

F.N.

ECG VIA SISTEMA TELEFÔNICO

P O R

LEUNAM ROCHA REVOREDO

TESE DE MESTRADO:

Apresentada à Coordenação dos Programas de Pós-Graduação e Pesquisa do Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Ciências.

ORIENTADOR: Prof. GURDIP SINGH DEEP.

0 Campina Grande, dezembro de 1978.

[Redacted]

[Redacted]



R454e Revoredo, Leunam Rocha.
ECG via sistema telefônico / Leunam Rocha Revoredo. -
Campina Grande, 1978.
105 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade
Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1978.
"Orientação: Prof. Dr. Gurdip Singh Deep".
Referências.

1. Telefonia - Sistema Telefônico. 2. Linhas Telefônicas
- Transmissão. 3. Amplificador ECG - Sistema Telefônico. 4.
Ciências - Dissertação. I. Deep, Gurdip Singh. II.
Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB) III.
Título

CDU 621.395(043)

AGRADECIMENTOS

- Ao Dr. G.S. DEEP, Professor do Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba, por sua ajuda valiosa na orientação, desenvolvimento, redação e correção deste trabalho.

- Ao Dr. Ivan Rocha Neto, por seu constante incentivo e apoio.

- Ao Dr. William Lloyd Brandt, por sua colaboração no desenvolvimento deste trabalho.

- Aos funcionários do CCT-UFPB.

À minha esposa e meus pais

RESUMO

Os aspectos do projeto e as características de desempenho de um Amplificador ECG implementado com somente 2 C.I.'s LM 324, são apresentados e discutidos. É explicado também o uso da técnica de "Right Leg Drive" para minimizar "pick-up" de 60 Hz no corpo.

São discutidas as considerações sobre o projeto que utiliza a linha telefônica como meio de transmissão, entre dois locais, do sinal FM modulado pelo sinal ECG. Os resultados dos testes feitos com um protótipo são apresentados.

Os problemas associados com a transmissão e demodulação simultânea de sinais FM modulados por sinais bioelétricos utilizando uma linha telefônica, são apresentados e discutidos.

ABSTRACT

Design aspects and performance characteristics of an ECG Amplifier using only two I.C. chips (LM324) are discussed. The use of Right Leg Drive to reduce 60 Hz Pick-up is explained.

Design considerations for use of an existing telephone line as a communication link using FM modulation between two locations for the transmission of an ECG signal, are discussed. Test results of an experimental unit are described.

Problems associated with simultaneous FM transmission and demodulation of various bioelectric signals on a single telephone line are also presented.

LISTA DE FIGURAS

<u>FIGURAS</u>		<u>PÁGINA</u>
Fig. 1.1	- O Coração	4
Fig. 1.2	- Diagrama de Bloco do Sistema Circulatorio	4
Fig. 1.3	- Ciclo Mecânico do Coração	6
Fig. 1.4	- Potencial de Ação da Célula	6
Fig. 1.5	- A Forma de Onda do ECG	8
Fig. 1.6	- Eletrodo Tipo Placa	10
Fig. 1.7	- Eletrodo Tipo Auto Retenção	10
Fig. 1.8	- Derivações Bipolares do ECG	14
Fig. 1.9	- Derivações Unipolares do ECG	14
Fig. 1.10	- Derivações do Peito	15
Fig. 2.1	- Posições dos Eletrodos	20
Fig. 2.2	- Caminho da Corrente de 60 Hz para Terra	22
Fig. 2.3	- Tensão de Modo Comum	22
Fig. 2.4	- Amplificador ECG com Eletrodo RL aterrado	25
Fig. 2.5	- Realimentação Negativa para o Eletrodo RL	25
Fig. 2.6	- Diagrama de Blocos do Amp. ECG	29
Fig. 2.7	- Triângulo de Wilson	31
Fig. 2.8	- Circuito do Amp. ECG	33
Fig. 2.9	- Derivações Registradas (I, II e III)	36
Fig. 2.10	- Derivações Registradas (aVR, aVL e aVF)	37
Fig. 2.11	- Derivação V Registrada e Sinal de 1mV	38
Fig. 3.1(aeb)-	Diagrama de Blocos do Sistema de Transmis	
	são Monocanal	41

<u>FIGURAS</u>	<u>PÁGINA</u>
Fig. 3.2 - Modulador de FM	44
Fig. 3.3 - Característica de Transferência do V.C.O	45
Fig. 3.4 - Resposta do Sistema Telefônico e Alocação do Canal FM	45
Fig. 3.5 - Demodulador de FM	50
Fig. 3.6 - Característica de Transferência do FPF	51
Fig. 3.7 - Transição do Comparador e Sinal Resultante	52
Fig. 3.8 - Característica de Transferência do PLL	52
Fig. 3.9 - Característica de Transferência do FPB	53
Fig. 3.10 - Saída do Oscilador e Sinal Resultante	55
Fig. 3.11 - Circuito Gerador do Sinal de Teste	57
Fig. 3.12 - Ligações dos Polos da Chave S_1 da Fig. 3.5	57
Fig. 3.13 - Gerador de Tom	59
Fig. 3.14 - Decodificador de Tom	59
Fig. 3.15 - Derivações do ECG Demodulador e Registrado	61
Fig. 3.16 - Derivações do ECG Demodulado e Sinal de Teste do Demodulador	62
Fig. 3.17 - Fotografia do Amplificador ECG	65
Fig. 3.18 - Fotografia do Transmissor de FM	66
Fig. 3.19 - Fotografia do Receptor de FM	67
Fig. 3.20 - Fotografia do Sistema Completo	68
Fig. 4.1 - Alocação dos Canais	74
Fig. 4.2 - FPF de 2ª Ordem	74
Fig. 4.3 - Diagrama de Blocos do Sistema Multicanal	76
Fig. 1.C - Modelo Elétrico para Interferência de 60Hz	82

<u>FIGURAS</u>	<u>PÁGINA</u>
Fig. 2.C - Modelo Elétrico para Interferência de 60Hz Após Realimentação Negativa	83
Fig. 1.F - Sistema Básico de um PLL	86
Fig. 2.F - Diagrama de Blocos do PLL CD4046	88
Fig. 3.F - Frequência Central Típica x C_1 para $R_1 =$ 10 K Ω , 100 K Ω e 1 M Ω .	92
Fig. 4.F - "Offset" de Frequência Típico x C_1 para $R_2 = 10$ K Ω , 100 K Ω e 1 M Ω .	92
Fig. 5.F - $f_{\max}/f_{\min} \times R_2/R_1$	92
Fig. 1.G - Circuito Equivalente do Acoplamento Capa- citivo para o Alto-Falante	93
Fig. 1.H - Circuito para Demodulação de FM (Alterna- tivo)	96
Fig. 2.H - Sinal na Saída do Comparador e na Entrada do Monoestável	100
Fig. 3.H - ECG Demodulado e Registrado	101
Fig. 1.I - Fonte de Alimentação	100

LISTA DE TABELAS

<u>TABELAS</u>		<u>PÁGINA</u>
Tab. I	- Características de Operação do PLL CD4046	91
Tab. II	- Características Elétricas do V.C.O.(CD4046)	91
Tab. III	- Características Elétricas do Comparador (CD4046)	91
Tab. IV	- Resumo de Fórmulas Úteis	91

SUMÁRIO

	<u>PÁGINA</u>
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	1
1.1 - O CORAÇÃO E O SISTEMA CIRCULATORIO	2
1.2 - POTENCIAL BIOELÉTRICO DO CORAÇÃO	3
1.3 - O SINAL DE ECG	7
1.4 - OS ELETRODOS	9
1.5 - A ELETROCARDIOGRAFIA	11'
1.6 - OBJETIVOS	16
CAPÍTULO II - O AMPLIFICADOR DE ECG	18
2.1 - IMPEDÂNCIA ENTRE ELETRODO E PELE	18
2.2 - SINAIS NÃO DESEJADOS SÔBRE O CORPO HUMANO	21
2.3 - ESPECIFICAÇÕES GERAIS PARA UM AMPLIFICADOR ECG	26
2.3.1 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	26
2.3.2 - IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	26
2.3.3 - RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM	27
2.3.4 - IMPEDÂNCIA DE SAIDA	28
2.3.5 - CALIBRAÇÃO	28
2.4 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO DO AMPLIFICADOR ECG	28

	<u>PÁGINA</u>
2.5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES	34
CAPÍTULO III - O SISTEMA MONOCANAL	39
3.1 - O SISTEMA EM BLOCOS	40
3.2 - O MODULADOR DE FM	42
3.3 - O DEMODULADOR DE FM	46
3.4 - GERAÇÃO DO SINAL DE TESTE PARA O RECEPTOR	54
3.5 - O SISTEMA DE AVISO PARA CHAVEAMENTO DO AMPLIFICADOR ECG	56
3.6 - RESULTADOS	60
CAPÍTULO IV - A TRANSMISSÃO MULTICANAL	69
4.1 - CONSIDERAÇÕES SÔBRE O SISTEMA MULTICANAL	70
4.2 - O SISTEMA MULTICANAL PROJETADO	72
4.3 - PROBLEMAS ENCONTRADOS	73
CAPÍTULO V - CONCLUSÕES	77
APÊNDICE A - POTENCIAIS BIOELÉTRICOS	80
APÊNDICE B - CÓDIGO DE CORES DOS TERMINAIS	81
APÊNDICE C - INTERFERÊNCIA DE 60 Hz e AMPLIFICADOR "RIGHT LEG DRIVE"	82
APÊNDICE D - ALTO-FALANTE	84
APÊNDICE E - MICROFONE	85
APÊNDICE F - O PLL CD4046 COMO DEMODULADOR DE FM	86
APÊNDICE G - CÁLCULO DO CAPACITOR PARA O ACOPLAMENTO DO SINAL FM PARA O ALTO-FALANTE DO TRANSMISSOR	93

	<u>PÁGINA</u>
APÊNDICE H - DEMODULADOR FM ALTERNATIVO	95
APÊNDICE I - AS FONTES DE ALIMENTAÇÃO	98
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	102

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O Eletrocardiograma (ECG) é um meio de diagnóstico muito importante para os pacientes com problemas cardíacos. Nas cidades interioranas do Nordeste há falta de pessoal especializado para este tipo de exame. Na maioria dos casos de pacientes com problemas cardíacos não é recomendável a locomoção do paciente para outra cidade onde pode receber tratamento especializado adequado. É interessante, nestes casos de urgência, enviar o ECG para uma clínica onde há pessoal especializado para diagnóstico. É proposto neste trabalho, um sistema para transmissão de ECG que utiliza o sistema telefônico como meio de transmissão.

Antes da explicação do sistema proposto, é importante se fazer um resumo sobre alguns assuntos básicos relacionados com o sinal de ECG. Neste capítulo é explicado o papel do coração no sistema circulatório, suas características principais e as causas bioelétricas do seu funcionamento. A seguir,

faz-se uma apresentação do sinal básico do ECG, suas características, e fala-se sobre os tipos e características dos eletrodos usados para retirar este sinal. Explica-se o que é a Eletrocardiografia, quais as derivações importantes e o que representam. Finalmente são dados os objetivos deste trabalho.

1.1 - O CORAÇÃO E O SISTEMA CIRCULATORIO (1, 2)

Em um animal multicelular complexo com uma grande densidade de células e um volume relativamente pequeno de fluido banhando estas células, deve existir um processo contínuo e rápido de revitalização e alimentação das mesmas. Esta revitalização é a finalidade fundamental do sistema circulatório cardiovascular. Há um potencial produzido dentro de uma simples célula. Este potencial existe como um resultado do contínuo metabolismo existente dentro dela. Este metabolismo exige produtos nutritivos e excreta produtos inúteis; O sistema circulatório fornece estes produtos nutritivos e remove a matéria inútil.

O coração é o órgão responsável pelo bombeamento do sangue por todo o corpo. Pesa quase 500 g, tem um comprimento médio de 15 cm em sua dimensão máxima e acha-se localizado à esquerda da linha média do corpo. Suas paredes são inteiramente de músculos e, dentro delas, existem 4 cavidades (átrios e ventrículos) (Fig. 1.1) que, quando o músculo cardíaco se contrai, produz o bombeamento sanguíneo. A quantidade média de san

que circulante no corpo humano é cêrca de 5 litros e o coração se encarrega de fazê-lo circular em aproximadamente 1 minuto. A ação de bombeamento é causada por impulsos bioelêtricos, os quais se propagam dentro do coração produzindo sua contração. Estas contrações forçam a saída do sangue das cavidades e, através dos vasos sanguíneos, são canalizados para todo o corpo.

O coração funciona como duas bombas em sêrie: uma menor, localizada do lado direito, fornece a potência necessária para fazer circular sangue através dos pulmões; e outra maior, mais potente, localizada do lado esquerdo, fornece a potência necessária para fazer o sangue circular pelo corpo (Fig. 1.2).

O movimento de contração do coração é conhecido como SÍSTOLE e, entre estas contrações, ele repousa mecanicamente. Este descanso mecânico é conhecido como DIÁSTOLE e é durante este período que o coração se enche de sangue. Ao se reiniciar uma nova contração, o coração força o sangue novamente para fora das cavidades, fazendo-o circular. Então inicia-se um novo período de DIÁSTOLE. O ciclo cardíaco básico é composto de dois movimentos mecânicos elementares: um de contração chamado SÍSTOLE e outro de descontração chamado DIÁSTOLE (Fig. 1.3).

1.2 - POTENCIAL BIOELÊTRICO DO CORAÇÃO

A atividade cardíaca é provocada pelos potenciais bioelêtricos que são causados por processos eletroquímicos -

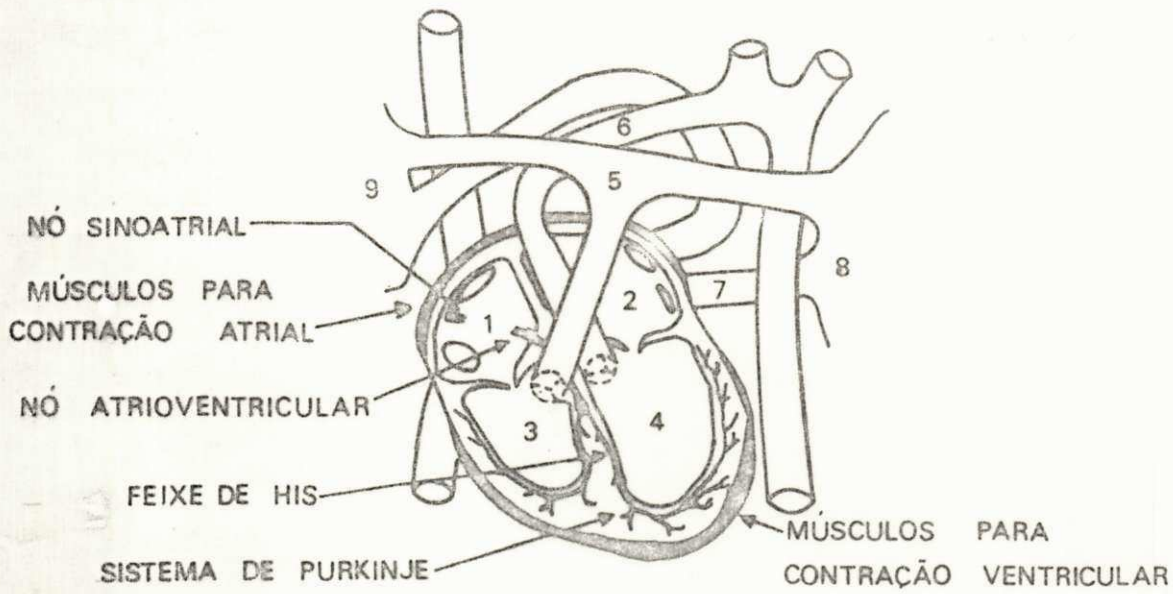


FIG.1.1- O Coração.

