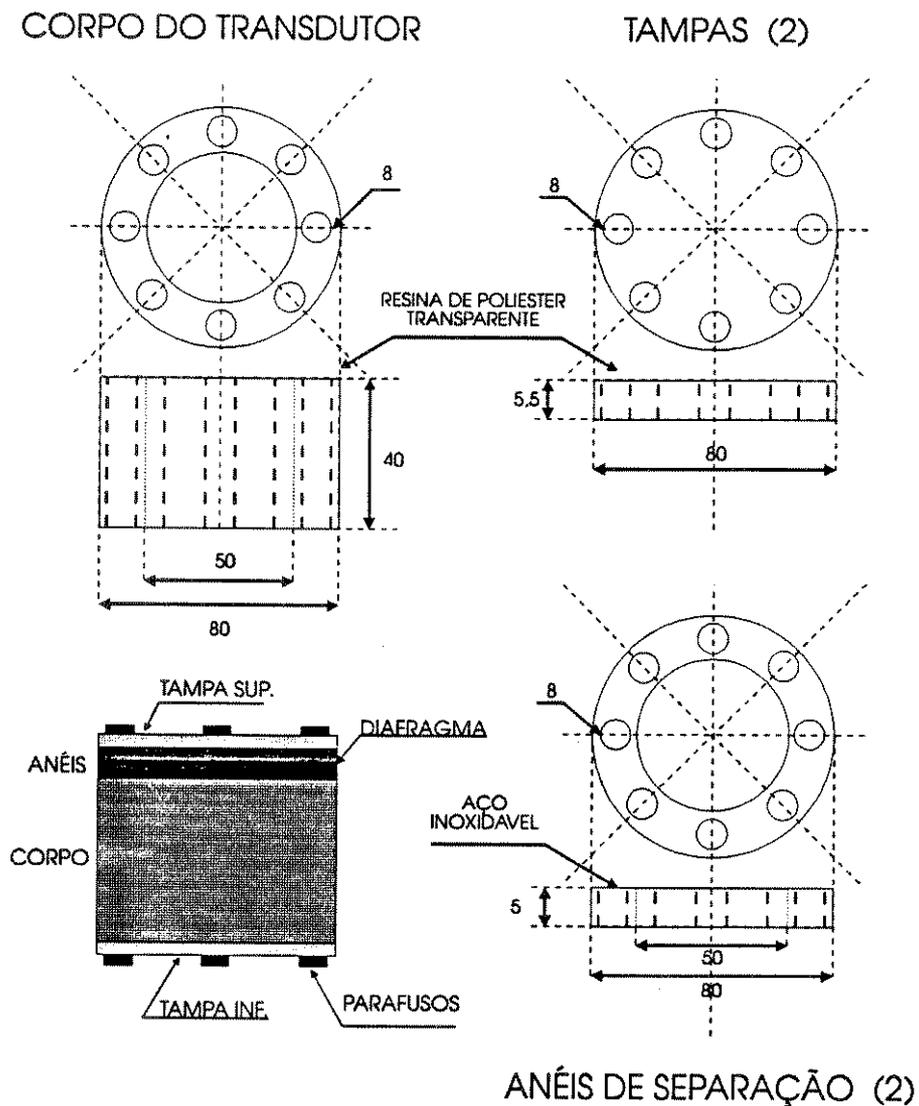


FIGURA 2.34 - Aspectos interno e externo do Módulo de Alimentação.

Estas condições iniciais, juntamente com a definição de que seria suficiente uma tensão de saída da ordem de $50 \mu\text{V}$ por unidade de tensão de alimentação da Fonte Para Transdutores em Ponte, permitiram, com a utilização das equações dos itens 1.3.1 e 1.3.2.1, o cálculo do raio R do diafragma.



OBS : MEDIDAS EM mm

FIGURA 2.35 - Partes componentes e dimensões do Transdutor de Pressão.

2.6.2 - TRANSDUTOR DE SONS

A Figura 2.36 mostra um diagrama do Transdutor de Sons que foi montado. Utilizou-se uma caixa de plástico com as dimensões e formas mostradas na figura, em cujo interior foi colado um microfone de eletreto, de baixo custo e tamanho reduzido. O Transdutor

de Sons foi desenvolvido para ser utilizado pressionado contra o tórax, sendo que neste caso, o ar atua como elemento de transmissão.

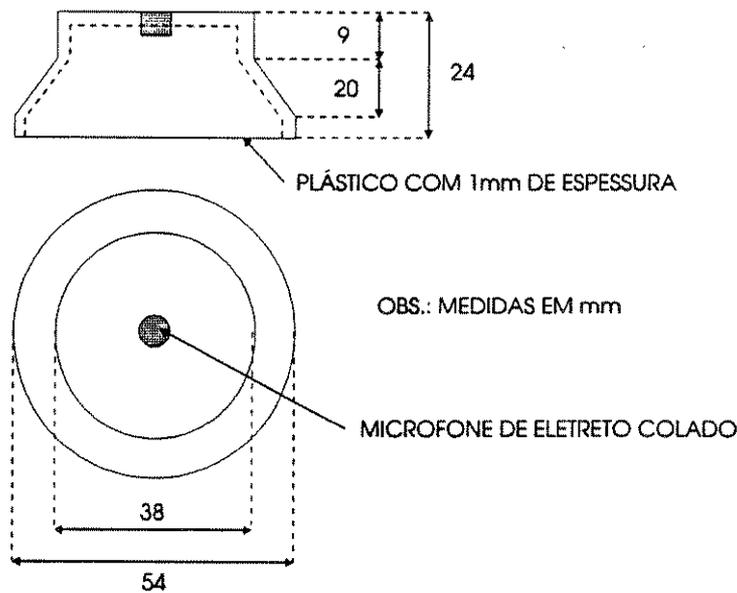


FIGURA 2.36 - Aspecto externo e dimensões principais do Transdutor de Sons.

2.6.3 - TRANSDUTOR DE TEMPERATURA

A Figura 2.37 mostra as principais dimensões e o aspecto externo do transdutor de temperatura. O conjunto é formado de um tubo de aço inoxidável com uma rosca em uma das pontas e de uma pequeno parafuso vazado no sentido longitudinal, também de aço inoxidável, que contém em uma de suas extremidades um termistor PTC, de valor nominal $42\text{ k}\Omega$ à temperatura de 25°C . O parafuso é rosqueado no interior do tubo, com o termistor para dentro, formando um conjunto que protege o elemento sensível.

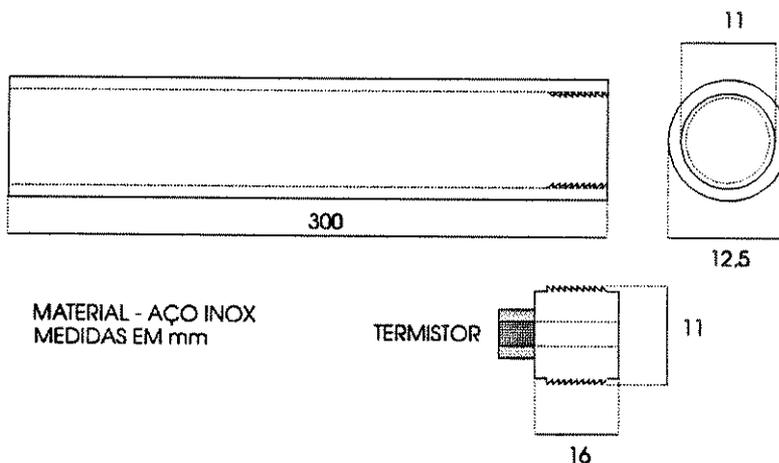


FIGURA 2.37 - Dimensões principais e aspecto externo das partes que compõem o Transdutor de Temperatura.

2.6.4 - TRANSDUTOR DE FLUXO

Como pode ser visto na Figura 2.38, o Transdutor de Fluxo, desenvolvido para a simulação de Medida de Débito Cardíaco por Termodiluição do SISTEMA MODULAR, é composto basicamente por uma pequena peça de latão, com entrada e saída que permitem a conexão segura de uma mangueira de plástico, e um termistor NTP, de resistência nominal $0,7\text{ k}\Omega$ a 25°C , engastado na parte superior e em contacto com o fluxo. Uma peça semelhante, contendo no lugar do termistor uma seringa hipodérmica de 20 ml, permite a injeção, em um local distante do elemento sensível, da solução fria utilizada no experimento.

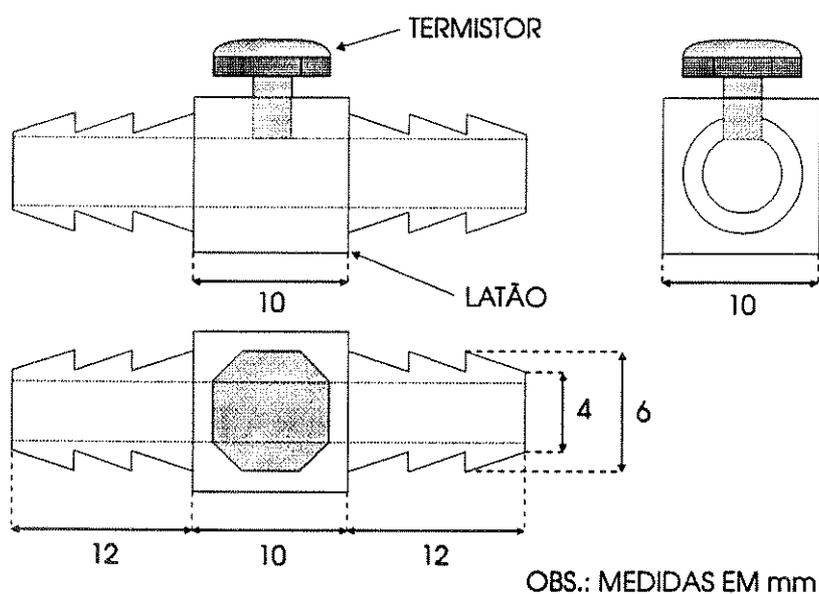


FIGURA 2.38 - Aspecto externo e principais dimensões do Transdutor de Fluxo.

CAPÍTULO III EXPERIMENTOS

3.1 - INTRODUÇÃO

No Capítulo 2 deste trabalho foram apresentados os resultados obtidos nos ensaios dos Módulos e Transdutores que compõem o SISTEMA MODULAR. No entanto, visando manter a fidelidade ao objetivo inicial do projeto, qual seja :

"desenvolver um equipamento versátil e de baixo custo, que pudesse ser utilizado como apoio didático às disciplinas de laboratório relacionadas com TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS",

o trabalho somente poderia ser considerado completo se, como resultado, apresentasse um conjunto de experimentos realizáveis, como sugestão para aulas práticas de disciplinas relacionadas com o tema em questão.

As experiências sugeridas neste Capítulo foram idealizadas de forma a utilizar todos os recursos disponíveis no SISTEMA MODULAR e abrangendo todas as Grandezas Biomédicas previamente escolhidas e descritas no Capítulo 1. Procurou-se também elencar um conjunto de sugestões para utilização futura do equipamento desenvolvido.

É importante ressaltar que a estrutura apresentada para as experiências é apenas uma sugestão, ficando a elaboração dos roteiros definitivos a cargo dos docentes usuários do equipamento, de acordo com suas necessidades específicas e técnicas didáticas por eles utilizadas.

3.2 - EXPERIMENTOS

Dentre as várias experiências possíveis de serem realizadas com o SISTEMA MODULAR para Transdução e Medidas de Grandezas Biomédicas, cinco delas são consequência lógica da própria estrutura escolhida para este trabalho, que são:

1. Captação e Processamento de Biopotenciais - com o objetivo de familiarizar os usuários do SISTEMA MODULAR com a captação e o processamento dos potenciais bioelétricos, é proposta a montagem de um Eletrocardiógrafo didático. Além da obtenção das formas de onda características de um ECG, pretende-se também introduzir a importância da filtragem correta no processamento destes sinais, principalmente o da fonte de ruído sempre presente em qualquer medida biológica, que é o sinal de 60 Hz.
2. Ensaio de um Transdutor de Pressão - procurou-se neste experimento abordar a transdução e o processamento do sinal de pressão do ponto de vista da engenharia de sistemas. Assim, alguns conceitos básicos sobre: características dinâmicas dos sinais; sinais periódicos e não periódicos; série e transformada de Fourier e funções de transferência de sistemas de segunda ordem, são importantes para um bom aproveitamento da experiência proposta.
3. Captação de Sons Biológicos - utilizando um dos equipamentos mais comuns dentro da área médica, o Esfigmomanômetro, e utilizando-se o SISTEMA MODULAR para configurar um Fonocardiógrafo procura-se correlacionar grandezas fisiológicas importantes que são: os sons presentes em sistemas vivos, pressões sistólica e diastólica e os sons do coração com as formas de onda obtidas na Eletrocardiografia.
4. Linearização de Termistores - este experimento tem como objetivos familiarizar os usuários com a transdução e o processamento dos sinais de temperatura, caracterizar o termistor que é um dispositivo muito utilizado em instrumentação biomédica, do ponto de vista do projetista de instrumentação, freqüentemente confrontado com a não linearidade dos sensores disponíveis para o seu projeto.
5. Medida de Fluxo Por Termodiluição - através de uma montagem simples, é realizada a simulação de uma medida de Débito Cardíaco utilizando termodiluição.