- | | |
|-----------------------|-------------------|
| 1-ÁTRIO DIREITO | 8-PULMÃO ESQUERDO |
| 2-ÁTRIO ESQUERDO | 9-PULMÃO DIREITO |
| 3-VENTRÍCULO DIREITO | |
| 4-VENTRÍCULO ESQUERDO | |
| 5-ARTÉRIAS PULMONARES | |
| 6-AORTA | |
| 7-VEIAS PULMONARES | |

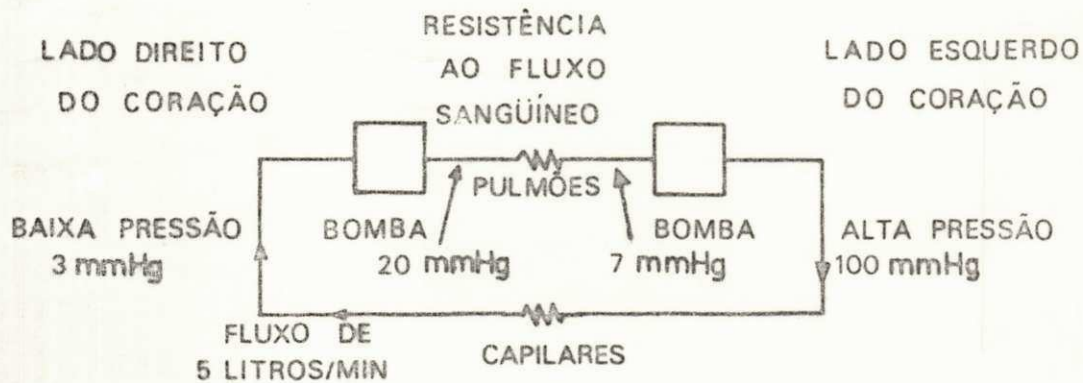


FIG.1.2- Diagrama de Bloco Simplificado do Sistema Circulatório.

cos (3). Como é uma estrutura muscular e, conseqüentemente formada por células, sofre os processos de variação do potencial celular, que são chamados de despolarização e repolarização (3, 4, 5). A despolarização refere-se ao processo existente nas células, onde as cargas contidas dentro e fora destas, rapidamente se redistribuem, causando efeitos fisiológicos. A consequência desta redistribuição é a geração de biopotenciais nas células, biopotenciais estes que são responsáveis pela atividade cardíaca.

O estudo destes biopotenciais e conseqüentemente do desempenho do funcionamento cardíaco é feito através da Eletrocardiografia.

Ao se fazer um levantamento da variação do potencial sobre a membrana da célula do músculo cardíaco versus tempo, durante o ciclo de despolarização e repolarização, é produzido um gráfico conhecido como curva do potencial de ação da célula (4), que é mostrada na Fig. 1.4. As células do músculo cardíaco, ao contrário das outras, sofrem periodicamente este processo. Estas despolarizações e repolarizações são causadoras diretas da SÍSTOLE e DIÁSTOLE respectivamente, produzindo a atividade cardíaca.

Em resumo, a seqüência de eventos que resulta na função cardíaca é:

1. geração do potencial bioelétrico (estímulo cardíaco).
2. contração muscular.

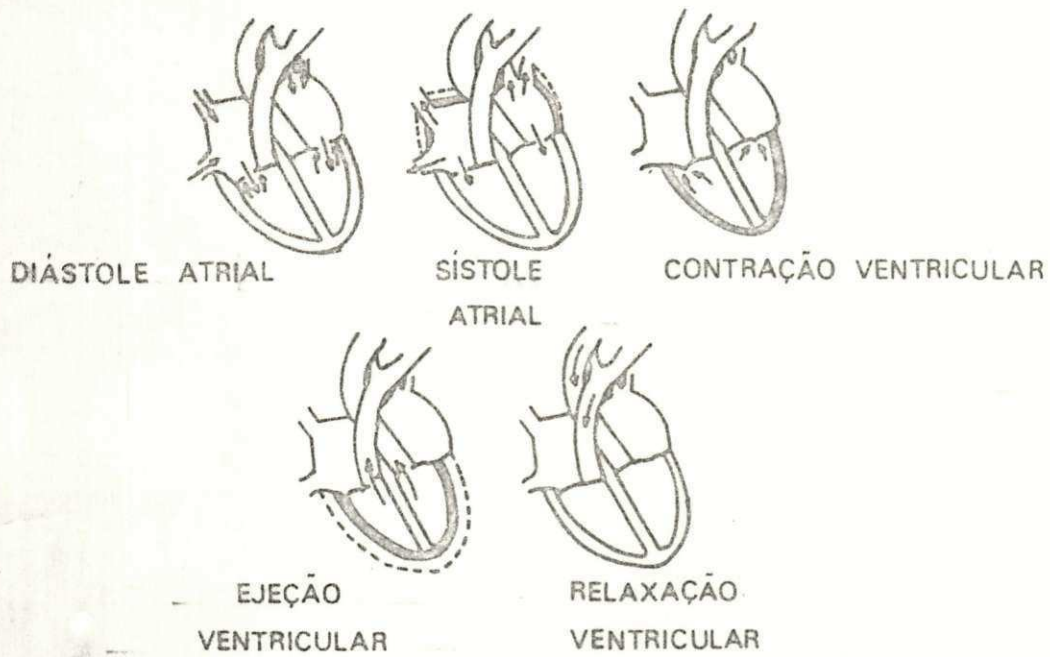


FIG.1.3-CICLO MECÂNICO DO CORAÇÃO.

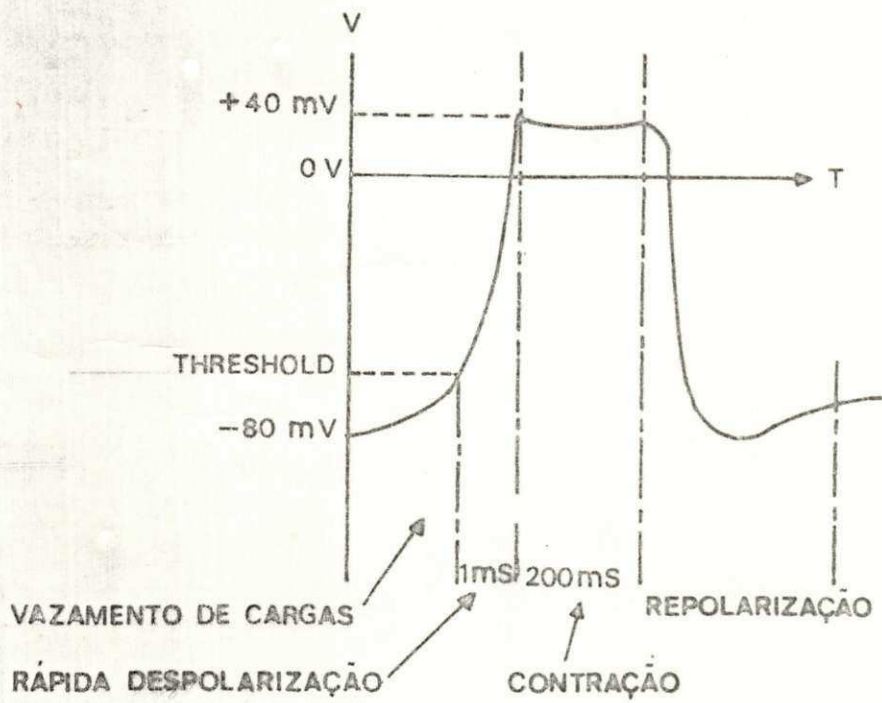


FIG.1.4-POTENCIAL DE AÇÃO DA CÉLULA.

3. bombeamento sanguíneo.

1.3 - O SINAL DE ECG (6, 7)

O átrio direito (Fig. 1.1) contém um feixe de nervos conhecido como n^o sinoatrial (N^o SA). Este tipo de célula nervosa não é encontrado em nenhum outro lugar do corpo humano. Sua função é dar partida à batida cardíaca e manter seu ritmo. Os fenômenos elétricos e mecânicos produzidos no coração são iniciados pelo estímulo deste n^o. Assim, as contrações musculares necessárias para manter a ação de bombeamento cardíaco são iniciadas pela despolarização e repolarização do n^o SA com a consequente despolarização e repolarização do n^o atrioventricular (Fig. 1.1 e 1.3). A medição destes sinais elétricos produzidos pelo coração pode ser feita sobre a pele, embora o sinal já esteja bastante atenuado devido à péssima condutividade do corpo. O valor máximo deste sinal sobre a pele pode ser medido em regiões do tórax, próximo ao coração. O registro deste potencial é conhecido como Eletrocardiograma ou ECG. A forma de onda do ECG típico é mostrada na Fig. 1.5 fazendo-se um relacionamento com a ação mecânica do coração e a pressão arterial resultante.

É possível obter o sinal de ECG, o qual é diferencial, colocando-se pares de eletrodos em determinados locais da superfície do corpo humano. Os potenciais obtidos por estes eletrodos (em torno de 1 mV por causa da atenuação sofrida

AÇÃO MUSCULAR
 DIÁSTOLE: RELAXAÇÃO
 SÍSTOLE: CONTRAÇÃO

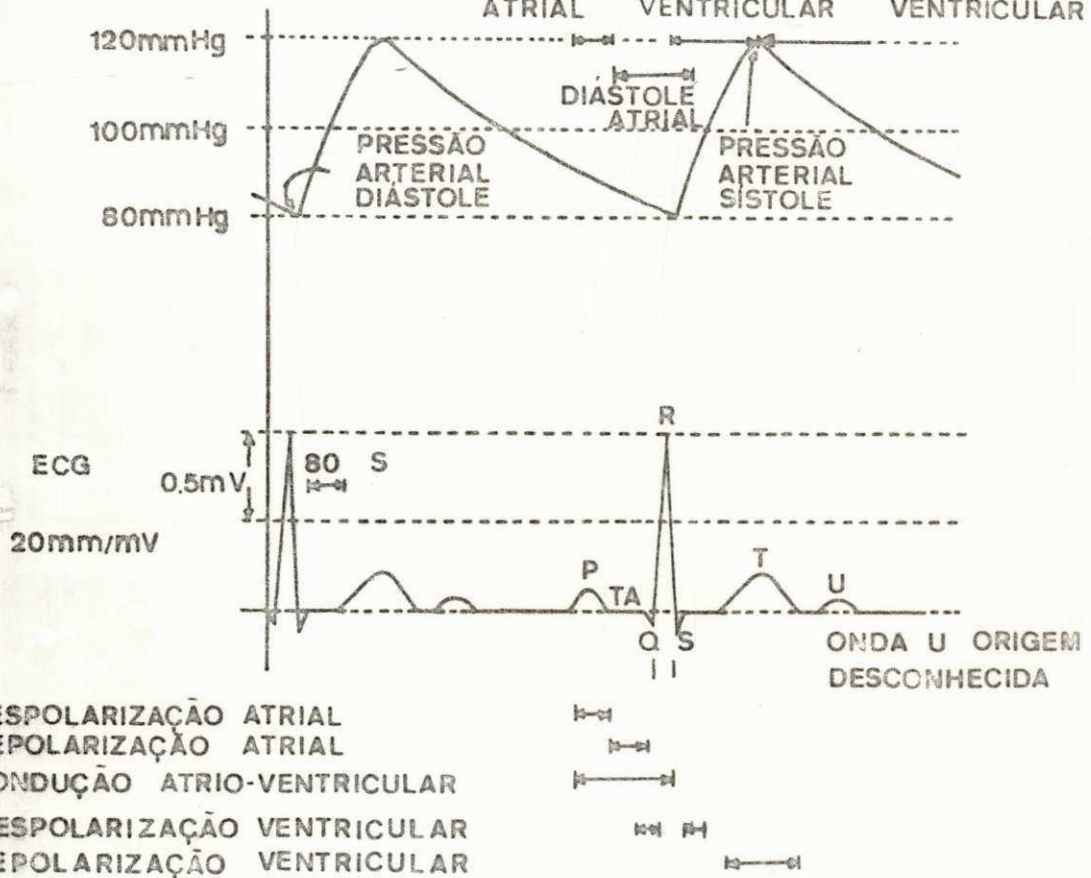
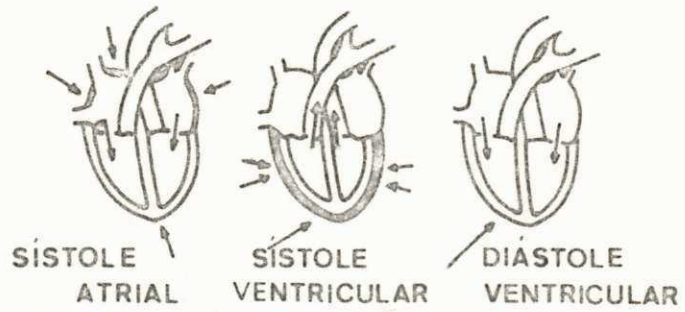


FIG.1.5-A FORMA DE ONDA DO ECG

no corpo) devem ser colocados nas entradas de um amplificador diferencial. A saída fornecerá o sinal referente às batidas cardíacas. Em média, a frequência fundamental do sinal de ECG é de 1,3 Hz e é composto por um espectro de 0,05 Hz a 85 Hz (Apêndice A).

1.4 - OS ELETRODOS (8, 9)

Os eletrodos formam duas categorias básicas de acordo com o uso: os próprios para serem usados muitas vezes e os que sua utilização está limitada a uma única vez. Cada um destes tipos pode ser especificado quanto a situação de contato com o corpo: os de contato indireto (flutuantes) e direto. Os de contato indireto (placas lisas de metal) necessitam, para sua colocação, da aplicação de uma substância, entre o eletrodo e a pele, para formar uma ponte eletrolítica. Esta substância é uma pasta condutiva ou "jelly", própria para esta utilização. Sua finalidade é diminuir a resistência de contato entre o eletrodo e a pele. Os eletrodos de contato direto são os que entram em contato direto com a pele (adesivos) ou penetram a pele (agulha).

O eletrodo do tipo placa é colocado no local (Apêndice B) preso por uma cinta de couro ou borracha, para melhor fixação (Fig. 1.6). Um único eletrodo tipo auto-retenção circular é colocado no peito (Fig. 1.7). O tipo do material empregado na fabricação dos eletrodos é muito importante para mi-

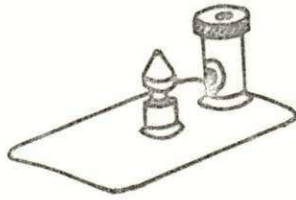


FIG.1.6-ELETRODO TIPO PLACA

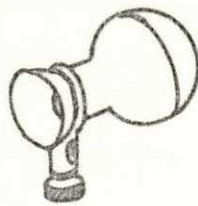


FIG.1.7-ELETRODO TIPO AUTO. RETENÇÃO

nimização do potencial de contato. O tipo que produz melhor de
sempenho é o de prata banhado com AgCl.

1.5 - A ELETROCARDIOGRAFIA

A Eletrocardiografia é o método de registro e análise da atividade elétrica do coração. Consiste no registro de 12 sinais (derivações) retirados da superfície do corpo. Estes sinais são obtidos através de 4 eletrodos colocados em pontos específicos do corpo humano. O registro destes sinais forma o eletrocardiograma (ECG).

Estas 12 derivações (10, 11, 12) são divididas em 3 categorias básicas de conformidade com a divisão do corpo em planos eletrocardiográficos (13). O primeiro grupo é composto de 3 derivações cujos potenciais medidos são usados para determinar o vetor do plano frontal fornecido pelo Triângulo de Einthoven (13). Estas 3 derivações são:

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 são chamadas de bipolares (bi

polar limb lead) e são designadas respectivamente de derivação I, II e III do ECG (Fig. 1.8).

O segundo grupo é chamado de derivações unipolares (unipolar limb lead). Estas derivações permitem a obtenção unipolar do potencial elétrico existente nos braços esquerdo e direito e perna esquerda, utilizando um eletrodo indifferente ou neutro, também chamado de terminal central, dado pelo valor médio dos sinais dos outros dois eletrodos. Com isto pode-se formar 3 derivações diferentes que são:

1. Potencial entre o braço direito (RA) e o eletrodo neutro formado pelos potenciais do braço esquerdo (LA) e perna esquerda (LL). É chamada de 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). É chamado de 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 chamado de aVF (augmented vector foot).

Pode-se mostrar estas 3 derivações unipolares (Fig. 1.9) como função das 3 derivações bipolares:

$$l_{aVR} = -\frac{l_I + l_{II}}{2} = l_{RA} - \frac{l_{LL} + l_{LA}}{2}$$

$$l_{aVL} = \frac{l_I - l_{III}}{2} = l_{LA} - \frac{l_{RA} + l_{LL}}{2}$$

$$l_{aVF} = \frac{l_{II} + l_{III}}{2} = l_{LL} - \frac{l_{RA} + l_{LA}}{2}$$

Estas 3 configurações unipolares formam o mesmo vetor cardíaco do plano frontal em nova posição (12, 13).

O terceiro grupo de derivações é composto por 6 e formam a projeção do vetor cardíaco no plano transversal (12, 13). Neste caso, cada derivação é formada pelo sinal diferencial entre um eletrodo neutro e outro colocado em várias posições sobre o peito, próximo ao coração. O eletrodo indiferente é formado por um circuito que dá 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 ($V_1 \dots V_6$). Os índices referem-se às posições predeterminadas onde são colocados os eletrodos sobre o tórax. A Fig. 1.10 mostra os locais aproximados para colocação destes eletrodos sobre o tórax, para obtenção da respectiva derivação.

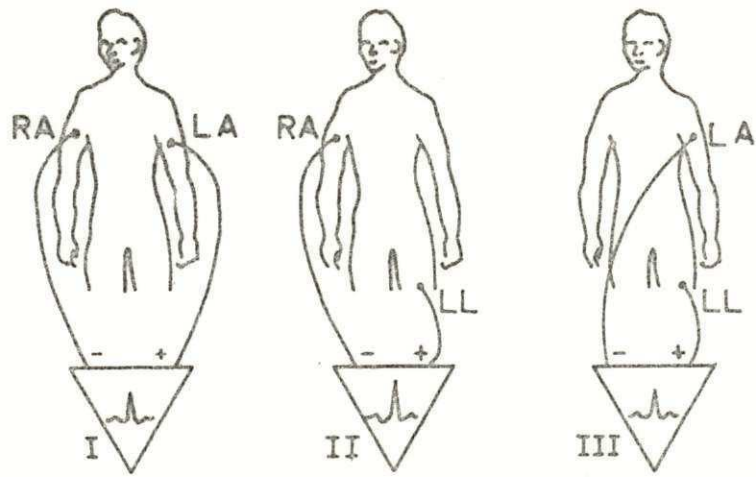


FIG.1.8-DERIVAÇÕES BIPOLARES DO ECG

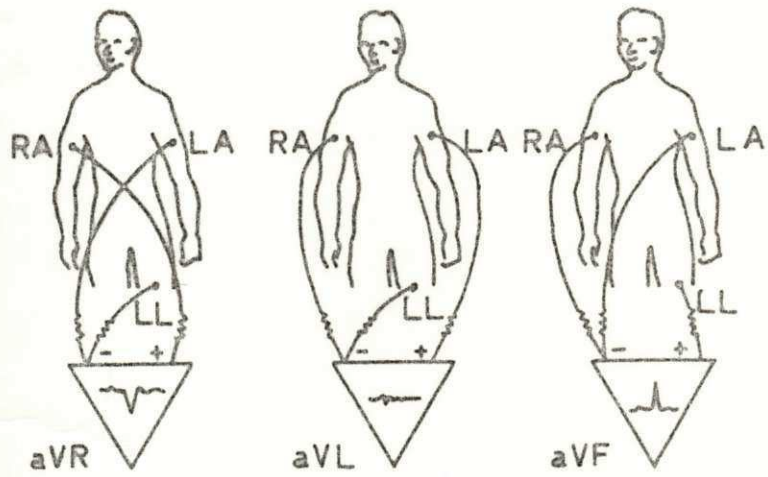


FIG.1.9-DERIVAÇÕES UNIPOLARES DO ECG

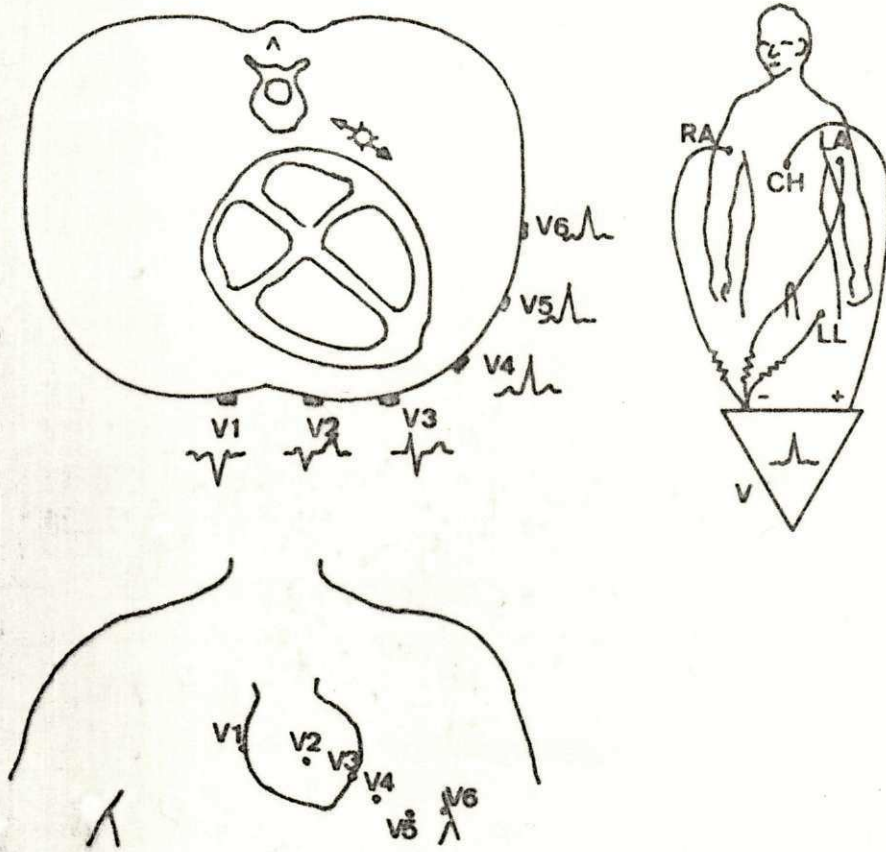


FIG.1.10-DERIVAÇÕES DO PEITO

1.6 - OBJETIVOS

O primeiro objetivo deste trabalho é o projeto e montagem de um Amplificador ECG que possa ser adaptável aos registradores comuns de papel. Um aparelho com o objetivo de amplificar os sinais cardíacos deve satisfazer a certas exigências das organizações médicas e obedecer a certos padrões de precisão, os quais são expostos no Capítulo II.

O objetivo seguinte é o projeto e montagem de um sistema completo para transmissão e recepção (MODEM) do sinal de ECG utilizando o sistema telefônico como meio de transmissão. A transmissão é monocanal e utiliza a faixa de audio do aparelho telefônico. Este sistema utiliza a modulação em FM para o sinal de ECG. A transmissão pode ser feita entre terminais telefônicos em uma mesma cidade ou entre cidades distintas. É importante se manter uma margem de confiabilidade e fidelidade imprescindíveis para posterior análise do ECG recebido. Os sinais resultantes das derivações são enviados sequencialmente através de um chaveamento manual. Para sua mudança, é enviado um sinal de aviso do receptor para o transmissor, permitindo o chaveamento do amplificador para outra derivação.

O terceiro objetivo é o experimento de um sistema para transmissão multicanal usando também o sistema telefônico. São aplicadas ao aparelho telefônico as portadoras de 8 moduladores de FM, para enviar todas as derivações simultaneamente. A demodulação utiliza a técnica do PLL (PHASE LOCKED LOOP). É necessário fazer uma divisão conveniente da faixa[™] de

passagem do canal telefônico, que é de 300 Hz a 3300 Hz, para alocação destes canais. Deverão ser levados em conta vários parâmetros que restringem esta divisão.

Trata-se de avaliar a viabilidade deste sistema em termos de distorção e interferência entre canais. Um sistema de transmissão com 8 canais tem, entre outras utilidades, a de permitir a transmissão dos 8 sinais do Eletroencefalograma, cujo registro simultâneo fornece muitas informações.

CAPÍTULO II

O AMPLIFICADOR DE ECG

Neste capítulo, apresenta-se a configuração do circuito do amplificador de ECG e são feitas considerações sobre o projeto. Estes amplificadores devem satisfazer às especificações elaboradas por organizações médicas conceituadas como a "American Heart Association" (19). Antes da explicação do circuito será feita uma explanação sobre a variação da impedância dos eletrodos e sua influência no amplificador. Será feita uma rápida apresentação dos sinais não desejados que aparecem nas entradas do amplificador junto com o sinal de ECG. A técnica aplicada para minimização destes sinais também é exposta. Faz-se uma síntese das especificações básicas para um amplificador de ECG, após o que será explicada a configuração do circuito. A última seção trata dos resultados obtidos.

2.1 - IMPEDÂNCIA ENTRE ELETRODO E PELE (14, 15, 16)

O efeito do contato entre eletrodo e pele é muito significativo na amplificação do sinal de ECG. A aplicação da pasta eletrolítica minimiza a impedância deste contato. A variação desta impedância pode introduzir distorções no sinal obtido. Mesmo com a aplicação da pasta, a impedância de contato pode chegar a valores em torno de $50\text{ k}\Omega$, nos piores casos.

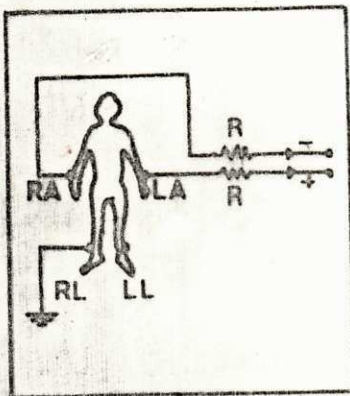
A impedância diferencial de entrada de um amplificador ECG sendo de aproximadamente $500\text{ k}\Omega$, resultaria em 83% do sinal real do paciente produzido pelo amplificador. Com a mesma impedância de contato de $50\text{ k}\Omega$ e uma impedância diferencial de $50\text{ m}\Omega$, seria reproduzido 99,8% do sinal real.

O efeito da impedância de contato torna-se mais significativo quando estão sendo medidas as derivações unipolares ou quando derivações múltiplas de um mesmo paciente são retiradas. Isto resulta da diferença na impedância de contato que ocorre em vários eletrodos situados no mesmo paciente.

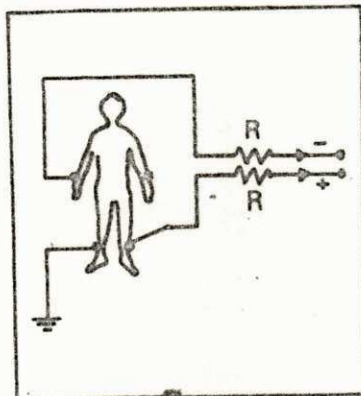
Valores típicos de impedância de eletrodos estão situados entre $8\text{ k}\Omega$ e $25\text{ k}\Omega$ sobre uma faixa de frequências de 6 Hz a 100 Hz. A variação de impedância de paciente para paciente é tipicamente de $250\ \Omega$ a $40\text{ k}\Omega$.

A impedância de entrada de um amplificador ECG vista pelos eletrodos deve ser alta e a impedância vista pelos resistores somadores (Fig. 2.1) na direção dos eletrodos deve ser baixa. É necessário satisfazer estas exigências para não haver introdução de distorção no sinal, produzida pela variação de impedância dos eletrodos. Colocando-se "buffers" entre os eletrodos e o circuito de resistência, estas exigências são satisfeitas (Fig. 2.5).

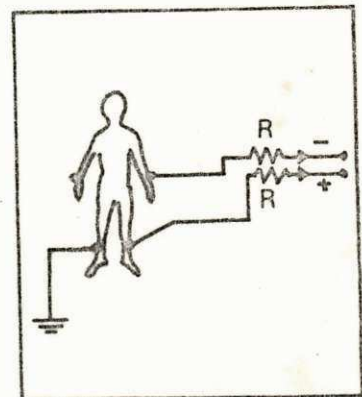
DERIVAÇÕES BIPOLARES



I

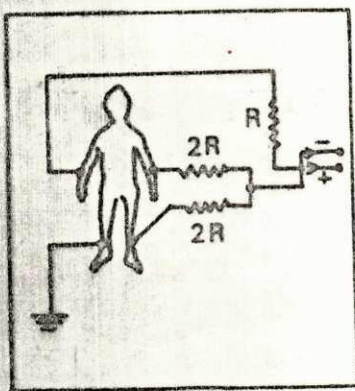


II

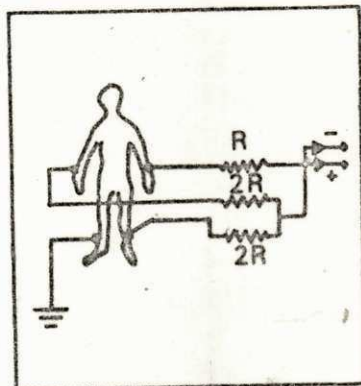


III

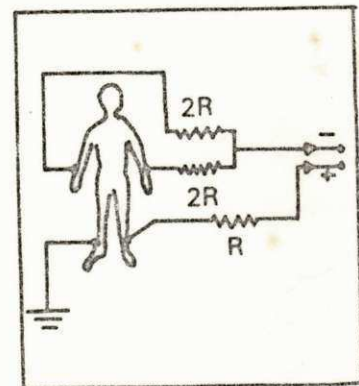
DERIVAÇÕES UNIPOLARES



AVR

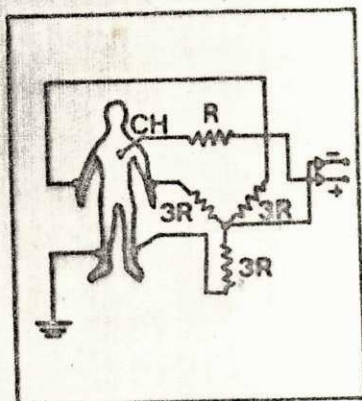


AVL

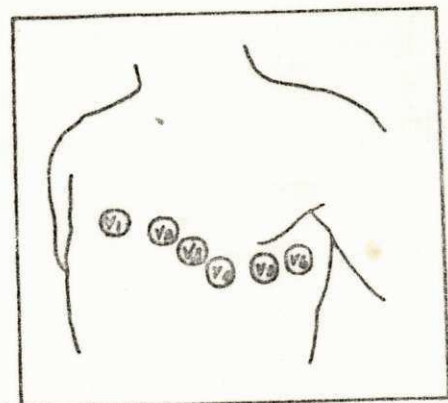


AVF

DERIVAÇÕES UNIPOLARES DO PEITO



V



POSIÇÕES

FIG.2.1- POSIÇÕES DOS ELETRODOS.