As experiências escolhidas foram organizadas de forma didática, em roteiros de laboratório, contendo o objetivo daquela montagem, uma discussão teórica sobre o fenômeno fisiológico abordado, a relação do material necessário para o experimento e o procedimento para sua realização.

Os roteiros propostos são suficientes para a realização de um semestre letivo de um curso de laboratório, e têm em vista um usuário com formação na área de ciências exatas, com bom domínio de circuitos elétricos e eletrônicos, e que já tenha analisado os Módulos e

Transdutores apresentados no Capítulo 2 deste trabalho, o que não impede que, com as adaptações convenientes, os roteiros sejam reorientados para profissionais com formação na área médica.

É importante ressaltar que a discussão teórica contida nos roteiros, na maior parte das vezes, é um resumo dos conceitos analisados no Capítulo I, e que foram reincluídos no texto visando a utilização em laboratório deste material.

3.3 - SUGESTÕES

Além das experiências básicas apresentadas, diversos temas podem ser abordados utilizando-se o SISTEMA MODULAR e dispositivos de apresentação e registro de dados, tais como Osciloscópios, Polígrafos, Freqüencímetros, etc. Como sugestão, apresentamos neste tópico uma lista de temas possíveis.

- Técnicas de compensação para transdutores resistivos;
- Análise das características estáticas não lineares de transdutores, tais como: saturação, histerese, zona morta, etc;
- Verificação das funções de transferência de transdutores;
- Ensaio estático e dinâmico dos Módulos de Processamento de Sinal (Amplificadores e Filtros);
- Experimentos relacionados com segurança de pacientes;
- Monitoração em cobaias dos sinais de pressão;
- Ensaio dos eletrodos: medida de impedância; resposta a formas de onda complexas; modelo equivalente do eletrodo e do sistema eletrodo-eletrólito; artefatos gerados por movimentação, colocação incorreta, luz, oxidação; etc.;
- Medidas de outros biopotenciais tais como: eletromiografia, eletroencefalografia, etc.;
- Estudo das técnicas de monitoração e telemetria;
- Medidas de fluxo respiratório utilizando transdutores de pressão;

- Medidas de fluxo respiratório utilizando transdutores de temperatura;
- Estudo das técnicas utilizadas para medidas de impedância em sistemas vivos.

EXPERIÊNCIA 1

CAPTAÇÃO E PROCESSAMENTO DE BIOPOTENCIAIS

OBJETIVO

Através da montagem de um Eletrocardiógrafo, familiarizar os alunos com os principais problemas encontrados na captação e processamento dos biopotenciais, bem como verificar as principais formas de onda obtidas no ECG.

DISCUSSÃO TEÓRICA

Os Potenciais Bioelétricos ou Biopotenciais são diferenças de potencial entre o interior e o exterior das células, produzidos como resultado de uma atividade eletroquímica. Algumas células, denominadas células excitáveis (células nervosas, fibras dos músculos esqueléticos, fibras dos músculos lisos e células cardíacas), apresentam a característica de produzir potenciais de ação, que consistem em mudanças rápidas do potencial de repouso. Estes potenciais, produzidos pela despolarização e repolarização das células podem ser registrados por eletrodos.

A Eletrocardiografia é, sem dúvida, um dos métodos mais utilizados para diagnósticos de pacientes com problemas cardíacos e consiste no registro e análise da atividade elétrica do coração, obtido através de eletrodos colocados na superfície corpórea.

De certa forma, o coração pode ser considerado como uma bomba de quatro câmaras, cuja função é manter a circulação de modo que um suprimento adequado de sangue, sob pressão suficiente, seja distribuído a todos os órgãos do corpo. A função principal de bombeamento é realizada pelos ventrículos e os átrios podem ser considerados como antecâmaras para armazenamento do sangue durante o período em que os ventrículos estão bombeando. A fase de enchimento do coração é conhecida como diástole e a fase de bombeamento como sístole.

A eficiência do coração, enquanto bomba, depende de que o padrão sequencial de excitação e contração ocorra de forma ordenada e coordenada, dos átrios para os ventrículos. A atividade mecânica do coração inicia-se pela contração dos músculos que compõem os átrios. O átrio direito contém um conjunto de células diferenciadas conhecido como nódulo sinoatrial (nódulo SA), cuja função é servir como marca-passo primário do coração, iniciando os

batimentos cardíacos e definindo seu ritmo. Os impulsos gerados pelo nódulo SA estimulam a contração dos músculos que formam os átrios, e viajam através de fibras condutoras dos átrios até o nódulo atrioventricular (nódulo AV), estimulando a despolarização deste nódulo, que tem a função de marca-passo de reserva, sendo capaz de assumir a geração de impulsos quando o nódulo SA é suprimido. A estimulação do nódulo AV provoca o aparecimento de impulsos que se propagam pelo miocárdio através do feixe de His e do sistema condutor de Purkinje, resultando na contração desse músculo. Assim, a contração muscular necessária para manter o coração funcionando como uma bomba é iniciada pela despolarização e repolarização do nódulo SA e posterior despolarização e repolarização do nódulo AV. Estas despolarizações e repolarizações geram potenciais de ação externos, os quais podem ser registrados na superfície do corpo através de eletrodos convenientemente posicionados. Este registro recebe o nome de Eletrocardiograma e representa a somatória de todas as alterações elétricas que ocorrem no coração em cada instante, fundamentalmente a despolarização das aurículas (onda P), a despolarização dos ventrículos (complexo QRS) e a repolarização dos ventrículos (onda T), conforme a Figura E1.1.

Do ponto de vista da eletrocardiografia, o coração pode ser considerado como um gerador elétrico posicionado em um volume condutor, o torso, sendo que a cada instante de tempo da seqüência de ativação ventricular, a atividade elétrica do coração pode ser representada por um dipolo de corrente equivalente localizado em um ponto denominado "centro elétrico do coração". O momento deste dipolo é caracterizado por um vetor, denominado vetor cardíaco, que apresenta intensidade dependente do número de células em processo de despolarização e direção variável com a variação do ciclo cardíaco. Este vetor é projetado em um dos três eixos existentes em cada um dos três planos de referência mostrados na Figura E1.2 : plano Frontal, plano Transversal e plano Sagital, obtendo-se desta maneira as formas de onda padronizadas da eletrocardiografia. Estes sinais são captados através de eletrodos colocados em pontos específicos do corpo que permitem o registro de formas de onda denominadas derivações.

Neste experimento iremos registrar e analisar o grupo das derivações unipolares, que formam a projeção do vetor cardíaco no plano frontal, utilizando três eletrodos, sendo um deles indiferente ou neutro, posicionados nos braços esquerdo e direito e perna esquerda.

MATERIAL UTILIZADO

Módulo Pré Amplificador AC, Módulo Filtro Passa-Baixas, Módulo Filtro-Rejeita Faixa, Módulo Detector de Pulsos, Osciloscópio com Memória ou Polígrafo, Fontes $\pm 15V$, Eletrodos de Prata/Cloreto de Prata, Gel Condutor, Cabos.

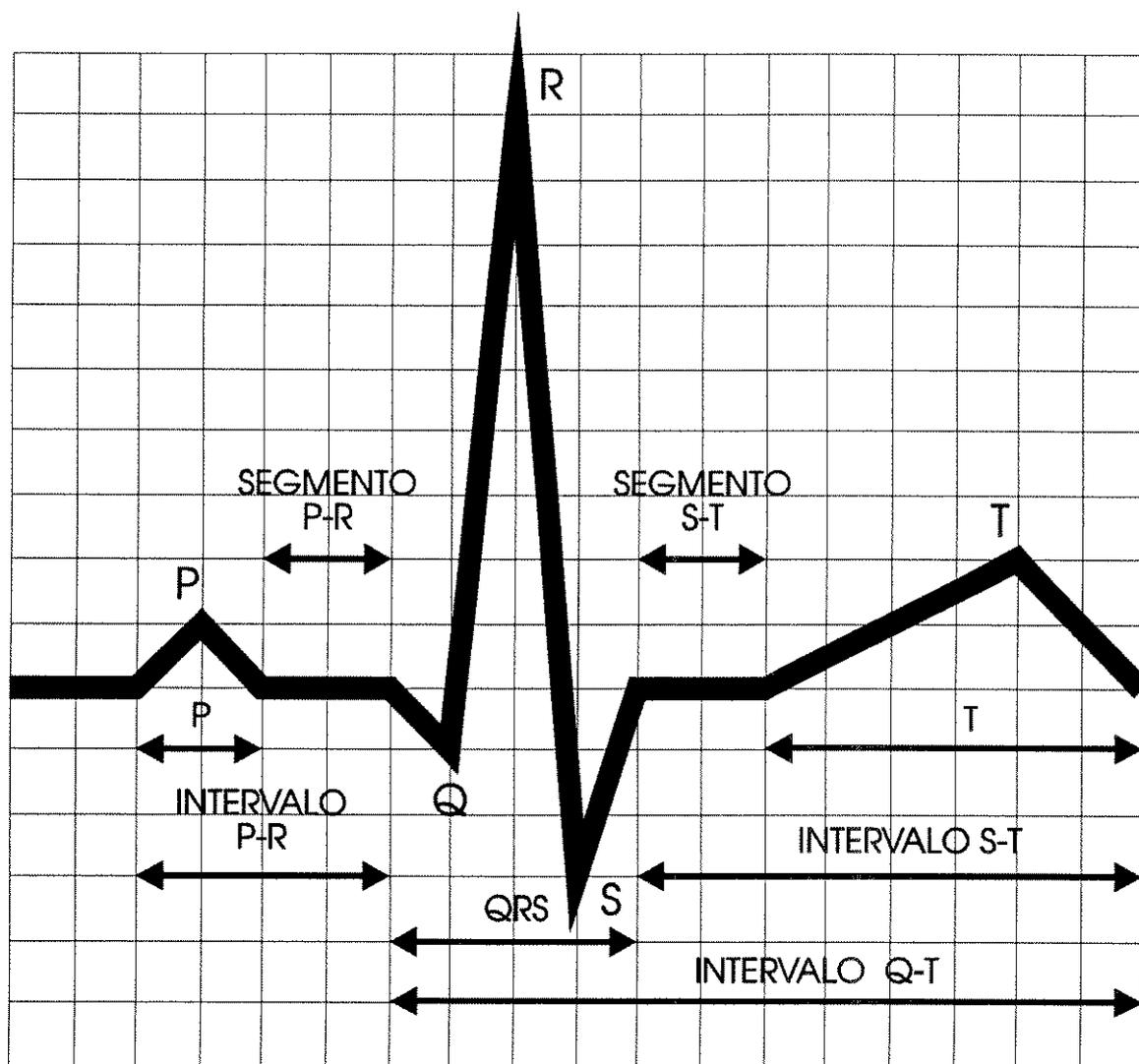


FIGURA E1.1. Registro Eletrocardiográfico normal, mostrando todos seus componentes e respectivas designações.

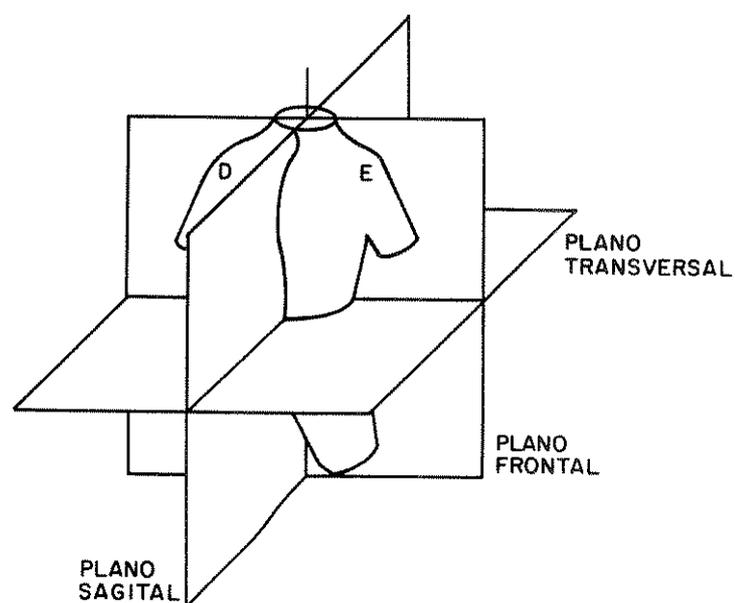


FIGURA E1.2 - Planos Eletrocardiográficos.