2.2 - SINAIS NÃO DESEJADOS SÔBRE O CORPO HUMANO (17, 18)

A magnitude dos sinais de ECG entre quaisquer dois eletrodos pode variar entre 1 e 5 mV. Além do sinal cardíaco já existente, aparece no corpo humano "pick up" de 60 Hz. O corpo humano, bem como os cabos que vão dos eletrodos ao amplificador, respondem aos campos eletrostáticos e eletromagnéticos de 60 Hz. Quando o corpo humano está em um ambiente sujeito às ondas de 60 Hz causada pela proximidade com linhas de transmissão de energia elétrica, fontes de alimentação, geradores, etc, torna-se um caminho para uma corrente acoplada capacitivamente (C_1) entre fonte de sinal e terra. Este princípio está ilustrado na Fig. 2.2.

A ordem de grandeza desta corrente de 60 Hz pode variar tipicamente de 0,1 μ A a 1 μ A (pior caso). A reatância do capacitor (C_2), formada pelo corpo e terra (Fig. 2.2), varia entre 10 e 20 m Ω em 60 Hz. Usando a lei de Ohm e utilizando a corrente no pior caso (1 μ A), temos o valor da tensão entre corpo e terra:

$$V(\text{corpo e terra}) = 1 \mu\text{A} \times 10 \text{ m}\Omega = 10 \text{ volts.}$$

Estes 10 volts representam o sinal de modo comum presente em todo o corpo humano (Fig. 2.3). Alguma forma de compensação deve ser usada para se conseguir a obtenção de um ECG livre de interferência, pois para haver um bom registro deste sinal é necessário reduzir a interferência a alguns microvolts.

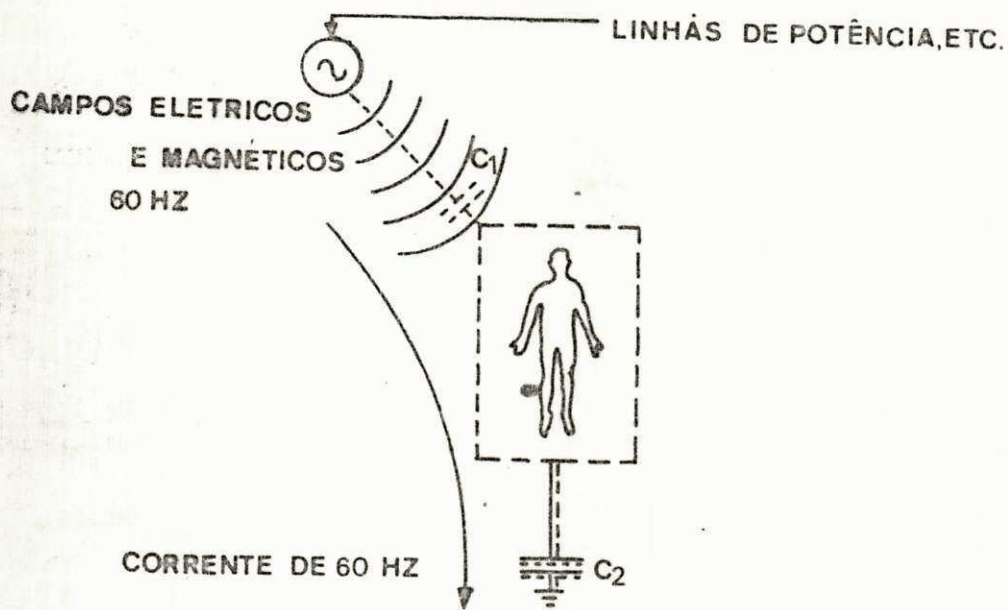


FIG.2.2-AMBIENTE COM SINAL AC (60 HZ) E CAMINHO DA CORRENTE PARA TERRA.

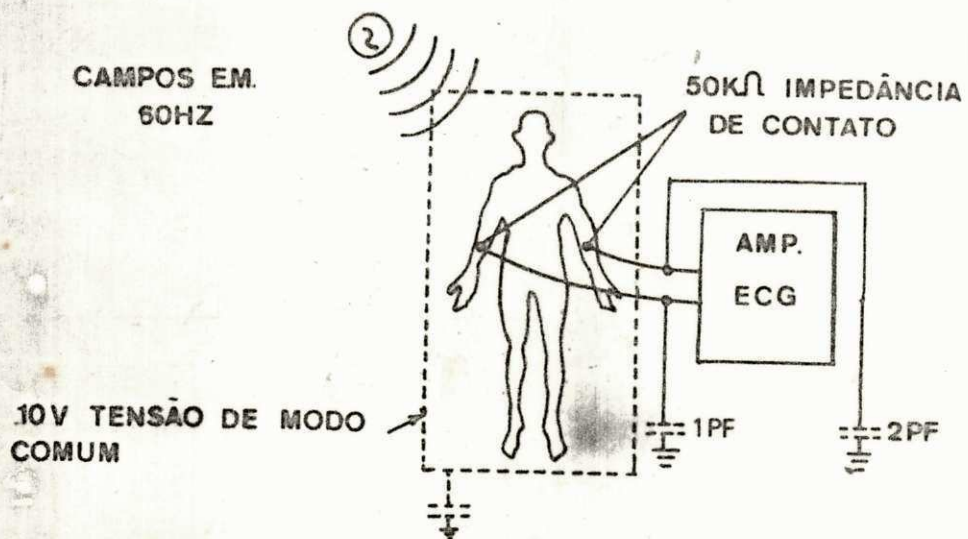


FIG.2.3-TENSÃO DE MODO COMUM.

Uma maneira de reduzir o sinal de modo comum de 10 volts é aterrar o corpo através do eletrodo da perna direita (RL) (Fig. 2.4). Embora a impedância típica de contato entre eletrodo e pele varie entre 8 k Ω e 25 k Ω , pode chegar a 2 k Ω (ótimo contato) e 50 k Ω (péssimo contato). Supondo que 1 μ A de corrente AC (60 Hz) passe através do contato RL com impedância de 50 k Ω , a voltagem de modo comum desenvolvida sobre o corpo será:

$$V(\text{corpo e terra}) = 1 \mu\text{A} \times 50 \text{ k}\Omega = 50 \text{ mV}$$

Embora tendo minimizado a tensão de modo comum de 10 V para 50 mV, esta ainda é 50 vezes maior que o sinal de ECG. É necessário atenuá-lo mais ainda.

Esta mesma corrente AC (60 Hz) de 1 μ A passa através da resistência interna do corpo, entre os eletrodos. Sendo esta resistência em torno de 20 Ω (17), a tensão diferencial desenvolvida entre as duas superfícies onde ficam localizados os eletrodos é:

$$V(\text{entre regiões do corpo}) = 1 \mu\text{A} \times 20 \Omega = 20 \mu\text{V}$$

Ao ser aplicado às entradas do amplificador diferencial, este não poderá distinguí-lo dos sinais cardíacos. Fatores adicionais que causam voltagens diferenciais da ordem de 150 μ V são: variação de impedância produzida pelos capacitores formados pelos cabos e terra (Fig. 2.3); impedância de contato diferentes para cada eletrodo; possível desbalanceamento na impedância de entrada de modo comum do amplificador.

Outro sinal não desejável que aparecerá nas

entradas do amplificador diferencial é o potencial DC de polarização existente entre eletrodo e pele. Quando um eletrodo metálico é colocado em contato com a pele, ambos formam uma pequena bateria. Esta tensão DC conhecida como potencial de polarização ou voltagem de contato pode chegar a magnitude da ordem de $\pm 300 \text{ mV}_{\text{DC}}$ (17).

Resumindo, tem-se 4 sinais presentes na entrada do amplificador diferencial:

1. 1 a 5 mV de sinal cardíaco (desejado).
2. 0 a 10 V_{AC} de sinal de modo comum de 60 Hz (não desejado).
3. 0 a muitos microvolts de sinal diferencial de 60 Hz (não desejado).
4. 0 a $\pm 500 \text{ mV}_{\text{DC}}$ potencial DC (não desejado).

É necessário, então, que todo amplificador de ECG possua meios de rejeitar ou, pelo menos, minimizar estas voltagens AC e DC de modo comum não desejados que estão presentes no corpo e, ao mesmo tempo, amplificar o sinal cardíaco que produzirá o eletrocardiograma. A técnica utilizada neste trabalho para minimizar a tensão AC (60 Hz) de modo comum é conhecida como "Right leg drive" (Fig. 2.5). Ao contrário do aterramento do eletrodo RL na técnica falada anteriormente, neste caso o eletrodo RL é conectado à saída do amplificador de tensões de modo comum. Com a técnica de "Right leg drive", o sinal AC (60 Hz) de modo comum é minimizado por uma fator igual ao ganho dado

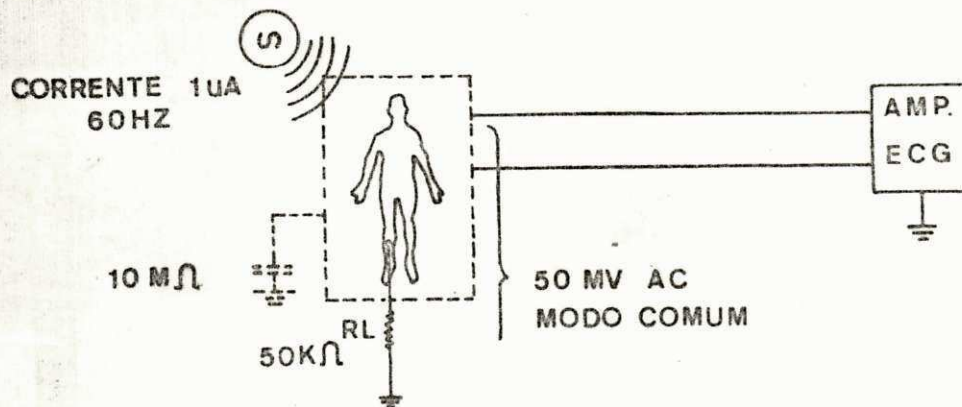


FIG.2.4-AMP. ECG COM ELETRODO RL ATERRADO.

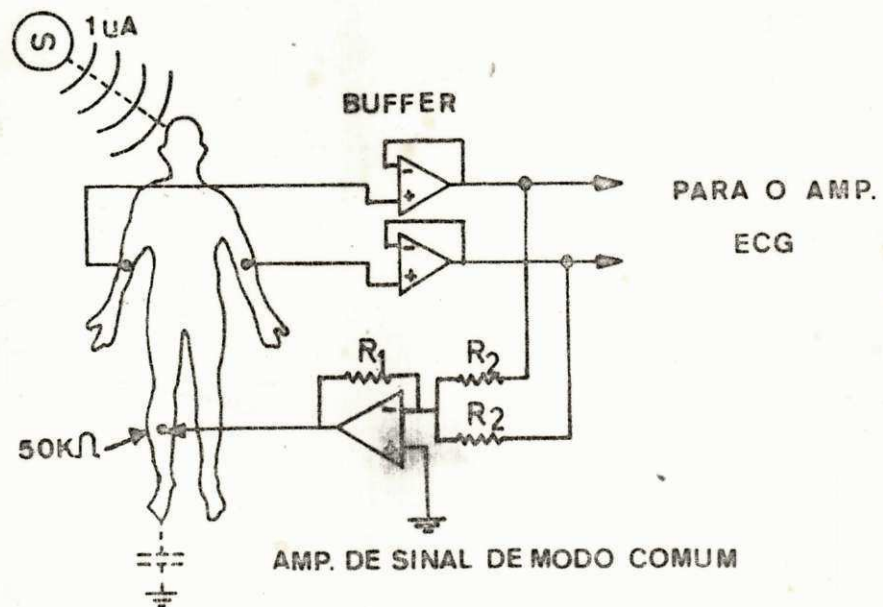


FIG.2.5-REALIMENTAÇÃO NEGATIVA PARA O ELETRODO RL.

ao amplificador de modo comum (-100) (Apêndice C). Se com o aterramento do eletrodo RL a tensão AC (60 Hz) de modo comum é de 50 mV, com esta técnica (Right leg drive) ela será atenuada para 500 μ V. Esta é uma tensão de modo comum bastante reduzida e o amplificador diferencial deverá rejeitar.

Para rejeitar o potencial DC, usa-se o acoplamento capacitivo após o amplificador diferencial.

2.3 - ESPECIFICAÇÕES GERAIS PARA UM AMPLIFICADOR ECG

2.3.1 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (14, 18, 19, 20)

A "American Heart Association" especifica que a largura de faixa mínima para um amplificador ECG deve ser de 0,1 Hz a 50 Hz (-3dB). A largura da faixa do amplificador é importante para permitir o diagnóstico de certas anormalidades cardíacas. Vários pesquisadores afirmam ter encontrado informações relacionadas com a frequência de 100 Hz em 4 % dos casos investigados e outros relacionam informações com a frequência de 3 KHz. Como o relacionamento de informações com frequências altas está no campo das pesquisas, tem sido geralmente aceita a faixa de 0,05 Hz a 100 Hz.

2.3.2 - IMPEDÂNCIA DE ENTRADA (18, 19, 21)

A "American Heart Association" especifica que

os amplificadores ECG devem ter uma impedância de entrada de modo comum de, pelo menos, $10\text{ m}\Omega$ por entrada, e impedância diferencial mínima de $400\text{ k}\Omega$. A impedância de modo comum comparada com as impedâncias dos eletrodos deve ser muito grande, para minimizar o efeito produzido pelo desbalanceamento de impedâncias entre eletrodos. Um desbalanceamento nas impedâncias dos eletrodos junto com uma baixa impedância nas entradas vai converter o sinal de modo comum em sinal diferencial.

A impedância diferencial de entrada deve também ser bastante grande para não haver redução da magnitude do sinal. Uma redução de 5% seria a máxima distorção permitida como resultado da baixa impedância diferencial. Esta deve ser, pelo menos, 20 vezes a soma das impedâncias dos eletrodos. Considerando $10\text{ k}\Omega$ como valor típico para impedância dos eletrodos, temos que a impedância diferencial mínima deve ser de $400\text{ k}\Omega$.