PROCEDIMENTO

Na Figura E1.3 tem-se o diagrama em blocos das conexões dos Módulos utilizados neste experimento, e na Figura E1.4, a disposição dos eletrodos nos braços esquerdo (LA) e direito (RA) e perna esquerda (LL), bem como as formas de onda esperadas para cada uma das derivações unipolares, denominadas: aVR ("augmented vector left") quando a referência é o braço esquerdo; aVL ("augmented vector right") quando a referência é o braço direito e aVF ("augmented vector foot") quando a referência é a perna esquerda.

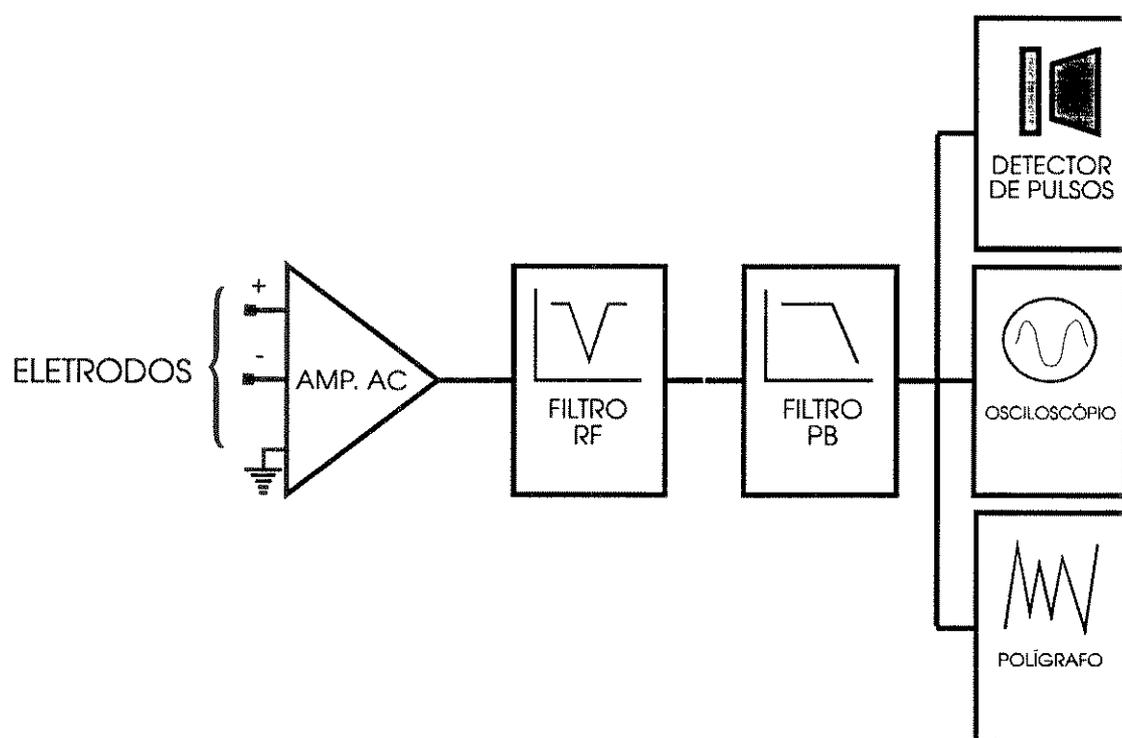


FIGURA E1.3 - Diagrama em blocos da montagem.

1. Com a montagem sugerida, obtenha as formas de onda típicas de um ECG.
2. Realize as medidas anteriores modificando as frequências de corte do Módulo Filtro-Passa Baixas.
3. Desconecte o Filtro Rejeita-Faixas e verifique a influência do ruído de 60 Hz no sinal obtido. Localize no ambiente as principais fontes de interferência e procure utilizar métodos alternativos para minimizá-las.

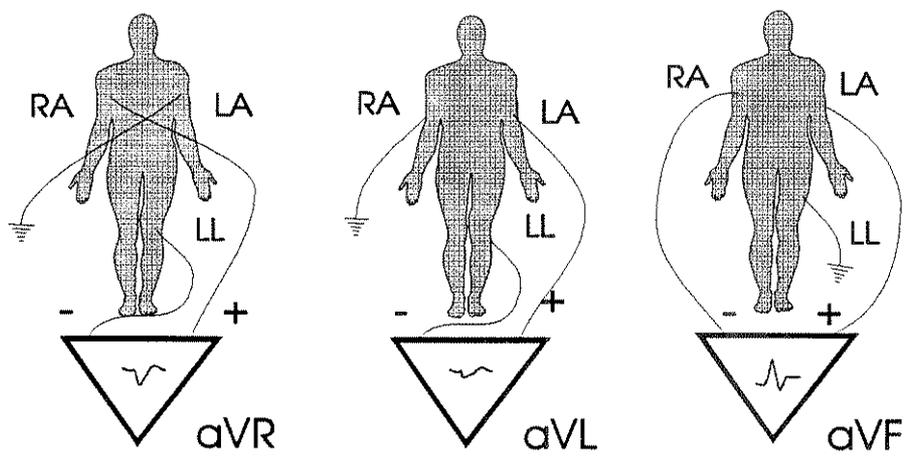


FIGURA E1.4 - Derivações unipolares do ECG.

EXPERIÊNCIA 2 ENSAIO DE UM TRANSDUTOR DE PRESSÃO

OBJETIVO

Esta experiência tem como objetivo fornecer aos alunos os principais conceitos relacionados com transdução e processamento de sinais de pressão, através da determinação experimental das características estáticas e dinâmicas de um sistema cateter-transdutor.

DISCUSSÃO TEÓRICA

O diagrama esquemático do Sistema Cardiovascular da Figura E2.1, mostra que o coração, que é o órgão responsável pelo bombeamento do sangue por todo o corpo, funciona como duas bombas em série: uma menor, localizada do lado direito, fornece potência necessária para fazer circular o sangue através dos pulmões; e a outra, maior e mais potente, localizada do lado esquerdo, fornece potência necessária para fazer o sangue circular pelo corpo.

A bomba esquerda é composta por duas cavidades denominadas Atrio (cavidade de baixa pressão) e Ventrículo (cavidade de alta pressão), que estão em comunicação entre si, bem como com todo o sistema cardiovascular. Tanto na comunicação entre Aurícula e Ventrículo, como entre Ventrículo e Vasos, existem válvulas unidirecionais que estabelecem o sentido do fluxo sanguíneo e possibilitam o aumento da pressão na cavidade ventricular na fase que precede a ejeção sanguínea. O coração apresenta uma característica especial que é a sua contratilidade, que permite ao músculo cardíaco realizar o efeito mecânico conhecido como atividade cardíaca, dividida em duas fases: contração ou Sístole e relaxação ou Diástole. Quando em atividade, o Ventrículo cria uma pressão que ejeta o sangue para o sistema vascular, irrigando todos os tecidos periféricos. Esta função ventricular (Sístole) é realizada em duas fases: a primeira, conhecida como Isovolumétrica, tem a função de aumentar a pressão interna no Ventrículo, com as fibras exercendo uma força sobre a massa sanguínea sem sofrer encurtamento, e na segunda, conhecida como Isotônica, ocorre o encurtamento das fibras, com a conseqüente ejeção do sangue. A fase Isovolumétrica pressupõe um espaço fechado, no qual o sangue é comprimido a um volume constante e a uma pressão crescente, como mostra a Figura E2.2. Para assegurar nesta fase, as características de espaço fechado, as válvulas atrioventriculares, aórtica e pulmonar permanecem fechadas, abrindo-se quando suas pressões

superam as pressões na Aorta e Artéria Pulmonar, iniciando a fase Isotônica com a ejeção do sangue.

A função mecânica do coração pode ser estudada através da medida de pressão, sendo que os métodos para esta medida podem ser divididos em diretos que são normalmente não invasivos e indiretos quase sempre invasivos. A forma mais utilizada para a medida indireta é a que utiliza o Esfigmomanômetro, composto por um manguito, uma bomba para inflá-lo e um dispositivo de registro e apresentação dos sons do vaso sanguíneo.

FIGURA E2.1. Diagrama esquemático do Sistema Cardiovascular.

Quando se deseja obter uma medida precisa de pressão, são utilizados transdutores que, devido ao seu tamanho e outras características técnicas, normalmente ficam em local distante do ponto de medida. Utiliza-se então um cateter, preenchido com algum líquido que serve como meio de transmissão, para interligar o transdutor ao paciente. Assim, o sinal que chega ao transdutor é diferente do original, devido tanto às propriedades físicas dos meios de condução (cateter, fluido e conexões) como às influências externas (vibrações, temperatura, etc). Por este motivo, torna-se de grande importância o conhecimento exato, além das características dos circuitos de processamento de sinal, das respostas estática e dinâmica do sistema cateter transdutor, pois deste conjunto dependem, em maior parte, a fidelidade e precisão das medidas.

MATERIAL UTILIZADO

Transdutor de Pressão, Cateter, Módulo Fonte para Transdutores em Ponte, Módulo Pré-Amplificador DC, Módulo Filtro Passa-Baixas, Módulo Voltímetro Digital,

Osciloscópio com Memória ou Polígrafo, Fontes $\pm 15V$ e $\pm 5V$, Coluna de Água, Seringa e Cabos.

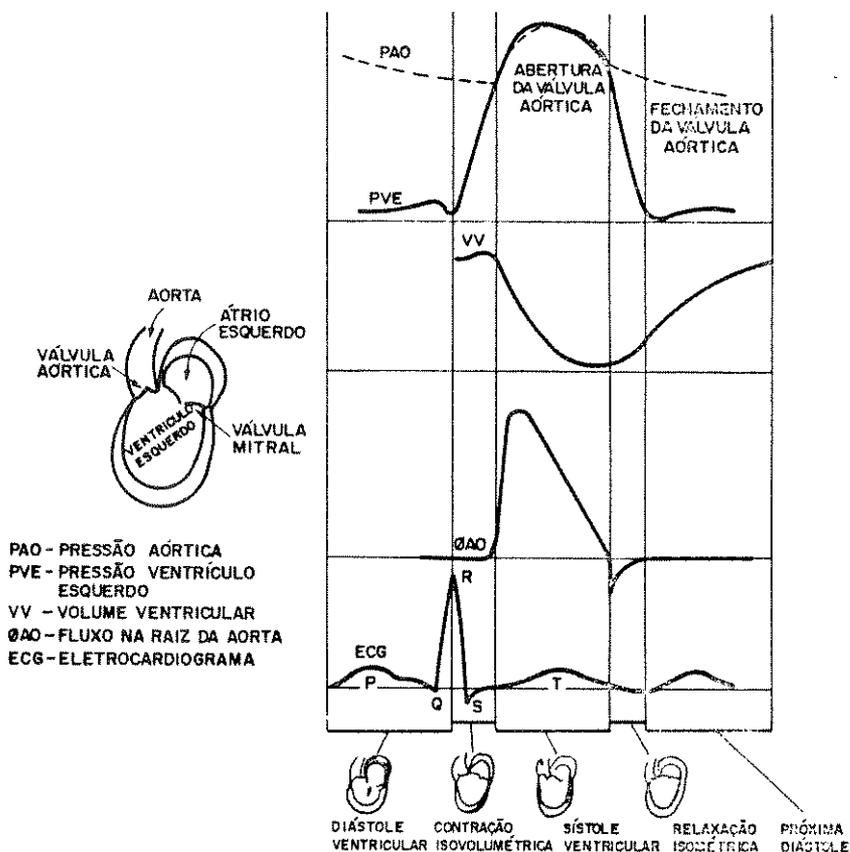


FIGURA E2.2.- Ilustração esquemática das fases das curvas de pressão do Ventrículo Esquerdo e Aorta, Volume Ventricular Esquerdo, Fluxo na Raiz da Aorta e ECG, em função do tempo.

PROCEDIMENTO

Na Figura E2.3 temos o diagrama em blocos das conexões a serem realizadas entre os Módulos, o Sistema Cateter/Transdutor e os equipamentos de Registro e Apresentação de Dados.

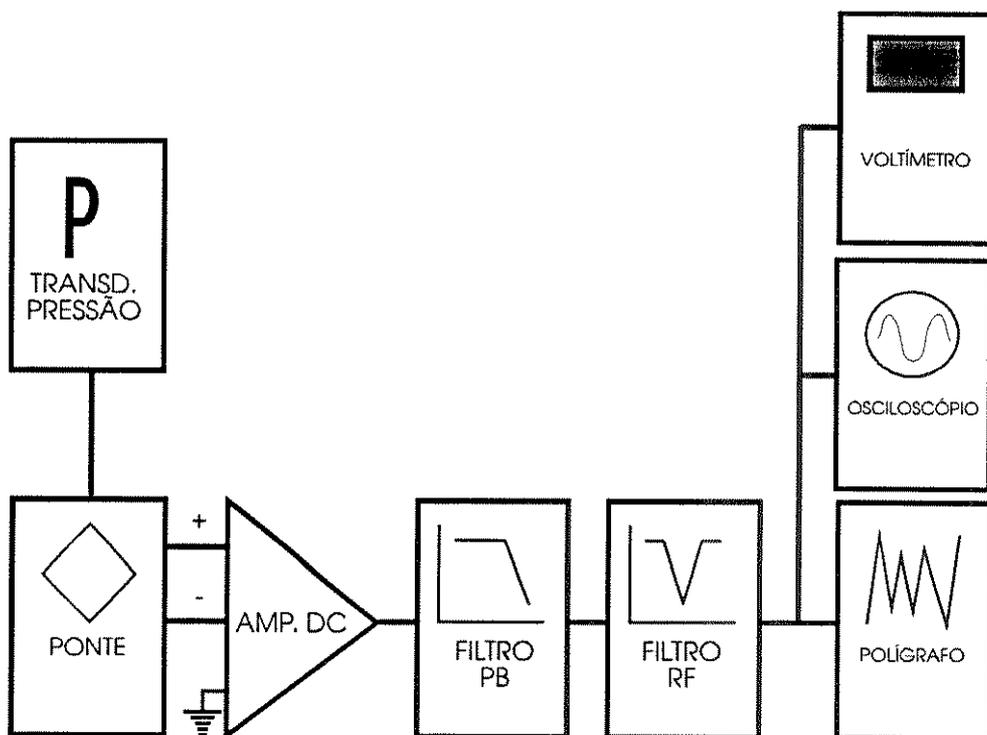


FIGURA E2.3 - Diagrama em blocos da montagem necessária para a Experiência 2.

1. Obtenha, através de calibração estática (utilizando a coluna de água), a sensibilidade estática K do sistema, dada pela inclinação da curva P (mmH_2O) \times V (mV).
2. Registre a forma de onda obtida como resposta a um "degrau de pressão" utilizando a seringa conectada ao sistema cateter/transdutor, subitamente liberada à atmosfera.
3. Com a forma de onda obtida anteriormente, determine a frequência natural amortecida e a razão de amortecimento do sistema.

EXPERIÊNCIA 3 CAPTAÇÃO DE SONS BIOLÓGICOS

OBJETIVO

Através da medida indireta de pressão utilizando os sons de Korotkoff e do registro dos sons do coração, familiarizar os alunos com a forma de captação e processamento desses sinais.

DISCUSSÃO TEÓRICA

Os sons gerados no interior do organismo podem ter diversas origens tais como: o sistema cardiovascular, os pulmões e vias respiratórias, o estômago, etc. Basicamente, quando um objeto em vibração é colocado em um meio adequado, ele irá produzir uma série de distúrbios, resultando, pela agitação das moléculas circunvizinhas em pequenas zonas de alta e baixa pressão. Estas zonas alternadas são chamadas de ondas ou vibrações que se propagam numa velocidade que depende do meio, ou seja, a razão de propagação varia diretamente com a elasticidade do meio e inversamente com a densidade. Os sons gerados pelo sistema cardiovascular e vasos sanguíneos associados, tem um espectro de frequências entre 30 Hz e 1500 Hz, e sua captação é denominada Fonocardiografia. Aceita-se que os sons do coração (vibrações de curta duração com características transitórias), são devidos à aceleração e à desaceleração do sangue e que os murmúrios (vibrações semelhantes a ruídos, com duração e modulação variada), são gerados pela turbulência do sangue. A Figura E3.1 mostra a correlação dos quatro sons do coração com eventos elétricos e mecânicos associados ao ciclo cardíaco. O primeiro som é devido ao movimento do sangue durante a sístole ventricular. O segundo é uma vibração de baixa frequência associado com a desaceleração e o fluxo reverso na aorta e artéria pulmonar e com o fechamento da válvula semilunar, e coincide com o final da onda T do ECG. O terceiro som do coração é atribuído a uma súbita terminação da fase de enchimento rápido dos ventrículos e o quarto som, também denominado som atrial, ocorre quando o átrio se contrai e ejeta o sangue no interior dos ventrículos.

Uma outra aplicação importante do registro dos sons do organismo corresponde à forma mais comum para medida indireta de pressão sanguínea, onde utilizamos o Esfigmomanômetro, composto por um manguito, uma bomba para inflá-lo, um dispositivo que

dispositivo que indique a pressão no manguito e um método de registro e apresentação dos sons no vaso sanguíneo. O manguito pneumático é utilizado para comprimir uma artéria até o ponto onde cessa o fluxo sanguíneo. É normalmente colocado ao redor de um membro superior para determinar a pressão na artéria braquial, pois neste ponto do sistema vascular tem-se praticamente a mesma pressão da aorta, porém mais acessível. O dispositivo de detecção de som deve ser mantido o mais próximo possível da artéria, em um ponto imediatamente abaixo do local onde ela está sendo comprimida. Os sons que serão detectados são os sons de Koroktoff que caracterizam o fluxo sanguíneo quando a pressão no manguito é liberada. Esta técnica baseia-se no balanceamento das pressões, de forma que quando a artéria é completamente ocluída e o fluxo cessa, podemos dizer que a pressão no manguito é no mínimo igual à pressão sistólica na artéria. Na prática, o manguito é inflado a uma pressão ligeiramente superior à sistólica e, através de uma válvula de controle, reduzida gradualmente. A pressão sistólica é então lida na chamada fase 1 dos sons de Koroktoff, isto é, quando o primeiro som na forma de uma batida surda é escutado. À medida em que a pressão decresce, os sons variam de batidas para murmúrios (fase 2), novamente para batidas (fase 3) e finalmente para um murmúrio abafado até desaparecer (fase 4). No final desta fase, ou no começo do silêncio (fase 5), a pressão diastólica é lida.

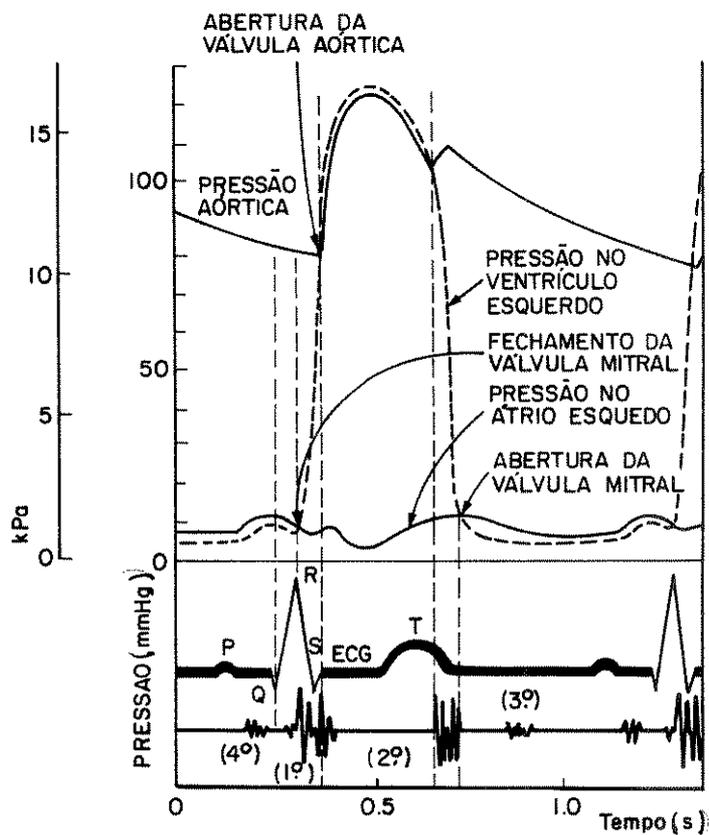


FIGURA E3.1.- Correlação dos quatro sons do coração com os eventos elétricos e mecânicos do ciclo cardíaco.

MATERIAL UTILIZADO

Módulo Pré-Amplificador Para Áudio, Módulo Pré-Amplificador DC, Módulo Filtro Passa-Baixas, Módulo Filtro Rejeita-Faixa, Módulo Amplificador de Potência, Módulo Fonte Para Transdutores em Ponte, Transdutor de Pressão, Transdutor de Sons, Osciloscópio de Memória ou Polígrafo, Alto Falante, Fontes $\pm 15V$ e $\pm 5V$, Manguito, Cabos de Conexão.

PROCEDIMENTO

Na Figura E3.2 temos as ligações necessárias para a montagem de um Fonocardiógrafo didático.

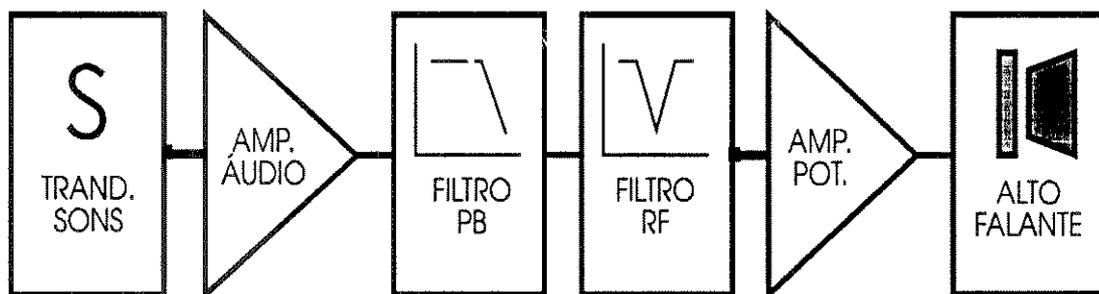


FIGURA E3.2 - Diagrama em blocos do Fonocardiógrafo.

1. posicionando o Transdutor de Sons em locais próximos ao coração, faça o registro dos 4 sons do coração.
2. alterando as frequências de corte do Módulo Filtro Passa Baixas verifique o efeito nas formas de onda obtidas.
3. A Figura E3.3 apresenta as conexões entre os Módulos e Transdutores necessárias para a medida indireta de pressão.
4. com esta montagem, e utilizando um manguito determine as pressões sistólica e diastólica.

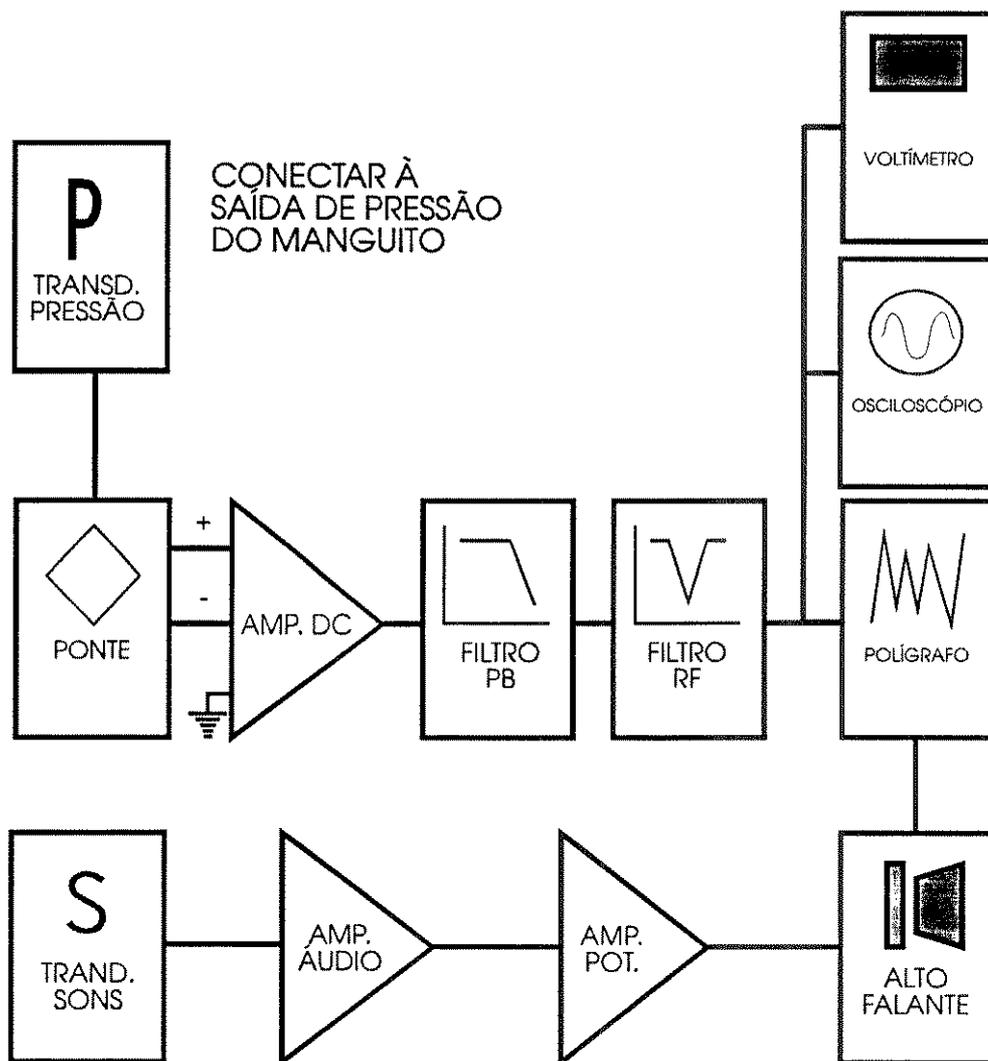


FIGURA E3.3 - Diagrama em blocos da montagem utilizada na medida indireta de pressão.