2.3.3 - RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM (CMRR) (20, 21, 22)

A finalidade do amplificador diferencial é rejeitar os sinais de modo comum e amplificar somente os sinais diferenciais, como o sinal de ECG. A razão de rejeição de modo comum ou CMRR (common mode rejection ratio) de um amplificador representa a sua capacidade para rejeitar estes sinais. O CMRR é definido como a razão entre o ganho para sinais diferenciais e o ganho para sinais de modo comum. Os sinais de modo comum típicos em medidas biofísicas estão na faixa de 1 mV a 100 mV e o principal é o sinal de 60 Hz (Seção 2.2). A A.H.A. tem especifi

cado o CMRR m̃nimo como sendo de 1000:1 (60 dB) na frequênciade 60 Hz com 5 k Ω de desbalanceamento de impedância de fonte (18). A faixa ôtima para o CMRR dos amplificadores de ECG é de 80 dB a 100 dB.

2.3.4 - IMPEDÂNCIA DE SAÍDA (19, 22, 23)

A impedância de saída dos amplificadores ECG deve ser m̃nima para o estãgio de saída nã sofrer carregamento causado por estãgios posteriores.

2.3.5 - CALIBRAÇÃO (22)

Os amplificadores ECG devem possuir uma tensãõ DC padrãõ de 1 mV para referênciade. Ela serã utilizada quando se desejar fazer um calibre do ganho do amplificador.

2.4 - DESCRIÇÃO DO CIRCUITO DO AMPLIFICADOR ECG

Depois de analisados os problemas existentes para a amplificaçãõ do sinal de ECG, mostra-se um diagrama de blocos enfatizando as etapas do amplificador ECG (Fig. 2.6). Os sinais de entrada sãõ os 4 sinais bãasicos obtidos do corpo atrãvẽs dos eletrodos (RA, LA, LL, CH), e que sãõ os formadores das 12 derivações. Sãõ entãõ aplicados aos "buffers". Apõs os "buffers", estes sinais sãõ aplicados a um circuito conhecido como

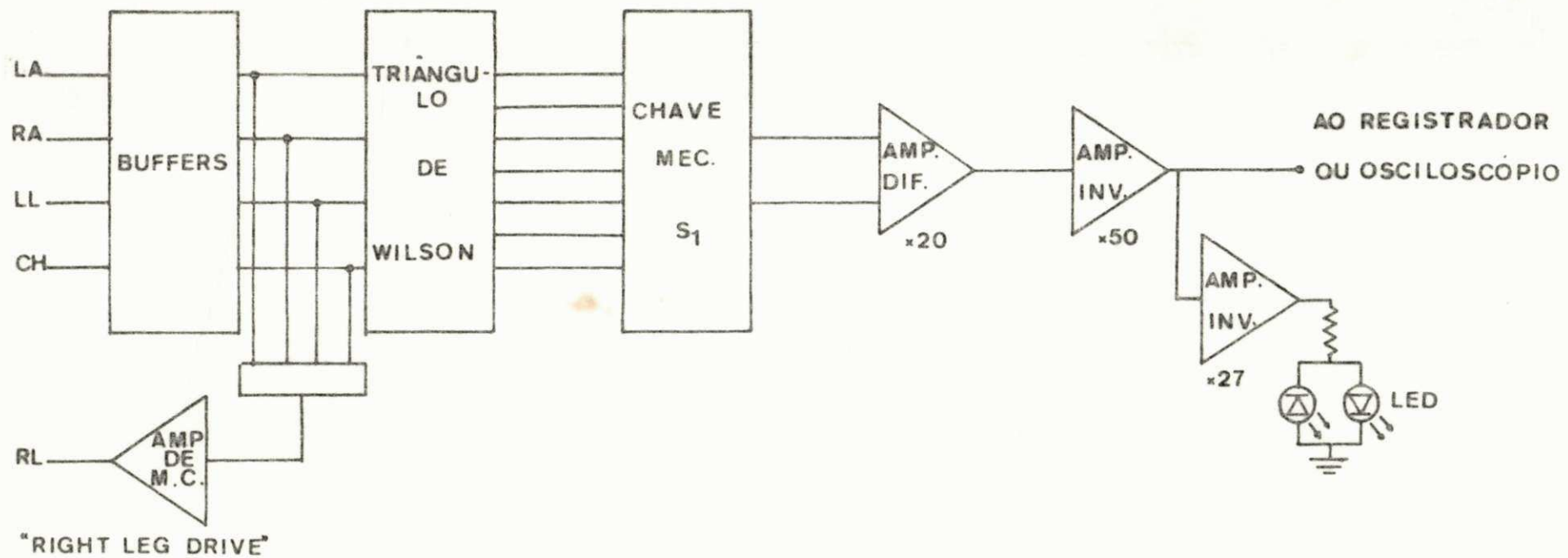


FIG.2.6-DIAGRAMA DE BLOCOS DO AMP ECG.

Triângulo de Wilson (24) (Fig. 2.7) e que fornece, além dos sinais básicos, os valores médios entre sinais (eletrodos neutros) necessários para a formação das derivações unipolares (aVF, aVR, aVL, V) (Seção 1.5). O par de sinais formador de cada derivação é aplicado ao amplificador diferencial através de um chaveamento mecânico. Esta chave mecânica (S_1) tem 2 polos e 8 posições, sendo uma para a aplicação do sinal de teste de 1 mV. O sinal de ECG recebe um ganho de 20 no amplificador diferencial e um ganho de -50 no amplificador inversor, totalizando 1000. A saída do amplificador inversor é aplicada a um registrador de papel para gravação, ou a um osciloscópio. Esta mesma saída é aplicada a outro amplificador cuja finalidade é alimentar 2 LED's (light Emitting Diodes) para indicar, com sua luminosidade, que o sinal de ECG está disponível na saída do amplificador.

O amplificador de sinal de modo comum (Right Leg Drive) tem a finalidade de fazer uma realimentação negativa do sinal de 60 Hz de modo comum para o corpo humano, com o objetivo de minimizá-lo. A realimentação é feita através de um eletrodo colocado na perna direita (Fig. 2.5).

O circuito detalhado do amplificador de ECG é mostrado na Fig. 2.8. Foram usados 4 "buffers" (A_1 , A_2 , A_3 e A_4), um para cada eletrodo. A impedância de entrada destes "buffers" é muito alta e sua impedância de saída é muito baixa (25). Os sinais na saída de cada "buffer" são amplificados no amplificador de sinal de modo comum (A_5) que possui um ganho de -25 em cada entrada. O ganho total para os sinais de modo comum é -100. A frequência de corte superior deste amplificador é 150 Hz.

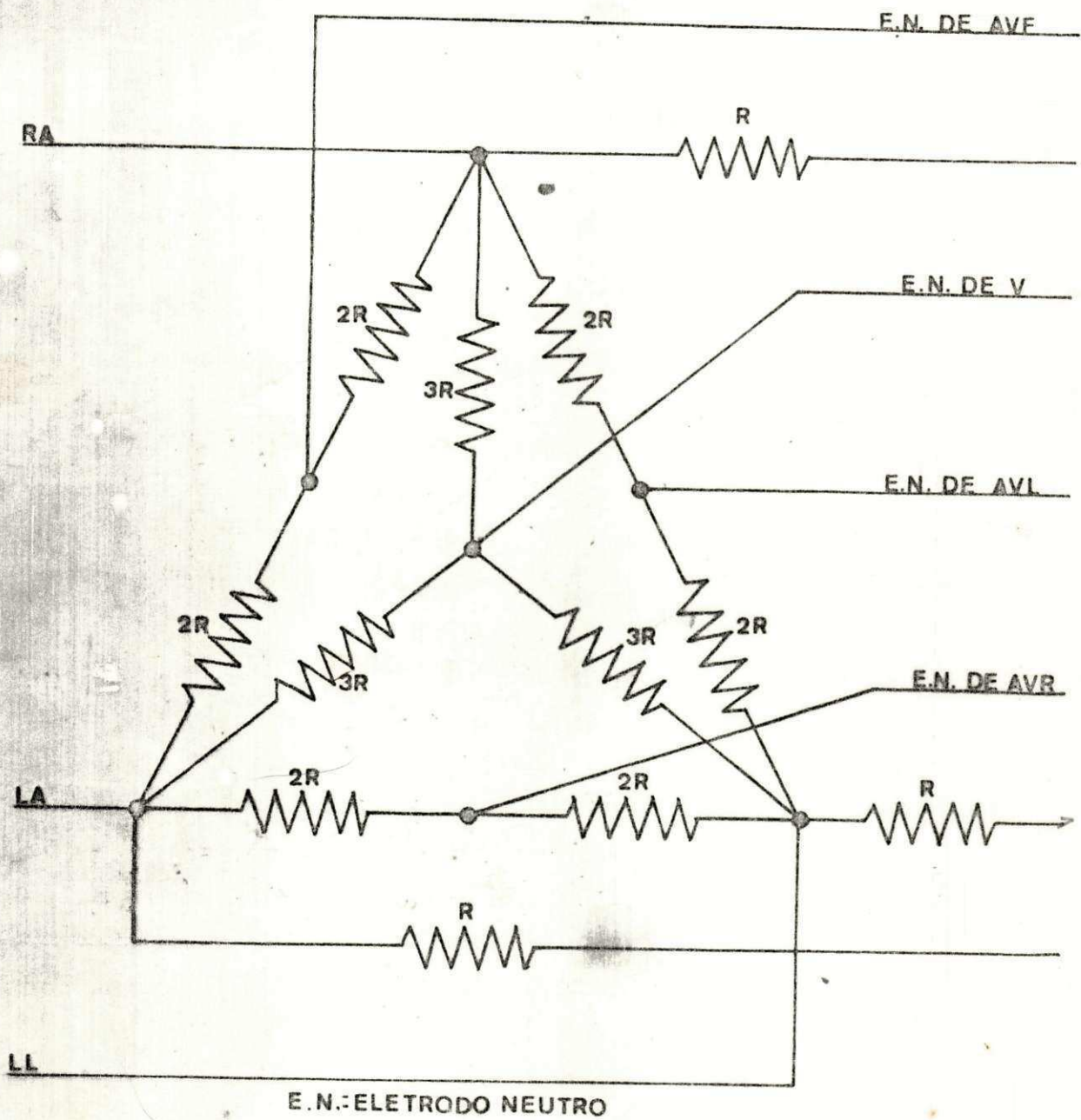


FIG.2.7- TRIÂNGULO DE WILSON.

Os sinais na saída de cada "buffer" são aplicados ao Triângulo de Wilson, feito com resistências de valores relativamente baixos por causa da baixa impedância fornecida pelos "buffers" (Fig. 2.8). A utilização de baixos valores de resistências ajuda na minimização de interferência de 60 Hz e também em possíveis desbalanceamentos causado pelo próprio Triângulo. As resistências de 2 k Ω , 4 k Ω e 6 k Ω são de 0,1% de precisão e estão de acordo com a proporção de resistores mostrada nas figuras 2.1 e 2.7. A finalidade desta proporção é, além de fornecer os valores médios entre sinais básicos, manter as impedâncias das fontes iguais nas entradas do amplificador diferencial em qualquer posição da chave S_1 . As tensões fornecidas pelo Triângulo de Wilson são aplicadas às posições de chave mecânica S_1 na disposição mostrada na Fig. 2.8.

O sinal recebe um ganho de 20 no amplificador diferencial (A_6) e de 50 (ajustável) no amplificador inversor (A_7). O amplificador inversor tem uma frequência de corte superior de 150 Hz e inferior de 0,05 Hz. As tensões DC na saída de A_6 geralmente são diferentes para cada derivação. Esta diferença é provocada pela desigualdade no potencial de polarização dos eletrodos (Seção 2.2). Isto resulta em um transitório na saída de A_7 com uma constante de tempo relativamente grande (3,3seg.) durante o chaveamento de S_1 . O fechamento de S_2 durante o chaveamento de S_1 permite eliminar este transitório na saída de A_7 .

O sinal de ECG na saída de A_7 é aplicado a outro amplificador inversor (A_8) que alimenta dois LED's. Estes LED's produzem luminosidade a partir de uma tensão de 2,7 volts

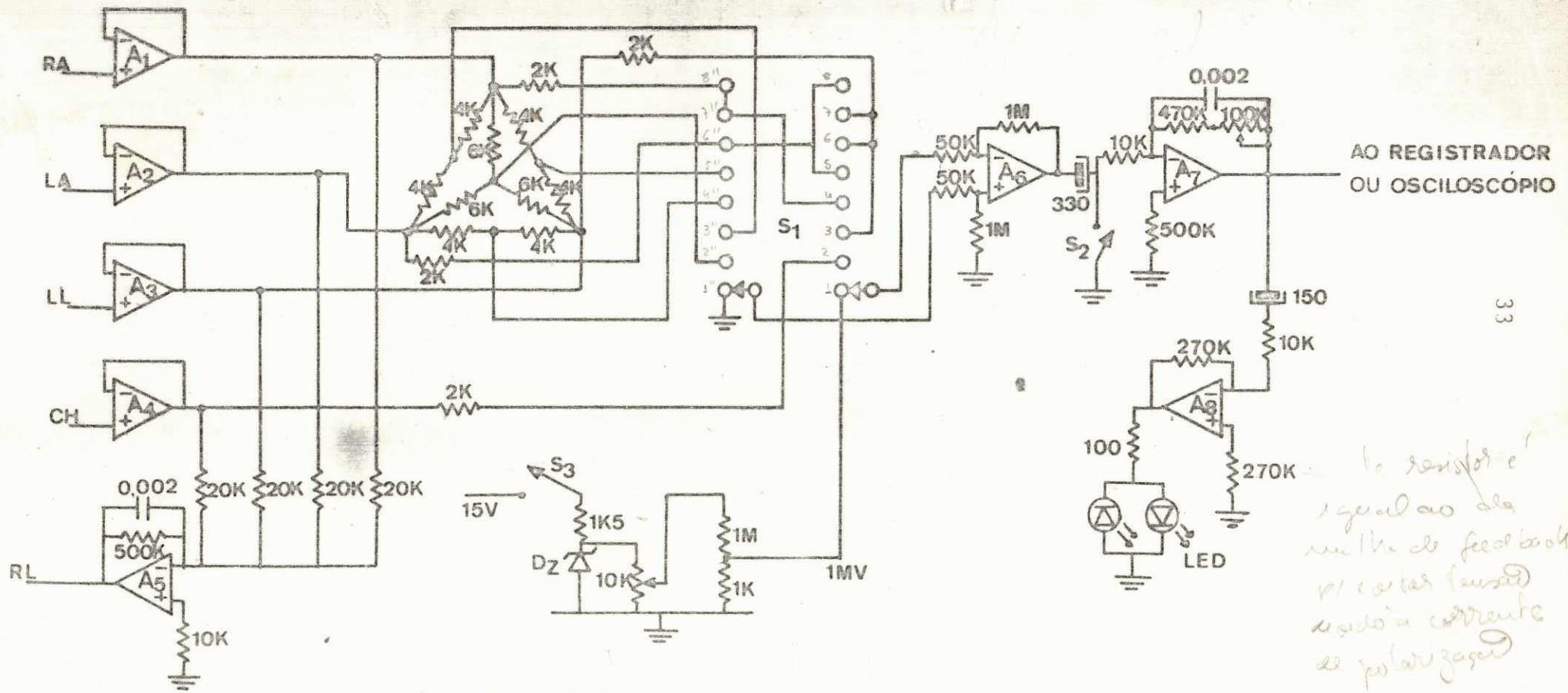


FIG.2.8- CIRCUITO DO AMP. ECG.
 RESISTORES EM Ω
 CAPACITORES EM μF

A₁A₂A₃A₄ - LM 324
 A₅A₆A₇A₈ - LM 324

*o resistor e igual ao da
 no the de feedback
 p/ evitar faulad
 modo a corrente
 de polarizad*

na saída de A_8 correspondendo a uma corrente de 10 mA através do LED. Como o ganho deste estágio é 27, significa que um sinal a partir de 100 mV na saída de A_7 produzirá luminosidade. O sinal de ECG na saída de A_7 pode ser acoplado a um registrador de papel ou a um osciloscópio.