EXPERIÊNCIA 4 LINEARIZAÇÃO DE TERMISTORES

OBJETIVO

Familiarizar os alunos com a utilização de termistores e com os principais problemas encontrados na transdução e processamento de sinais de temperatura.

DISCUSSÃO TEÓRICA

A medida de temperatura dos sistemas vivos geralmente fornece informações importantes sobre seu estado fisiológico. Como exemplo, a temperatura externa do corpo é um dos parâmetros utilizados para avaliação de pacientes em choque, visto que a redução da pressão sanguínea resulta em baixo fluxo sanguíneo na periferia do sistema circulatório, com conseqüente queda de temperatura nas extremidades do corpo. Por outro lado, as infecções são normalmente acompanhadas de elevação da temperatura, sendo esta uma informação importante na monitoração de estados infecciosos. A temperatura do corpo permite ainda a medida indireta de outros parâmetros fisiológicos, tais como: fluxo sanguíneo, atividade respiratória, etc.

Dentre os diversos sensores utilizados para medidas de temperatura, os termistores, cujo princípio de funcionamento é a variação da resistência de um semicondutor, foram os escolhidos para o SISTEMA MODULAR principalmente por: seu pequeno tamanho, boa estabilidade a longo prazo e grande coeficiente de temperatura. Estes dispositivos podem ser classificados em três tipos:

- Tipo NTC (coeficiente negativo de temperatura) - com coeficientes de temperatura na faixa de -3 a -5 % por °C, podendo ser construídos com dimensões menores que 0,5 mm e com valores de resistência variando entre alguns Ω e vários $M\Omega$. Dispositivos deste tipo encapsulados em vidro costumam ter estabilidade melhor que 0,2 % de seu valor nominal por ano.
- Tipo PTC (coeficiente positivo de temperatura) - com coeficientes de temperatura na faixa de 10 a 60 % por °C.

- Tipo cristal simples - normalmente um cristal de silício convenientemente dopado, com coeficiente de temperatura positivo da ordem de 0,7 % por °C.

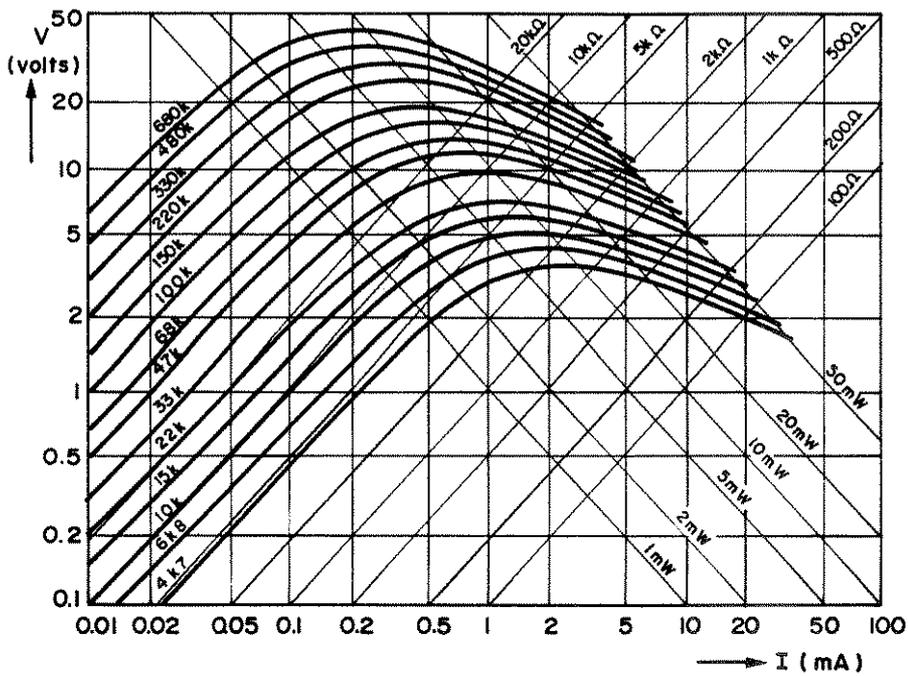


FIGURA E4.1.- Curvas características de Corrente x Tensão para vários termistores de valores nominais obtidos à 25 °C.

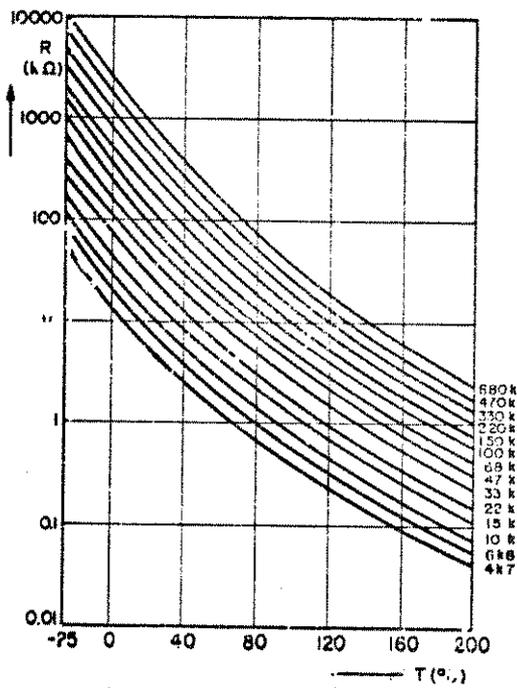


FIGURA E4.2. - Curvas características de Resistência x Temperatura para os termistores da Figura E4.1

As Figuras E4.1 e E4.2 mostram respectivamente as características de corrente em função da tensão e resistência em função da temperatura para um conjunto genérico de termistores NTC. Podemos notar na Figura E4.1 que para pequenas correntes, onde a potência dissipada no termistor é baixa, as características são praticamente lineares. Já na Figura E4.2, notamos que a variação de resistência é altamente não linear com a variação da temperatura.

Esta variação pode ser expressa pela equação:

$$R_t = R_0 \exp\left[\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right]$$

onde:

R_t	resistência do termistor na temperatura T	[Ω]
R_0	resistência do termistor na temperatura T_0	[Ω]
β	constante do material	[$^{\circ}\text{K}$]

A constante β depende do material utilizado na fabricação do termistor, podendo variar entre 1500 $^{\circ}\text{K}$ e 6000 $^{\circ}\text{K}$.

A não linearidade da resistência em função da temperatura costuma ser um problema para o projetista de instrumentação, principalmente quando se deseja cobrir uma grande faixa de temperaturas. Existem diversos esquemas de linearização, sendo o mais comumente utilizado, aquele que reduz a não linearidade pela adição de uma resistência R_p em paralelo com o termistor, conforme mostra a Figura E4.3a. Uma outra forma, também bastante utilizada, é a que coloca em série com o termistor uma resistência G_s , como na Figura E4.3b.

Nestas duas aproximações os valores de R_p e G_s podem ser deduzidos de:

$$R_p = R_n \left(\frac{\beta - 2T_i}{\beta + 2T_i} \right) \quad [\Omega]$$

onde R_{ti} é a resistência do termistor na temperatura T_i , e:

$$G_s = G_n \left(\frac{\beta - 2T_i}{\beta + 2T_i} \right) \quad [S]$$

onde G_{ti} é a condutância do termistor na temperatura T_i .

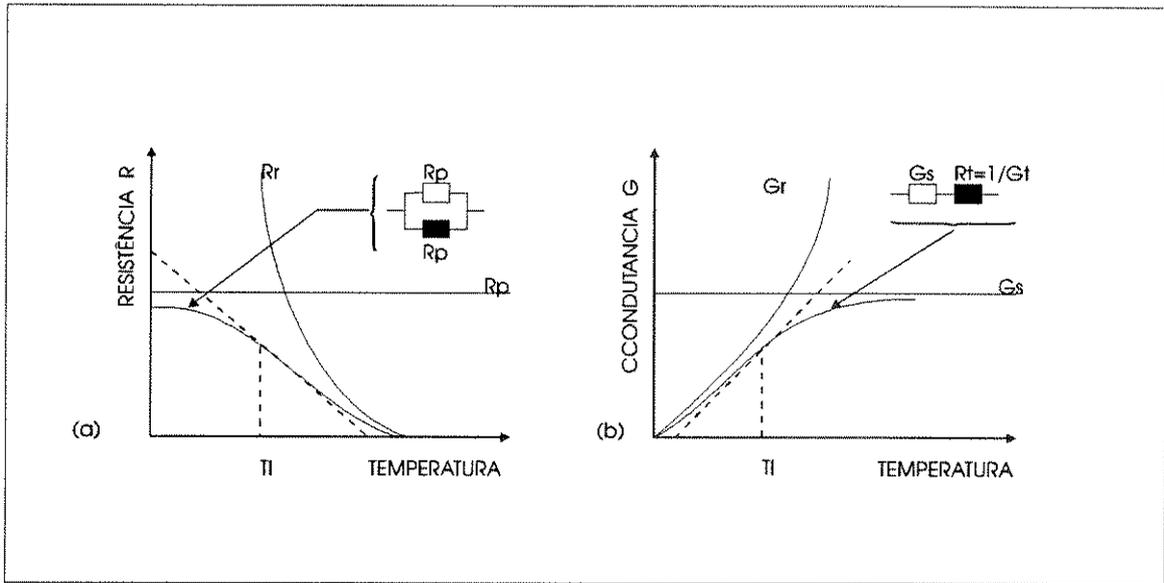


FIGURA E4.3 - Linearização de Termistor utilizando : a) resistência em paralelo, b) resistência em série.

MATERIAL UTILIZADO

Módulo Pré-Amplificador DC, Módulo Filtro Passa-Baixas, Módulo Voltímetro Digital, Módulo Fonte de Corrente, Osciloscópio, Fontes $\pm 15V$ e $\pm 5V$, Transdutor de Temperatura, Termômetro, Banho de Temperatura Controlada, Cabos de Ligação.

PROCEDIMENTO

As Figura E4.4 e E4.5 mostram os diagramas em blocos das montagens necessárias para este experimento.

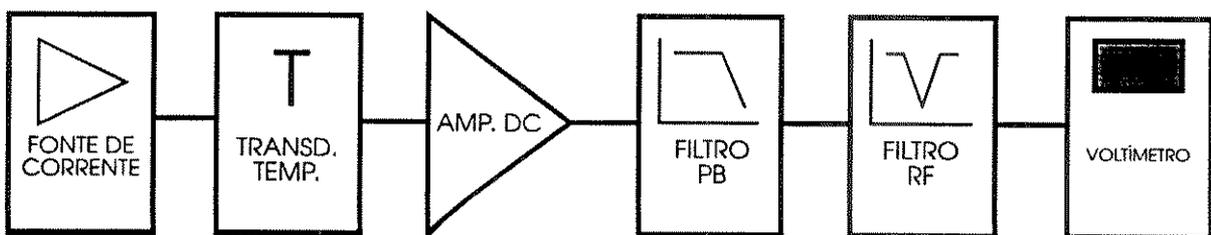


FIGURA E4.4 - Diagrama em blocos da montagem utilizada para determinação da curva Corrente X Tensão do termistor.-

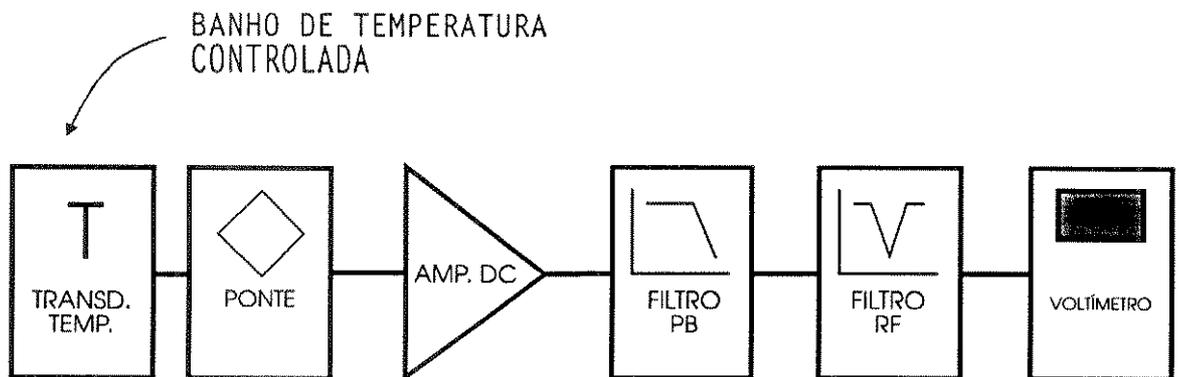


FIGURA E4.5 - Diagrama em blocos da montagem utilizada para determinação da curva Resistência X Temperatura do termistor.

1. Determine a resistência nominal do termistor em ensaio para a temperatura ambiente;
2. Utilizando o Módulo Fonte de Corrente e o Módulo Voltímetro Digital, determine a curva Corrente x Tensão do termistor à temperatura ambiente;
3. Dentro da faixa linear da curva Corrente x Tensão, escolha a corrente e a tensão adequadas para o termistor;
4. Determine o valor das resistências que complementam a Ponte de Wheastone, e monte o circuito mostrado na Figura E4.5;
5. Variando a temperatura do banho determine a curva Resistência x Temperatura do termistor;
6. Calcule o valor da constante do material β para o termistor em estudo e o valor da resistência em paralelo R_p mais adequada para lineariza-lo;
7. Com um dos esquemas de linearização mostrado na Figura E4.3, determine uma nova curva Resistência x Temperatura e comente os resultados obtidos.

EXPERIÊNCIA 5 MEDIDA DE FLUXO POR TERMODILUIÇÃO

OBJETIVO

Através de uma simulação de Medida do Débito Cardíaco por Termodiluição, familiarizar os alunos com medidas de fluxo e processamento de sinais de temperatura.

DISCUSSÃO TEÓRICA

As medidas de fluxo nos sistemas vivos são de grande importância em diversas áreas da pesquisa fisiológica e clínica médica. Ainda que a informação de fluxo mais utilizada seja a do sistema circulatório, informações sobre outros processos tais como: fluxo no sistema respiratório, variação do fluxo de urina com o tempo, etc., são rotineiramente adquiridas e utilizadas na prática médica. Existem numerosas técnicas utilizadas na medida de fluxo, que dependem principalmente do local onde se deseja realizar a medida, todas elas com vantagens e desvantagens, tais como:

- Eletromagnéticas - os fluxômetros eletromagnéticos baseiam-se na lei de Faraday que estabelece que quando um condutor, no caso o sangue, é movido através de um campo magnético de forma a cortar as linhas de fluxo, uma força eletromotriz é gerada com um valor instantâneo proporcional à velocidade.
- Ultra-sônicas - que utilizam como princípio de funcionamento o fato de que a velocidade efetiva do som em um meio em movimento é igual à sua velocidade relativa ao meio somada à velocidade do meio, ou o efeito Doppler devido à variação de frequência que ocorre quando uma onda ultra-sônica se propaga em um meio em movimento.
- Gradiente de Pressão - baseadas na relação matemática entre a velocidade e o gradiente de pressão ao longo de vasos sanguíneos.
- Pletismográficas - onde o fluxo é determinado pela variação de impedância associada à variação de volume dos tecidos.

- Diluição de Indicadores - utilizadas para medidas de fluxo médio em um período. Baseiam-se no princípio de que se a concentração de uma determinada substância indicadora é conhecida na entrada e na saída de um determinado órgão, e se um volume desta substância é adicionado ou eliminado do órgão por unidade de tempo, então o fluxo pode ser determinado.

A medida de Débito Cardíaco (DC), que será simulada neste experimento, é definida como o volume de sangue ejetado por qualquer uma das câmaras ventriculares, num determinado intervalo de tempo, geralmente de duração de um minuto, ou seja, o DC é igual ao produto da frequência cardíaca pelo volume sistólico, e situa-se tipicamente em 6 litros/minuto para homens e 5 litros/minuto para mulheres. Utilizaremos a técnica de diluição de indicadores, onde o DC é obtido a partir da variação de temperatura do sangue circulante, ocasionada pela injeção rápida de uma quantidade conhecida de uma solução fria, num ponto específico da circulação denominado local de injeção. A solução fria se mistura com o sangue, provocando seu resfriamento, e em outro ponto, distante do local da injeção, a variação da temperatura do sangue é registrada. A curva obtida, que expressa essa variação em função do tempo, é denominada curva de termodiluição, e sua forma típica pode ser vista na Figura E5.1. Observamos nesta curva uma subida rápida até o valor de pico, seguida por uma fase descendente mais prolongada, sendo o retorno à linha de base exponencial, com exceção da fase final. O aspecto desta curva depende fundamentalmente dos locais de injeção e amostragem, e pode ser alterado por fatores como: mistura inadequada do indicador com o sangue, mudanças bruscas na frequência cardíaca e na pressão sanguínea, padrões anormais de respiração, volume inadequado do injetato, etc.

O valor do DC é obtido utilizando-se a área abaixo da curva de termodiluição obtida através da equação:

$$DC = \frac{V_i K_1 (T_b - T_i) K_2}{\Delta T_b(t) dt} \quad \left[\frac{m^3}{s} \right]$$

onde:

V_i	volume do injetato	$[m^3]$
K_1	fator de densidade	
T_b	temperatura inicial do sangue	$[^{\circ}C]$
T_i	temperatura inicial do injetato	$[^{\circ}C]$
K_2	constante de correção	
$\Delta T_b(t)$	variação da temperatura do sangue no tempo	

sendo o fator de densidade definido por:

$$K_1 = \frac{SG_i \cdot SH_i}{SG_b \cdot SH_b}$$

onde SG_i e SH_i representam a densidade e calor específico do injetato e SG_b e SH_b as mesmas grandezas relativas ao sangue em [J/kg.°C]. A densidade do sangue varia com o hematócrito e a concentração de proteínas no plasma, variando entre 1,13 e 1,07. A constante de correção K_2 (obtida experimentalmente) é necessária para ajustar unidades, bem como para compensar o espaço morto introduzido pelo cateter e as trocas de calor.

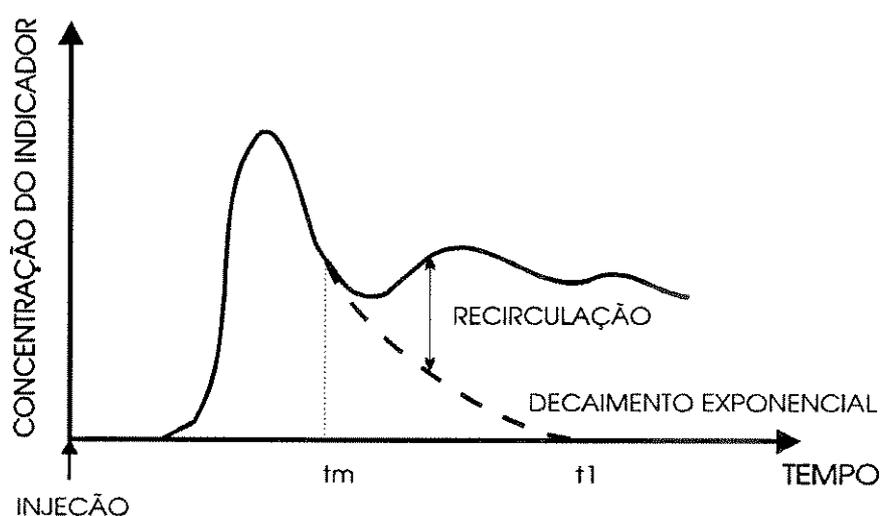


FIGURA E5.1 - Curva típica obtida em medidas de Débito Cardíaco por Termodiluição

MATERIAL UTILIZADO

Módulo Pré-Amplificador DC, Módulo Filtro Passa-Baixas, Módulo Fonte de Corrente, Módulos Fonte $\pm 15V$ e $\pm 5V$, Transdutor de Fluxo, Osciloscópio de Memória ou Polígrafo, Banho de Temperatura Controlada, Termômetro, Bomba Hidráulica, Seringa Hipodérmica Grande, Recipiente Graduado, Gelo, Cabos.

PROCEDIMENTO

Com a montagem mostrada no diagrama em blocos da Figura E5.2:

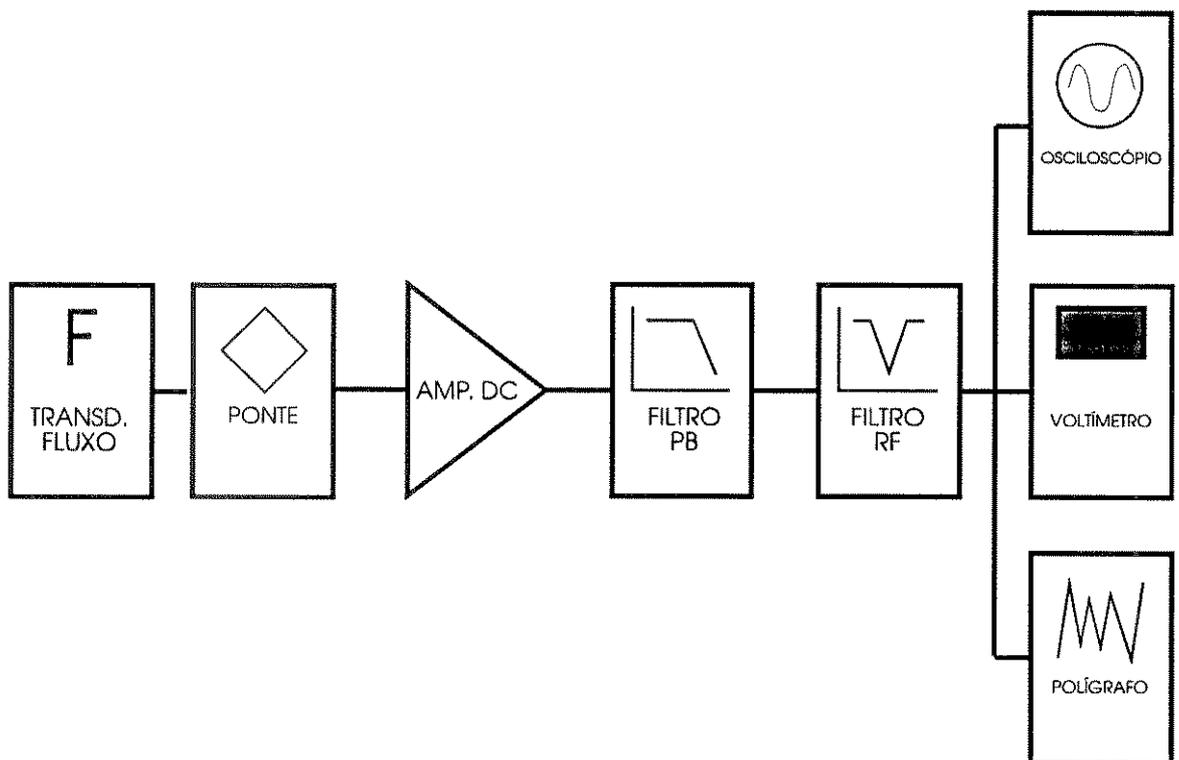


FIGURA E5.2 - Diagrama em blocos da montagem necessária para a experiência 5.

1. Determine, com o auxílio do recipiente graduado, o fluxo médio do sistema (DC);
2. Com a seringa hipodérmica, injete no sistema um volume conhecido de água a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$
3. Registre com o polígrafo na escala adequada, utilizando papel milimetrado, a curva de termodiluição;
4. Determine o valor da área sob a curva de termodiluição e, considerando $K_1=1$, calcule com os valores de DC obtido anteriormente e da temperatura da água no banho, o valor de K_2 para o sistema;
5. Variando a velocidade da bomba realize novas medidas do DC, utilizando agora o valor de K_2 determinado anteriormente e verifique a validade do método;
6. Experimente realizar medidas variando a velocidade com a qual o injetato é introduzido na circulação e analise os resultados obtidos

CAPÍTULO IV CONCLUSÕES

4.1 - INTRODUÇÃO

Uma breve revisão histórica sobre a idealização e o desenvolvimento deste trabalho é importante para situar corretamente as conclusões finais que serão desenvolvidas neste Capítulo.