O circuito que fornece o sinal de teste utiliza um zener e dois divisores resistivos (Fig. 2.8). Para aplicação do sinal existe uma chave de pressão (S_3).

2.5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

Todas as derivações de um ECG humano foram registrados através de um registrador de papel 7402A da HEWLETT PACKARD na escala de 100 mV/mm e velocidade 25 mm/s. As figuras 2.9, 2.10 e 2.11 mostram as 7 derivações e o sinal de teste. Como mostram os registros, os sinais estão praticamente livres de interferência de 60 Hz. É importante lembrar que a colocação e o tipo dos eletrodos também influem na minimização da interferência e no potencial DC dos eletrodos (8). As especificações exigidas foram satisfeitas. A faixa de passagem do amplificador é de 0,05 Hz a 150 Hz (3dB). A impedância de entrada dos "buffers" é quase infinita. O CMRR medido foi de 2000:1 (78dB) na frequência de 60 Hz e 100 Ω de desbalanceamento de impedância de fonte. A exigência de 1000:1 (60dB) na frequência de 60 Hz e 5 k Ω de desbalanceamento de impedância de fonte não tem sentido para este circuito (Fig. 2.8), uma vez que a variação de impe-

dância dos eletrodos não aparece nas entradas do amplificador diferencial, e sim, apenas o desbalanceamento existente entre as resistências do Triângulo de Wilson. As resistências usadas no Triângulo são de 0,1% de precisão e o desbalanceamento máximo é de 4Ω . O ruído existente na saída do circuito foi medido com as entradas do amplificador diferencial conectados à terra, sendo da ordem de 10 a 15 mVpp.



I



II



III

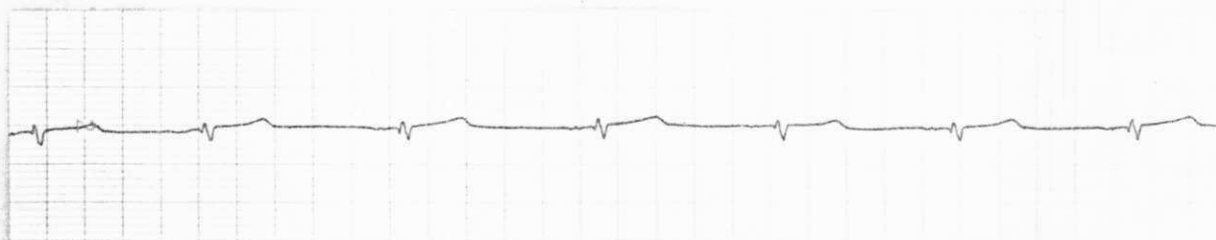
FIG. 2.9-DERIVAÇÕES BIPOLARES DO ECG

SENSIBILIDADE DO REGISTRADOR: 100 MV/MM

VELOCIDADE: 25MM/S



aVR



aVL

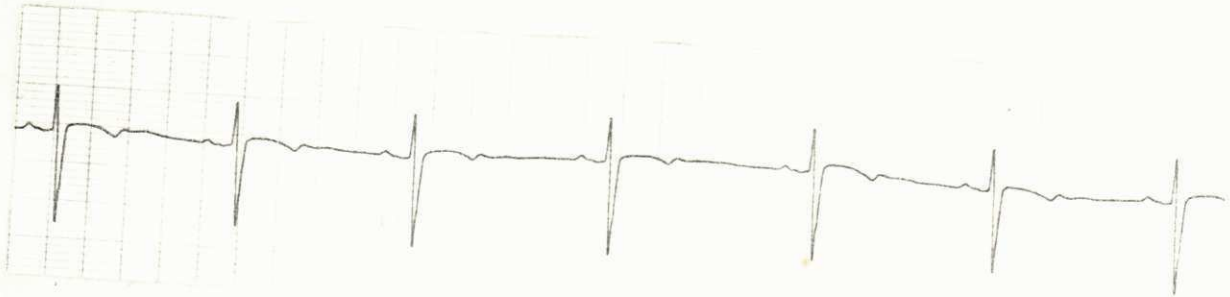


aVF

FIG. 2.10 - DERIVAÇÕES UNIPOLARES DO ECG.

SENSIBILIDADE: 100M V/MM

VELOCIDADE: 25MM/S



V
25 MM/S



1 MV
5 MM/S

FIG.2.11-DERIVAÇÃO V DO ECG

E SINAL DE CALIBRAÇÃO.

SENSIBILIDADE;100 MV/MM

CAPÍTULO III

O SISTEMA MONOCANAL

A transmissão do sinal de ECG entre dois locais pode ser feita utilizando-se um dos dois sistemas básicos de modulação: Am ou FM. A modulação FM é sempre utilizada por possuir maior imunidade ao ruído (26, 27, 28). É possível fazer esta transmissão enviando-se uma única portadora modulada (monocanal) ou várias portadoras moduladas simultaneamente (multicanal) (29). Em ambos os sistemas, a transmissão pode ser feita por RF (30) ou através do sistema telefônico. O sinal FM pode ser aplicado acusticamente ao aparelho ou diretamente à linha. A captação deste sinal para a demodulação pode ser feita através de um acoplamento acústico ou retirado diretamente da linha, havendo ainda uma terceira opção que é o acoplamento indutivo (31).

A aplicação do sinal modulado e sua captação diretamente da linha é mais problemática, pois precisa compatibilizar o transmissor e o receptor com a linha. O acoplamento acústico fornece isolamento elétrico entre o sistema telefônico e

o modulador e demodulador, embora a resposta não linear das cápsulas introduza distorção ao sinal. Este problema pode ser minimizado com filtros. A utilização do acoplamento indutivo também é problemática, pois introduz "pick-up" de baixa frequência e também atenua bastante o sinal.

O sistema aqui apresentado faz a transmissão e recepção de um sinal FM modulado pelo sinal de ECG e seu acoplamento ao sistema telefônico é feito acusticamente. Neste capítulo, é explicado todo o sistema para transmissão e recepção monocanal do sinal de ECG, além de um circuito de aviso entre receptor e transmissor permitindo o operador do transmissor efetuar o chaveamento do amplificador ECG.

3.1 - O SISTEMA EM BLOCOS

O diagrama de blocos do sistema completo (transmissor - sistema telefônico - receptor) está mostrado na Fig. 3.1. O sinal na saída do amplificador ECG é aplicado ao modulador FM, o qual alimenta o alto-falante (Fig. 3.1.a) (Apêndice D). O sinal é acoplado acusticamente para o microfone (Apêndice E) do telefone transmissor. O sistema telefônico se encarrega de enviá-lo para o telefone receptor. O sinal recebido pelo alto-falante do telefone receptor é acoplado acusticamente para o microfone (Fig. 3.1.b). Este microfone é ligado à entrada do demodulador de FM. Uma chave faz a escolha na entrada do demodulador, entre o sinal do microfone e o sinal do circuito de teste.

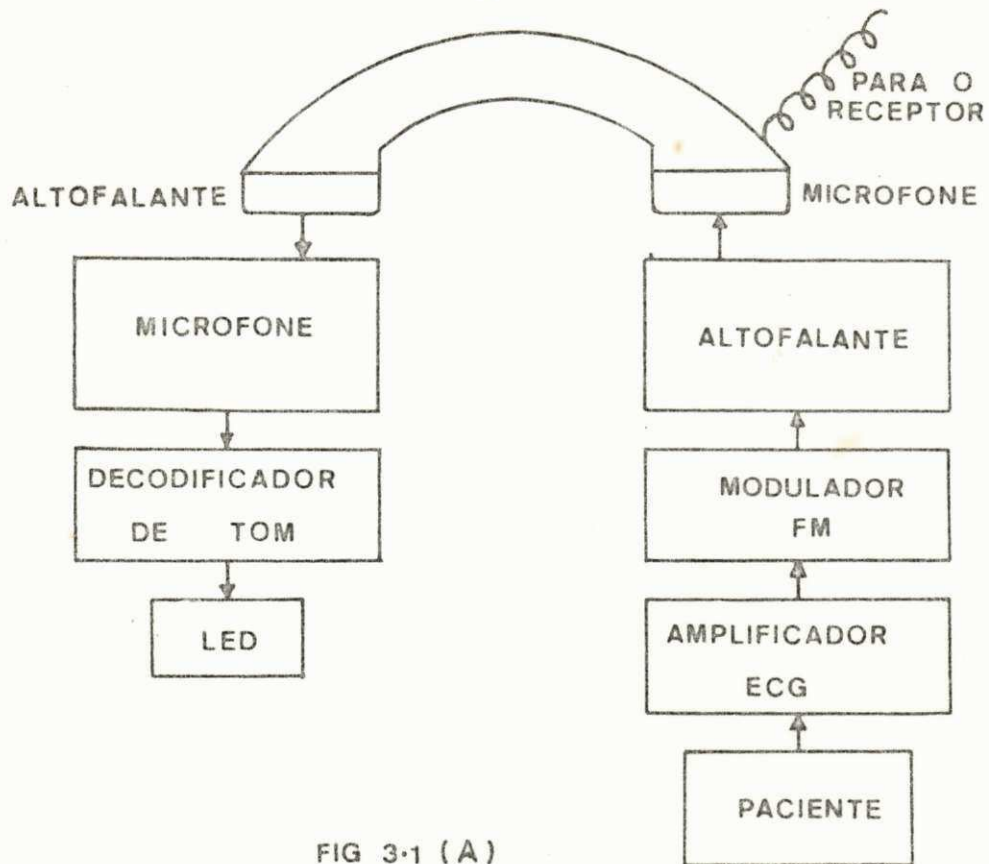


FIG 3-1 (A)

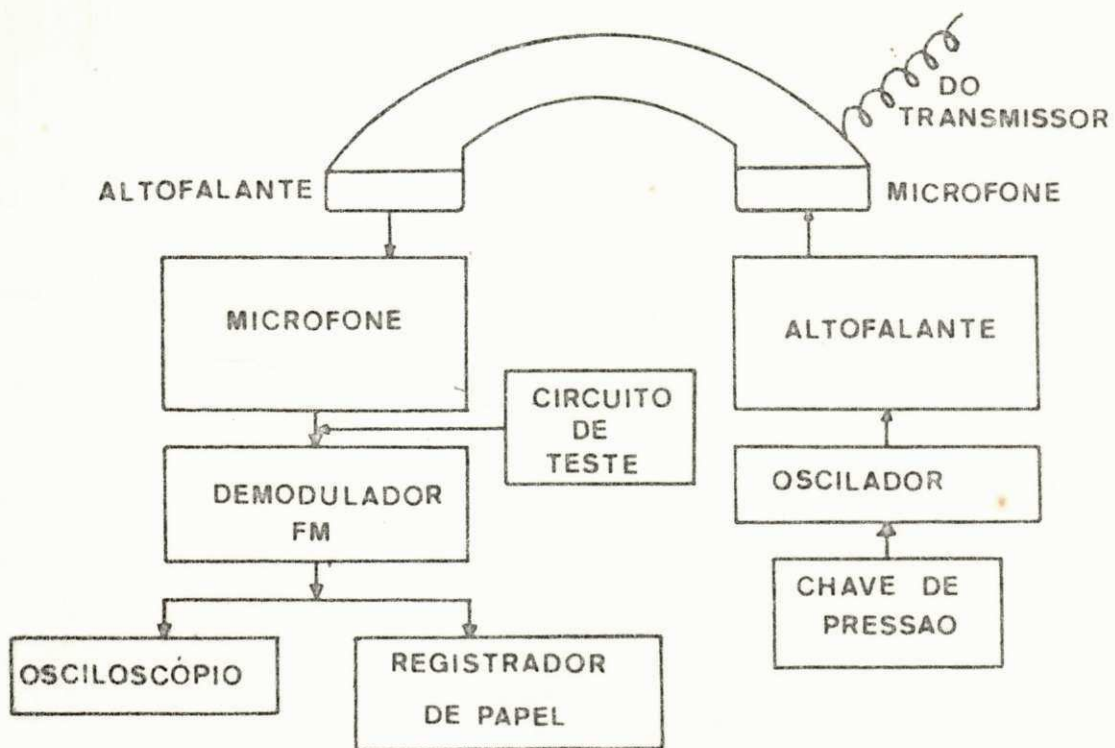


FIG 3-1 (B)

O sinal de teste é útil para verificar o bom funcionamento do circuito demodulador. O sinal ECG demodulado é aplicado a um osciloscópio ou a um registrador comum de papel.

O sinal de aviso para permitir o chaveamento manual do amplificador ECG é enviado, através do sistema telefônico, do receptor para o transmissor. Uma chave de pressão on-off faz a conexão do oscilador com o alto-falante e este envia o sinal sonoro para o microfone do telefone receptor através de um acoplamento acústico (Fig. 3.1.b). O sinal é enviado para o telefone transmissor e aplicado do alto-falante deste telefone para o microfone do decodificador de tom, por meio de um acoplamento acústico (Fig. 3.1.a). O sinal do microfone aciona o decodificador de tom que faz o LED conduzir.

3.2 - O MODULADOR DE FM

O circuito completo do transmissor - modulador de FM está mostrado na Fig. 3.2. O sinal ECG é aplicado à entrada do V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator). Este sinal ECG (sinal modulador) precisa ser amplificado para utilizar uma grande parte do máximo desvio de frequência do V.C.O. O modulador está projetado para receber um sinal modulador com amplitude pico a pico máxima de 15 volts. O máximo desvio de frequência, que é de 250 Hz em torno de 1500 Hz, é obtido com a variação de $\pm 7,5$ V em torno de $7,5 V_{DC}$ aplicado à entrada do V.C.O. O ganho introduzido antes da modulação, pelo estágio A_1 , é de 3,3 ,

o qual possui frequências de corte inferior e superior de 0,05 Hz e 150 Hz respectivamente. O nível de $7,5 V_{DC}$ na entrada, corresponde à frequência central de transmissão (1500 Hz). Esta polarização é fornecida por A_1 .

O modulador de FM usado neste sistema é o V.C.O. do PLL CD 4046 (32) e o projeto dos componentes externos (R_1 , R_2 e C_1) (Fig. 3.2) é dado no Apêndice F. O capacitor C_1 e os resistores R_1 e R_2 com os respectivos trimpots para ajustes, fornecem as frequências do canal escolhido para transmissão do sinal FM. A variação máxima de frequência no canal para transmissão é de 500 Hz (1250 Hz a 1750 Hz) e a característica tensão x frequência na saída do V.C.O. é mostrada na Fig. 3.3. A escolha deste canal de transmissão (Fig. 3.4) foi feita levando-se em conta a resposta em frequência do sistema telefônico (Fig. 3.4) de maneira que houvesse mínima atenuação média do sinal de FM recebido e mínima introdução de distorção neste sinal. Também foi levada em conta a necessidade de que a frequência da portadora seja muitas vezes maior que a máxima frequência do sinal modulador (ECG), e para este projeto a proporção é de 12:1 no pior caso.