A ideia inicial do desenvolvimento de um SISTEMA MODULAR PARA TRANSDUÇÃO E MEDIDAS DE GRANDEZAS BIOMÉDICAS data de 1982 e deve-se ao Prof. Wang Binseng. Em 1983, através de uma Comunicação Científica, apresentada por Bottesi, C.C. e Wang, B., denominada "Sistema Modular Para Transdução e Medidas de Grandezas Biomédicas", junto ao 8º Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, em Florianópolis - S.C., foram estabelecidas as bases deste trabalho.

Nesta época, estava sendo elaborada a proposta criação do Centro de Engenharia Biomédica (CEB), atualmente ligado ao Departamento de Engenharia Biomédica (DEB) da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEE) da UNICAMP, o qual, tem como uma de suas atribuições, o treinamento de pessoal qualificado, não apenas para a pesquisa e desenvolvimento, mas também visando a criação de estruturas de manutenção de equipamentos médico-hospitalares, junto a instituições públicas e privadas, visto que :

"...Além de sua importância intrínseca em termos de reflexos diretos na qualidade do atendimento público, a manutenção representa uma parcela significativa dos custos finais da assistência médica.

Considerando a severa crise financeira em que se encontra o País, a manutenção de equipamentos hospitalares merece atenção especial, pois, se bem administrada, permite uma economia orçamentaria substancial através da redução dos dispêndios com a aquisição de novos equipamentos e com a reposição desnecessária de peças, ambos geralmente importados". (Anais do Seminário Nacional de Manutenção de Equipamentos Hospitalares, Agosto 1983, Centro de Engenharia Biomédica - UNICAMP)

Foi portanto, dentro deste contexto, que se enquadrava a proposta de desenvolvimento de um equipamento versátil e de baixo custo, que pudesse substituir, com

vantagens pedagógicas e econômicas, os equipamentos importados que normalmente são utilizados nas aulas de laboratório de disciplinas relacionadas com Transdução e Medidas de Grandezas Biomédicas.

É importante ainda registrar que o primeiro curso no Brasil, voltado para o treinamento de Técnicos de Nível Médio em Manutenção de Equipamentos Médicos Hospitalares, terá início no primeiro semestre de 1993, graças a um convênio entre o Colégio Técnico de Campinas, o Centro de Engenharia Biomédica e o Ministério da Saúde, tendo sido definida a utilização do SISTEMA MODULAR, como suporte para as aulas práticas.

Diversas dificuldades, que vão desde a falta de equipamentos adequados até a aquisição de componentes, foram inicialmente enfrentadas para a execução do trabalho proposto. Em 1984 ficou pronto o primeiro protótipo, no qual os módulos foram acondicionados separadamente em pequenas caixas de alumínio. Esta concepção mostrou-se bastante ineficaz, devido principalmente ao espaço ocupado pelas montagens e problemas de contactos elétricos entre os diversos módulos, que tinham de ser alimentados separadamente por uma fonte externa de tensão. Foi então desenvolvido um segundo protótipo, finalizado em 1985 e atualmente em uso, com os módulos acondicionados em bastidores de 19 polegadas, o que resolveu os problemas encontrados anteriormente. Durante este período, foi também redigida a maior parte deste trabalho.

Por motivos diversos, de 1986 até 1990, o desenvolvimento foi paralisado, tendo sido retomado em 1991, sob a orientação do Prof. Sérgio Santos Mülhen.

Durante este período, o desenvolvimento tecnológico, principalmente na área de microeletrônica e informática, e as condições do mercado brasileiro de componentes evoluíram de forma bastante acentuada. Apenas como exemplo, no início do desenvolvimento do SISTEMA MODULAR, a aquisição de resistores de 1% de tolerância, como os que foram utilizados no Módulo Filtro Passa-Baixas, era bastante difícil, apesar da proximidade com São Paulo, que é o maior mercado consumidor de componentes do Brasil. Atualmente, praticamente qualquer componente pode ser facilmente encontrado nas lojas especializadas em suprimentos para eletrônica. Portanto, a influência destes fatores no equipamento desenvolvido tornou-se uma preocupação.

Neste Capítulo, procurou-se analisar cada um dos módulos e o conjunto, levando-se em consideração os resultados obtidos nos ensaios de laboratório e os principais aspectos que definiram o projeto inicial, que são:

1. Fácil acesso aos pontos importantes do circuito, de forma a permitir medidas, calibrações e substituições de componentes;
2. Utilização de componentes existentes no mercado nacional, permitindo manutenção rápida e fácil reprodução dos módulos;
3. Compatibilidade entre os vários módulos;

4. Facilidades para expansões futuras do SISTEMA MODULAR.

Também foi levada em consideração neste Capítulo, a influência dos fatores de atualização tecnológica, introduzidos pela defasagem de tempo entre o projeto e a publicação deste trabalho.

4.2 - MÓDULOS AMPLIFICADORES

A utilização dos amplificadores operacionais CA3140 e μ A725, no Módulo Pré Amplificador AC, cujo diagrama esquemático é mostrado na Figura 2.1, mostrou-se correta, pois estes dispositivos continuam no mercado devido às características que levaram à sua escolha, ou seja: alta impedância de entrada, alta relação de rejeição de modo comum, baixo ruído e larga banda passante. A curva Tensão (V) x Freqüência (Hz) mostrada na Figura 2.2, foi obtida utilizando-se um Analisador Dinâmico de Sinais HP modelo HP3562A e um Plotter HP modelo HP7090A, e apresenta uma resposta linear na faixa de 5 Hz até 100 Hz, preenchendo portanto os pré-requisitos do projeto. Notou-se, durante a fase de montagem dos experimentos, que a disponibilidade de pelo menos mais um módulo com as mesmas características, seria bastante útil, permitindo, por exemplo, registros simultâneos de mais de um canal de ECG. Uma característica importante, que no equipamento atual é realizada externamente através de diodos, é a que diz respeito ao isolamento entre o paciente e o equipamento. Sugere-se que a próxima versão do SISTEMA MODULAR utilize desacoplamento óptico, o que atualmente pode ser realizado com CIs relativamente baratos e de fácil aquisição.

O Módulo Pré-Amplificador DC, cujo diagrama esquemático é mostrado na Figura 2.4, baseia-se no CI LM321, que é um amplificador operacional de precisão, com excelentes características de deslocamento DC da entrada, ainda largamente utilizado em projetos com as características deste módulo. O amplificador operacional LM308 também continua no mercado devido às suas características. Com a utilização deste módulo em laboratório didático, notou-se que não são necessários tantos níveis de ganho, quantos os que foram implementados. Sugere-se que o próximo equipamento disponha apenas de ganhos 1, 10, 100, 1000 e 10.000. A Figura 2.5, obtida com a utilização dos mesmos equipamentos utilizados para o Módulo Pré-Amplificador AC, mostra uma resposta altamente linear da Tensão de Saída (V) em função da Freqüência (Hz), na faixa que vai de 1 Hz a 100 Hz, o que torna o equipamento adequado à finalidade para a qual foi projetado.

Finalmente, o Módulo Pré-Amplificador para Áudio, cujo diagrama esquemático e curva de Ganho (dB) em função da Freqüência (Hz), são mostrados respectivamente nas Figuras 2.7 e 2.8 e o Módulo Amplificador de Potência, cujo diagrama esquemático e curva de Ganho (dB) em função da Freqüência (Hz), são mostrados respectivamente nas Figuras 2.10 e 2.11, apresentaram desempenho satisfatório para a finalidade de monitoração a que se destinam. Uma avaliação informal de mercado mostrou que, apesar do desenvolvimento tecnológico

provocado nestes últimos anos pela indústria de entretenimento, os circuitos integrados LM388 e TDA2002, utilizados nestes módulos, continuam em produção e em utilização por equipamentos musicais, auto rádios, etc.

4.3 - MÓDULOS DE FILTRAGEM

Nos dois módulos destinados à filtragem de sinais desenvolvidos para o SISTEMA MODULAR, foram utilizados o CI μ A741, como pode ser visto nos diagramas esquemáticos das Figuras 2.13 e 2.16, respectivamente para o Módulo Filtro Passa-Baixas e Módulo Filtro Rejeita-Faixas. A adequação deste amplificador operacional dispensa comentários, visto que sua utilização praticamente tornou-se um padrão no projeto de circuitos eletrônicos.

As Figuras 2.14a, 2.14b, 2.14c, 2.14d e 2.14e mostram, respectivamente, as curvas de Resposta (dB) em função da Frequência (Hz), para as frequências de corte: 0,2; 2; 10; 100 e 200 Hz, do Módulo Filtro Passa-Baixas. Estas medidas, obtidas utilizando-se um Analisador Dinâmico de Sinais HP modelo HP3562A e um Plotter HP modelo HP7090A, mostram no caso das faixas 0,2 Hz e 2 Hz, uma atenuação do sinal anterior à frequência de corte, introduzida pelas características de banda passante dos amplificadores operacionais utilizados, sem no entanto comprometer a utilização didática do equipamento.

No caso do Filtro Rejeita-Faixa, a curva de Resposta (dB) em função da Frequência (Hz) mostrada na Figura 2.17, demonstra a adequação da configuração Biquad escolhida, com o corte centrado em 60 Hz e bom fator de qualidade.

Notou-se na fase de definição dos experimentos, como no caso do Pré-Amplificador AC, que a duplicação dos Módulos de Filtragem, forneceria maior flexibilidade ao SISTEMA MODULAR, permitindo por exemplo, o registro simultâneo de medidas de biopotenciais e de sinais obtidos através de transdutores.

4.4 - MÓDULOS DE REGISTRO E APRESENTAÇÃO

No Voltímetro Digital de 3 1/2 Dígitos, cujo diagrama esquemático pode ser visto na Figura 2.22, foi utilizado o CI ICL7107, projetado para "displays" LED de sete segmentos. Este dispositivo, apesar de ainda ser largamente utilizado e encontrado com facilidade no mercado, foi suplantado rapidamente ICL7106, devido à redução do custo dos "displays" LCD utilizados por este dispositivo e pelo menor consumo de energia. Caso exista interesse em se modificar este projeto na próxima versão do SISTEMA MODULAR, isto poderá ser realizado facilmente com a utilização do ICL7106 e poucas modificações nos componentes externos.

O Módulo Detector de Pulsos utiliza os CI μ A741 nas etapas de amplificação e filtragem, e o temporizador LM555, que é um dispositivo largamente utilizado e facilmente encontrado no mercado. A opção de acondicionar este Módulo em uma caixa de alumínio

independente, mostrou-se ineficaz devido a problemas de mau contato elétrico, dificuldades de acesso ao circuito interno e manutenção. Sugere-se que para o segundo protótipo seja utilizado o mesmo sistema de acondicionamento dos outros módulos, dispensando-se o alto falante e utilizando-se apenas uma pequena caixa acústica externa.

4.5 - MÓDULOS FONTE

Nas fontes estabilizadas de $\pm 15V$ e $\pm 5V$ desenvolvidas para alimentação do SISTEMA MODULAR e cujos diagramas esquemáticos encontram-se nas Figuras 2.26 e 2.28, foram utilizados respectivamente os Reguladores Série LM7815/LM7915 e LM7805/LM7905, os quais, na época em que o projeto foi realizado, eram dispositivos recentemente lançados no mercado. Estes componentes, devido a suas características de boa estabilidade, limitação interna de corrente e proteção contra sobreaquecimento e sobre tensão na entrada, tornaram-se comuns em projetos que necessitam de fontes estabilizadas de baixo custo e médio desempenho, sendo portanto facilmente encontrados. O desempenho das fontes foi considerado satisfatório para a finalidade a que se destinam, com exceção da fonte de $\pm 5V$, que apresentou uma queda de aproximadamente 20% de sua tensão nominal, quando testada com uma carga de $4,7 \Omega$, o que, no entanto, não compromete o desempenho do Sistema, visto que esta tensão de alimentação é atualmente utilizada apenas externamente ao Sistema.

No Módulo Fonte para Transdutores em Ponte, cujo diagrama esquemático pode ser visto na Figura 2.30, utilizou-se o CI $\mu A741$, já analisado anteriormente. O desempenho deste Módulo durante a utilização do Sistema foi considerado satisfatório, bem como sua adequação às condições iniciais do projeto.