O índice de modulação (β) máximo para a transmissão do sinal de ECG, considerando seu espectro como sendo de 0,05 Hz a 100 Hz, é de 5000. O β mínimo é de 2,5 e para a frequência fundamental de 1 Hz é de 250.

O sinal na saída de V.C.O. é uma onda quadrada de 15 Vpp e 50% de "duty cycle". Este sinal é atenuado para 5 Vpp através de um divisor resistivo (R_3 e R_4) mostrado na Fig. 3.2 e aplicado a um "buffer" (A_2) que alimenta capacitivamente o alto falante. O aumento do sinal AC aplicado ao alto-

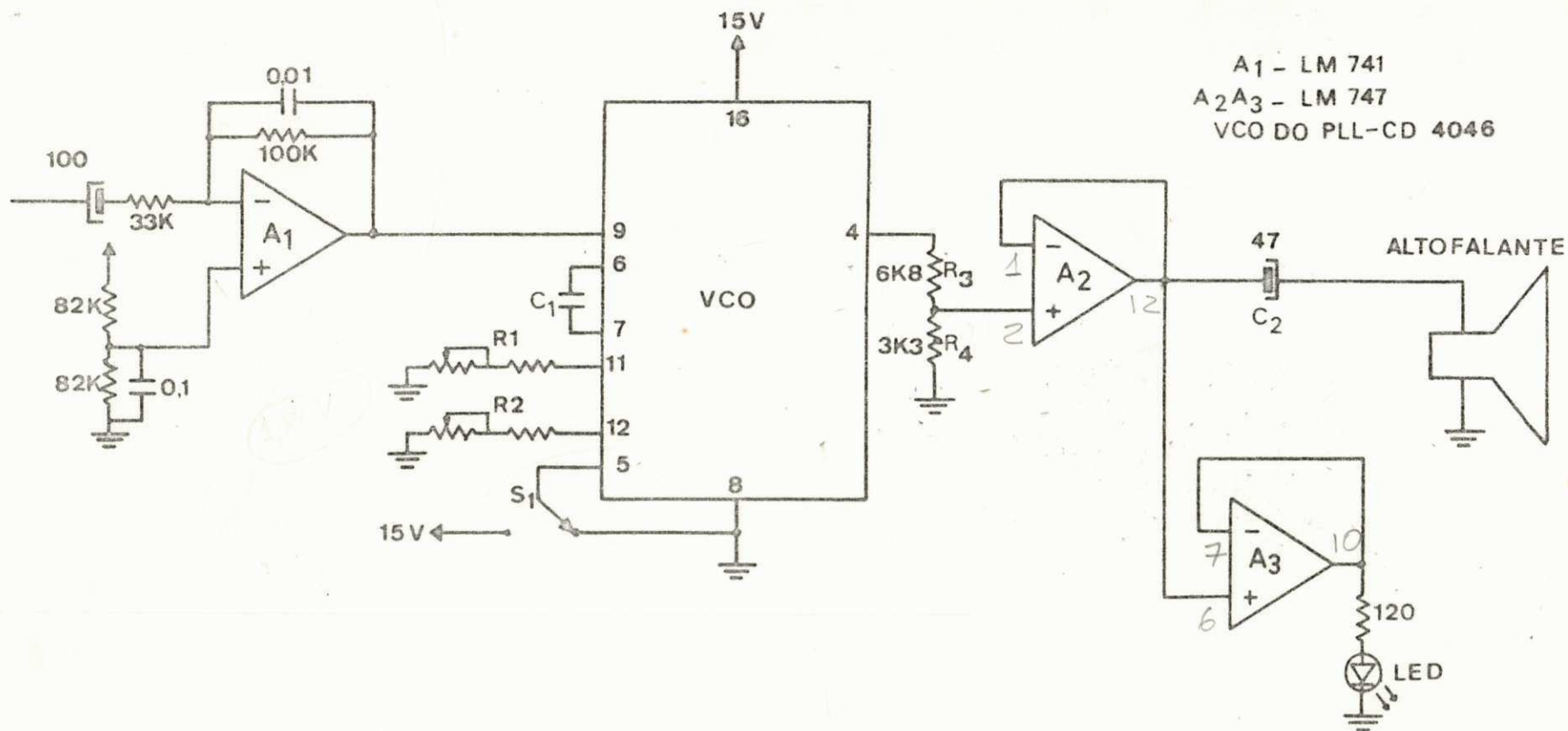


FIG.32-MODULADOR DE FM
 CAPACITORES EM uF
 RESISTORES EM Ω

15 V / 8 = 12,5
12,5 - 5 = 7,5

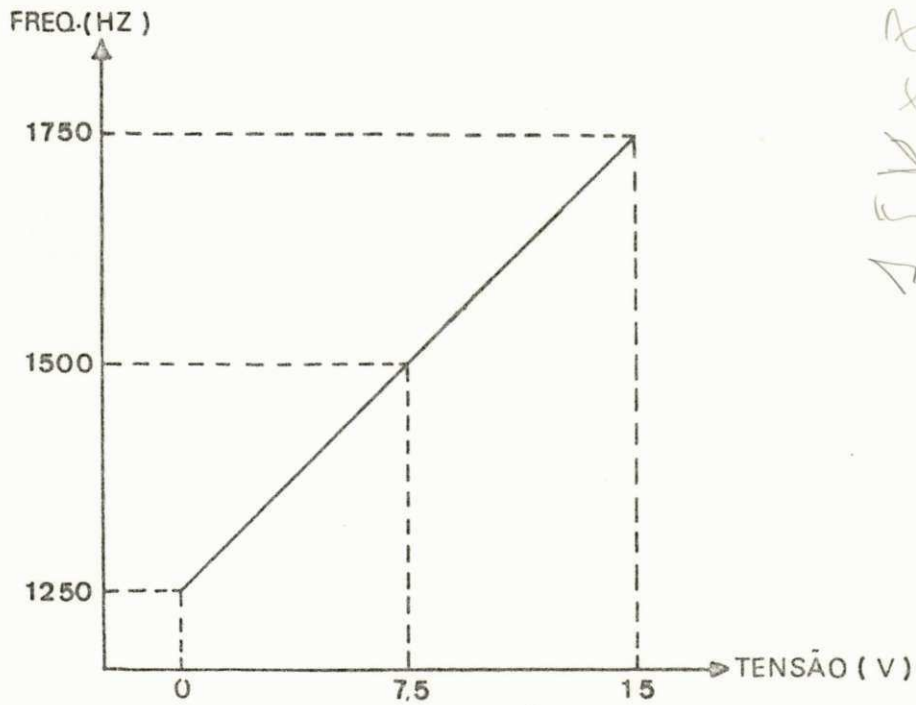


FIG.33-CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA (VCO)

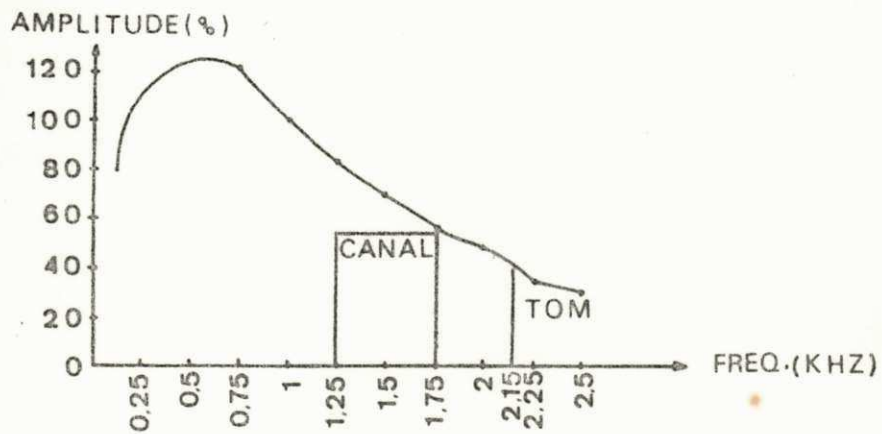


FIG.3.4- CARACTERÍSTICA DE RESPOSTA TÍPICA DE UM CANAL TELEFÔNICO E ALOCAÇÃO DO CANAL ESCOLHIDO PARA TRANSMISSÃO DO SINAL FM.

falante do transmissor de FM além de 6 Vpp, não é correspondido com um aumento de amplitude deste mesmo sinal no microfone do receptor de FM. A corrente máxima fornecida pelo "buffer" (A_2) ao alto-falante na aplicação deste sinal (5 Vpp) é aproximadamente 5 mA e esta corrente a saída do V.C.O não pode fornecer. O cálculo do capacitor C_2 (Fig. 3.2) é dado no Apêndice G. O sinal na saída de A_2 alimenta o "buffer" A_3 que faz o LED conduzir durante a transmissão do sinal de FM. A chave mecânica S_1 (Fig. 3.2) serve como inibidor do V.C.O. e conecta o "INHIBIT" para a terra ou para + 15 V, permitindo o V.C.O. oscilar ou não.

A característica típica de frequência x amplitude para uma linha telefônica é mostrada na Fig. 3.4 (29). Experiências mostram que existe uma grande variação desta curva de resposta entre uma linha telefônica e outra, como também entre linhas curtas e longas. A Fig. 3.4 também mostra a alocação da faixa de frequências escolhida para a transmissão do sinal de FM.

3.3 - O DEMODULADOR DE FM

O circuito completo do receptor-demodulador de FM é mostrado na Fig. 3.5. O microfone utilizado para receber o sinal do telefone é de carvão e precisa ser alimentado com uma corrente média de 36 mA_{DC} (Apêndice E). O sinal na saída do microfone é distorcido por causa das não-linearidades das próprias cápsulas existentes nos acoplamentos acústicos (Fig. 3.1)

e é necessário filtrá-lo para se conseguir uma senoide quase pura. Após ser feita uma limitação desta senoide quase pura (FM) através de um comparador, obtêm-se uma onda quadrada com 50% de "duty cycle" para ser aplicada à entrada do PLL - "Phase locked loop" (Fig. 3.7) (28, 32, 33). Deve-se aplicar uma onda quadrada com 50% de "duty cycle" ao PLL (CD4046) (32), para se obter máxima eficiência do mesmo como demodulador de FM.

O sinal de FM recebido é aplicado capacitivamente ao demodulador (Fig. 3.5), através de uma chave analógica MOS (AH0014), a um amplificador não-inversor (A_1) com ganho de 3,7, pois o sinal na saída do microfone está bastante atenuado para acionar o comparador existente antes do PLL (Fig. 3.5). A frequência de corte inferior de A_1 é 1000 Hz. A chave analógica MOS permite a escolha entre o sinal de FM na saída do microfone e o sinal de FM (teste) gerado por um circuito existente no próprio receptor. O controle desta chave MOS é feita pela chave mecânica S_1 , que aplica os níveis lógicos "0" (0V) e "1" (5 V) a ela (Fig. 3.5). A chave MOS é utilizada em lugar de uma chave mecânica, para que o contato não sofra variação de resistência com o uso. //

A largura da banda de transmissão mínima necessária para a recepção do sinal FM e demodulação com mínima distorção do sinal ECG neste sistema é de 700 Hz de acordo com a fórmula dada abaixo, onde Δf é o máximo desvio de frequência e f_m é a máxima frequência do sinal modulador. Com um desvio de frequência de 250 Hz e a frequência máxima do sinal modulador sendo de 100 Hz (ECG), temos:

$$B = 2 (\Delta f + f_m) = 2(250 + 100) = 700 \text{ Hz}$$

Com a finalidade de minimizar as distorções existentes no sinal recebido do microfone e garantir 50% de "duty cycle" na entrada do PLL, foi colocado um FPF.

A saída do amplificador A_1 alimenta um FPF com largura de faixa nominal de 550 Hz e é formado por 2 filtros SALLEN-KEY superpostos (34, 35). O primeiro é um FPA de 4^a ordem (A_2 e A_3) e com frequência de corte nominal de 1200 Hz; o segundo é um FPB também de 4^a ordem (A_4 e A_5) e frequência de corte nominal de 1750 Hz (Fig. 3.5). O sinal na saída é amplificado e filtrado novamente por A_6 . Neste estágio, o sinal FM recebe um ganho de 3 e as frequências de corte superior e inferior são 2000 Hz e 1000 Hz respectivamente. A característica de transferência total do FPF formado por A_2 , A_3 , A_4 , A_5 e A_6 é mostrada na Fig. 3.6. As frequências de corte superior e inferior medidas para o conjunto foram de 1800 Hz e 1150 Hz dando uma largura de faixa de 650 Hz. Embora estreitando de 50 Hz a largura da banda na recepção por causa do FPF, a distorção é imperceptível no sinal registrado. O sinal na saída do microfone recebe um ganho total de aproximadamente 10 vezes desde o amplificador A_1 até A_6 para então ser aplicado ao comparador-limitador C_1 projetado com histerese de 1 V(36). A finalidade deste ganho é garantir que, mesmo com grandes variações da amplitude do sinal FM durante a transmissão, o sinal acione o comparador C_1 . A transição de C_1 se dá como mostra a Fig. 3.7. O nível DC de -0,5 V é fornecido pelo amplificador A_6 e dessa forma o comparador C_1 tem uma imunidade ao ruído de 1 Vpp. Como o sinal na en-

trada do comparador é uma senoide quase pura por causa da filtragem, o sinal resultante na saída do comparador (15 Vpp) possui aproximadamente 50% de "duty cycle". Este sinal (FM) é aplicado ao PLL através do "buffer" A_7 .

O demodulador de FM é o PLL CD4046 (32) e o projeto dos componentes externos (R_1 , R_2 , R_3 , C_1 e C_2) (Fig. 3.5) e demais características são dadas no Apêndice F. A característica de transferência frequência x tensão do PLL neste projeto é mostrada na Fig. 3.8 e é inversa à do V.C.O. do transmissor. O sinal demodulado (ECG) é obtido na saída do filtro de 1^a ordem formado por R_3 e C_2 (Fig. 3.5). "O lock range" projetado é de 250 Hz a partir da frequência central (1500 Hz). O filtro do PLL (R_3 e C_2) é calculado a partir do "capture range" desejado que, para este caso, foi de aproximadamente 160 Hz (Apêndice F). Na saída do filtro do PLL também aparece, além do sinal de ECG, um sinal com forma de onda triangular e com frequência dupla do sinal de FM na entrada do PLL. Este sinal é resultante da filtragem sofrida pelo sinal na saída do comparador do PLL, que é uma onda retangular de 15 Vpp e com frequência dupla do sinal de FM na entrada do PLL.