No projeto do Módulo Fonte de Corrente, que tem seu diagrama esquemático na Figura 2.32, utilizou-se novamente o Amplificador Operacional $\mu A741$ como conversor corrente-tensão, e o CI LM3140, como seguidor de emissor, cujas características já foram abordadas neste Capítulo. Seu desempenho e adequação aos parâmetros originais do projeto também foram considerados adequados para a finalidade a que se destina. Uma alteração que deve ser levada em consideração, diz respeito ao Amperímetro colocado no painel frontal, destinado à calibração inicial do módulo, que apresenta dificuldade de visualização. Sugere-se que no segundo protótipo este dispositivo seja eliminado, utilizando-se no seu lugar, com a interface adequada, o Voltímetro Digital incorporado ao Sistema.

O Módulo de Alimentação que contém os transformadores, capacitores eletrolíticos e fusíveis ocupa um grande espaço no bastidor. Uma possível alteração a ser feita no segundo protótipo, é colocar estes componentes em uma caixa separada, juntamente com as fontes de $\pm 15V$ e $\pm 5V$, destinada à alimentação do equipamento. Outro fator que deve ser considerado é a utilização de um transformador de isolamento, visando ressaltar os aspectos relacionados com a segurança de pacientes.

4.5 - TRANSDUTORES

Os transdutores utilizados no SISTEMA MODULAR são:

- Eletrodos para Biopotenciais - compostos de uma peça de prata revestida de uma camada de cloreto de prata, utilizados com uma solução eletrolítica salina nas experiências de captação de potenciais elétricos do coração (ECG). Estes dispositivos são facilmente encontrados nas lojas de suprimentos médico-hospitalares, podendo no entanto serem substituídos por eletrodos descartáveis mais econômicos.
- Transdutores de Temperatura e Fluxo - utilizam como elemento sensível, termistores que podem ser facilmente adquiridos nas lojas de suprimentos eletro-eletrônicos. As especificações dos termistores não são críticas para o projeto, sendo recomendável, em futuras reproduções a utilização de diversos tipos destes dispositivos, visando melhor caracteriza-los.
- Transdutor de Sons - o microfone de eletreto utilizado para a transdução de sons biológicos no SISTEMA MODULAR, é um dispositivo comercial de baixo custo e facilmente encontrado. Sugere-se, tendo em vista as entradas de alta e baixa impedância disponíveis no Pré-Amplificador para Áudio, que sejam utilizados outros tipos de microfones, tais como dinâmicos e de cristal, o que permitiria a comparação entre as características destes dispositivos.
- Transdutor de Pressão - o resultado final obtido com o transdutor desenvolvido foi considerado bastante satisfatório, tendo em vista se tratar de um equipamento didático, construído sem grandes compromissos com a precisão. O desenvolvimento deste dispositivo exigiu, entre outros conhecimentos, a familiarização com as técnicas e problemas relacionados com o tratamento de superfícies e colagem de extensômetros, que, apesar de interessante do ponto de vista de um projetista de instrumentação, foge do escopo deste trabalho. Pode ser interessante na utilização futura do sistema, a inclusão de um experimento onde os alunos construiriam um dispositivo semelhante, desde o projeto do diafragma até o levantamento completo das características do dispositivo montado.

4.7 - O CONJUNTO

Além dos módulos e transdutores analisados anteriormente, o conjunto do trabalho desenvolvido inclui as experiências relacionadas no Capítulo 3, e esta publicação. Com relação à este trabalho, o objetivo que se procurou alcançar foi obter um documento que, além de registrar o desenvolvimento do trabalho como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, pudesse também ser utilizado como livro texto em um curso de Introdução

em Instrumentação Biomédica.

De uma forma geral o resultado do conjunto foi considerado satisfatório, estando no entanto, disponível para críticas e sugestões que visem seu aperfeiçoamento.

BIBLIOGRAFIA

- [Bahill, 1981] - Bahill, A.T., (1981), BIOENGINEERING : BIOMEDICAL, MEDICAL AND CLINICAL ENGINEERING, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- [Balabanian, 1958] - Balabanian, N., (1958), NETWORK SYNTHESIS, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J.
- [Bottesi, 1986] - Bottesi, M.S.T., (1986), ESTUDO DA SENSIBILIDADE DE FILTROS ATIVOS RC DE 2ª ORDEM USANDO VCVS, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, UNICAMP.
- [Burton, 1978] - Burton, A.C., PHYSIOLOGY AND BIOPHYSICS OF THE CIRCULATION, Chicago Year Book Medical Publisher.
- [Cobbold, 1974] - Cobbold, R.S.C.C., (1974), TRANSDUCERS FOR BIOMEDICAL MEASUREMENTS: PRINCIPLES AND APPLICATIONS, John Wiley and Sons Inc., New York.
- [Crul, 1962] - Crul, J.F., (1962), "Measurement of Arterial Pressure", Acta Anaesth. Scand., 6, supp. 11, 135-169.
- [Dobkin, 1970] - Dobkin, R.C., (1970), "Bilateral Current Source", OP AMP CIRCUIT COLLECTION, National Semiconductor Corp.
- [Doebelin, 1966] - Doebelin, E.O., (1966), MEASUREMENT SYSTEMS : APPLICATIONS AND DESIGN, Mc Graw-Hill Book Company.
- [Ellis et al, 1972] - Ellis, R.J., Gold, J., Rees, J.R., (1972), "Computerized Monitoring of Cardiac Output by Thermal Dilution", JAMA 220 (4), 507.
- [Fry, 1978] - Fry, Francis J., (1978), ULTRASOUND: ITS APPLICATIONS IN MEDICINE AND BIOLOGY, Elsevier Scientific Publishing Company
- [Gaupe et al, 1971] - Gaupe Jr., H.A., Harnden Jr., J.D., McQuerrie, A.M., (1971), "Power Supply Aspects Of Semiconductor Equipment", IEEE Spectrum, October, Pages 32-43.
- [Geddes, 1972] - Gueddes, L.A., (1972), ELECTRODES AND THE MEASUREMENT OF BIOELECTRICAL EVENTS, John Wiley & Sons Inc, New York
- [Geddes, Costa e Wise, 1971] - Geddes, L.A., C.P. da Costa and Wise, G., (1971), "The Impedance of Stainless-Steel Electrodes", Medical and Biological Engineering, 9.

- [**Graeme et al, 1971**] - Graeme, J.G., Tobey, G.E., Huelsman, L.P., (1971), OPERATIONAL AMPLIFIERS, DESIGN AND APPLICATIONS, Mc Graw-Hill Book Company.
- [**Graeme, 1973**] - Graeme, J.G., (1973), APLICACIONES OF OPERATIONAL AMPLIFIERS, THIRD-GENERATION TECHNIQS, Mc Graw-Hill Book Company.
- [**Guillemin, 1957**] - Guillemin, E.A., (1957), SYNTHESIS OF PASSIVE NETWORKS, John Wiley, New York.
- [**Harry, 1982**] - Harry, N.N., (1982), BIOMEDICAL SENSORS. FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS, Noyes Publications, New Jersey.
- [**Hill e Dolan, 1982**] - Hill, D.W., Dolan, A.M., (1982), INTENSIVE CARE INSTRUMENTATION, Second Edition, Academic Press Inc., London.
- [**Hök, 1976**] - Hök, B., (1976), "Dynamic Calibration of Manometer Systems, Medical and Biological Engineering, page 1356-66, March.
- [**Huhta e Webster, 1973**] - Huhta, J.C., Webster, J.G., (1973), "60 Hz Interference In Eletrocardiography", IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BME-20, nº 2, March, Pages 91-100.
- [**Jones, 1979**] - Jones, B.E., (1979), INSTRUMENTATION MEASUREMENT AND FEEDBACK, Mc Graw-Hill Book Company.
- [**Krovetz, 1974**] - Krovetz, L.J. et all, (1974), "Limitation of Correction of Frequency Dependent Artifact in Pressure Recording Using Harmonic Analyses", Circulation, Vol. 50, page 992-97.
- [**Linear Databook, 1980**] - Linear Databook, (1980), National Semiconductor, Pages 9/29 and 9/34.
- [**Micro Measurements Tech Note, 1974**] - Micro Measurements Tech Note, (1974), "Design Considerations for Diaphragm Pressure Transducers", TN-129-3.
- [**Millmam e Halkias, 1981**] - Millman, J., Halkias, C.C., (1981), ELETRÔNICA Vol.2, Editora Mc Graw-Hill do Brasil, S. Paulo.
- [**Mountcastle, 1978**] - Mountcastle, V.B., (1978), FISILOGIA MÉDICA, 13ª edição, Guanabara Koogan S.A., Brasil.
- [**Neubert, 1975**] - Neubert, H.K.P., (1975), INSTRUMENT TRANSDUCERS - AN INTRODUCION TO THEIR PERFORMANCE AND DESIGN, Second Edition, Clarendon Press, Oxford.
- [**Neuman, 1978**] - Neuman, M. R., (1978); "Biopotencial Amplifiers", in MEDICAL INSTRUMENTATION : APPLICATION AND DESIGN, J.G. Webster, Ed., Houghton Mifflin Company, Boston.
- [**Oberg, 1982**] - Oberg, T., (1982), "A Circuit For Contact Monitoring In Electrocardiography", IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. BME 29, nº 5 , May, Pages 361-364.

- [**Oliver e Cage, 1971**] - Oliver, B.M., Cage, J.M., (1971), ELECTRONIC MEASUREMENTS AND INSTRUMENTATION, Mc Graw-Hill, Kogakusha, Ltda.
- [**Parr, 1979**] - Parr, E.A., (1979), PROJETOS ELETRÔNICOS COM O CI555, Seltron Editora Ltda, Brasil.
- [**Pavek, 1964**] - Pavek, K., Boska, E. and Selecky, F.V., (1964), "Measurement of Cardiac Output by Thermodilution With Constant Rate Injection of Indicator", Circ. Res., 15:311.
- [**Peura, 1978**] - Peura, R.A., (1978), "Blood Pressure", in MEDICAL INSTRUMENTATION : APPLICATIONS AND DESIGN, J.G. Webster, Ed. Boston, MA, Houghton Mifflin.
- [**Poblet, 1977**] - Poblet, J.M., (1977), TRANSDUCTORES E MEDIDORES ELETRÔNICOS, Marcombo Boixareu Editores, Barcelona.
- [**Rolfe, 1979**] - Rolfe, P., (1979), NON-INVASIVE PHYSIOLOGICAL MEASUREMENTS, Vol. 1, Academic Press, London.
- [**Shirer, 1962**] - Shirer, H.W., (1962), "Blood Pressure Measuring Methods", IEEE Transaction on Biomedical Electronics, pages 116-25, April.
- [**Silva Jr., 1977**] - Silva Jr, M.R., (1977), FISILOGIA DA CIRCULAÇÃO, segunda edição, Edart, S. Paulo.
- [**Stout e Kaufman, 1976**] - Stout, D.F., Kaufman, M., (1976), HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN, Mc Graw-Hill Book Company.
- [**Strong, 1971**] - Strong, P. (1971), Biophysical Measurements, First Edition, Tektronix Inc., Beaverton, Oregon.
- [**Tavel, 1978**] - Tavel, M.E., (1978), CLINICAL PHONOCARDIOGRAPHY AND EXTERNAL PULSE RECORDING, Third Edition, Year Book Medical Publishers, Chicago.
- [**Thakor e Webster, 1980**] - Thakor, N.V., Webster, J.G., (1980), "Ground Free ECG Recording With Two Electrodes", IEE Trans. Biomed. Eng., Vol BME-27, nº 12, December, Pages 699-704.
- [**Timoshenko et al, 1959**] - Timoshenko, S., Wolnowsky, Krieger, S., (1959), THEORY OF PLATES AND SHELLS, Mc Graw Hill, New York.
- [**Valkenburg, 1960**] - Valkenburg, Van. M.E., (1960), INTRODUCTION TO MODERN NETWORK SYNTHESIS, John Wiley, New York.
- [**Voltage Regulator Handbook, 1980**] - Voltage Regulator Handbook, (1980), National Semiconductor.
- [**Walston e Miller, 1963**] - Walston, J.A., Miller, J.R., (1963), TRANSISTOR CIRCUIT DESIGN, Texas Instruments Inc.
- [**Webster, 1978**] - Webster, J.G., (1978), MEDICAL INSTRUMENTATION : APPLICATION AND DESIGN, Houghton Mifflin Company, Boston.

[Weinberg, 1962] - Weinberg, L., (1962), NETWORK ANALYSES AND SYNTHESIS, Mc Graw-Hill, New York.

[Winter e Webster, 1983] - Winter, B.B., Webster, J.G., (1983), "Reduction Of Interference Due Common Mode Voltage In Biopotencial Amplifiers", IEEE Trans. Biom. Eng., Vol BME-30, n^o 1, January, Pages 58-62.

[Wobschall, 1979] - Wobschall, D., (1979), CIRCUIT DESIGN FOR ELECTRONIC INSTRUMENTATION, Mc Graw-Hill Book Company.