Com a finalidade de filtrar este sinal que está fora da faixa do ECG, foi colocado um FPB Sallen-Key (34) de 5^a ordem formado por A_9 , A_{10} e A_{11} (Fig. 3.5). O sinal demodulado é aplicado ao FPB através do "buffer" A_8 , cuja finalidade é isolar o filtro do PLL (R_3 e C_2). O FPB (A_9 , A_{10} , A_{11}) tem frequência de corte superior em 110 Hz como mostra a Fig. 3.9. O último estágio do FPB (A_{11}) bloqueia o nível DC de 7,5 V fornecido pelo filtro do PLL (R_3 e C_2) e que corresponde a frequên-

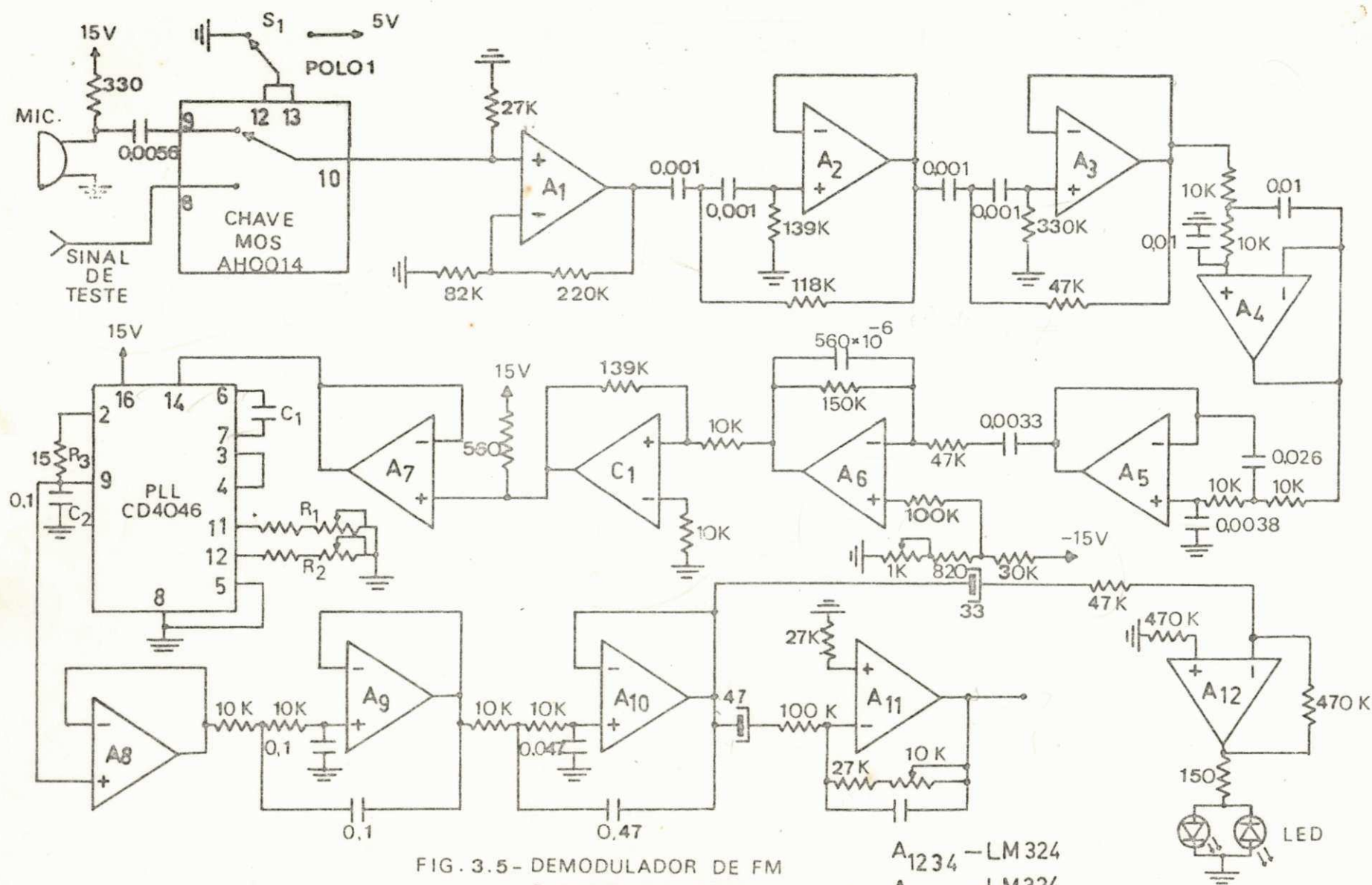


FIG. 3.5- DEMODULADOR DE FM
CAPACITORES EM μF
RESISTORES EM Ω

- A_{1,2,3,4} - LM324
- A_{5,6,7,8} - LM324
- A_{9,10,11,12} - LM324
- C₁ - LM311

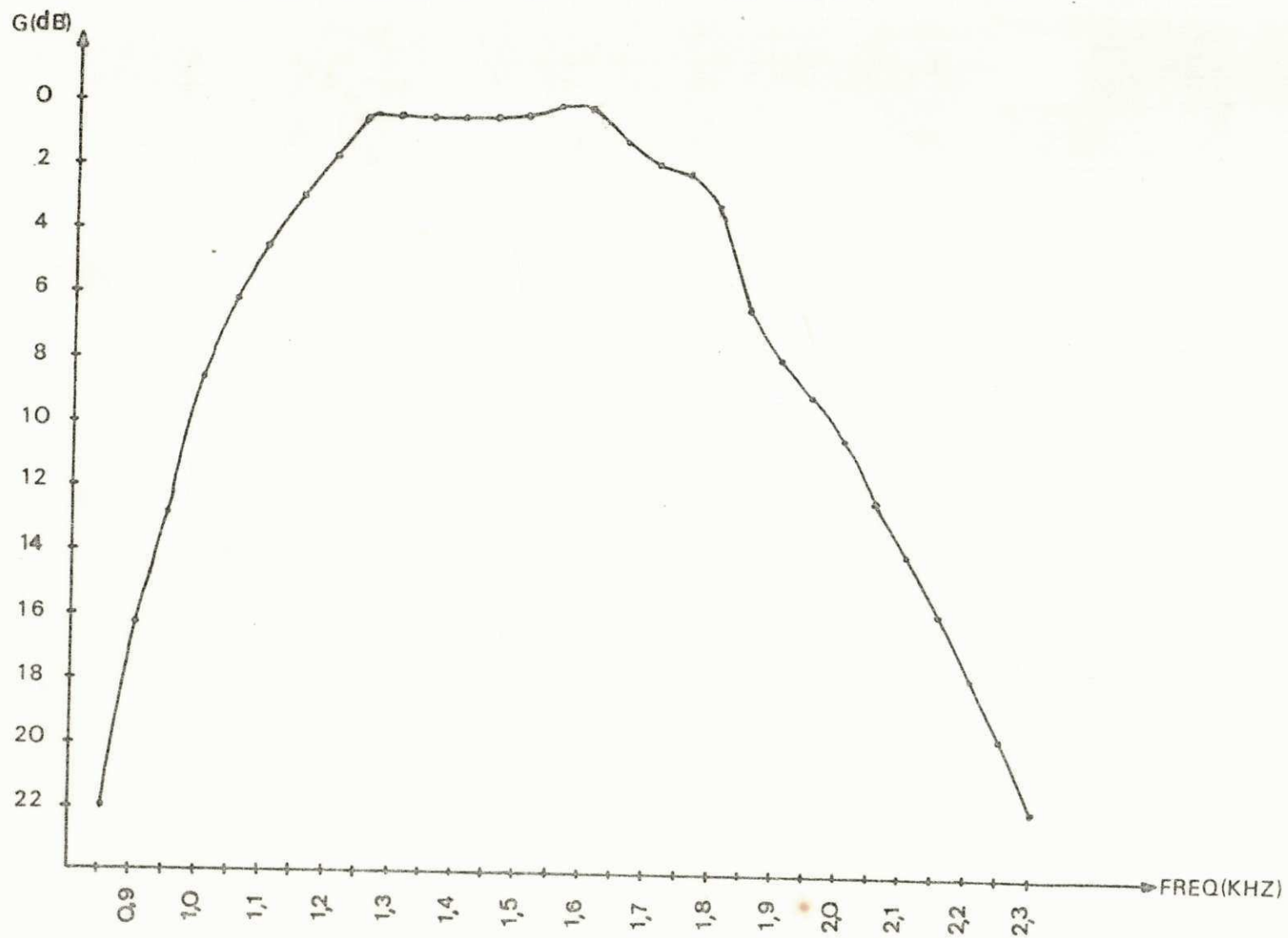


FIG.3.6-CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA NORMALIZADA DO PPF.

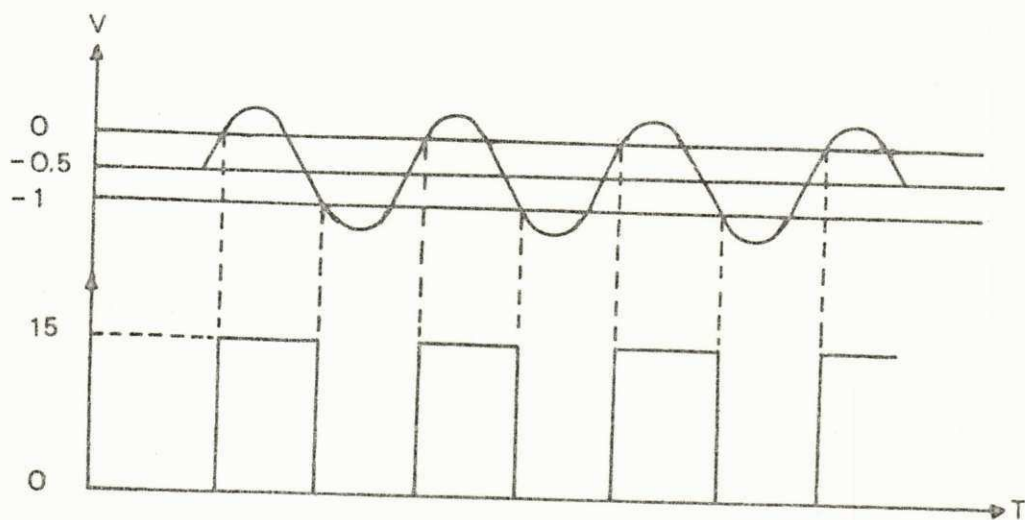


FIG.3.7—TRANSIÇÃO DO COMPARADOR (A) E SINAL RESULTANTE (B)

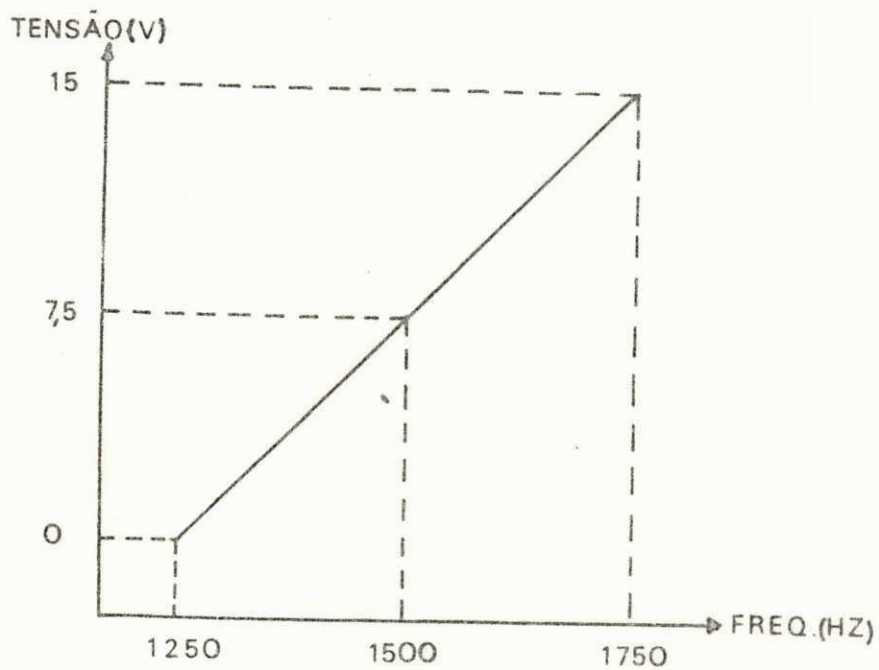


FIG.38— CARACTERÍSTICA DE TRANFERÊNCIA DO PLL

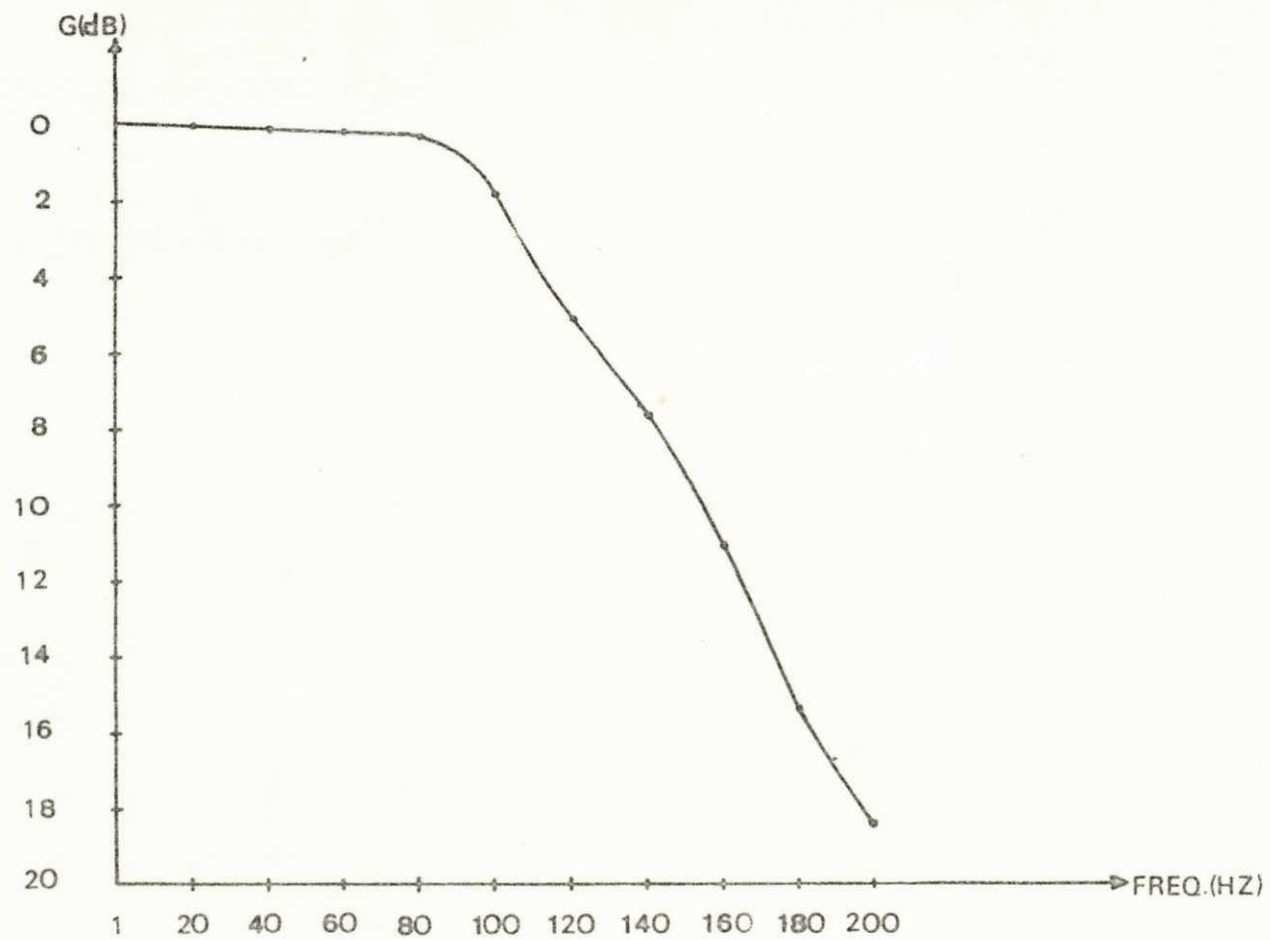


FIG.3.9—CARACTERÍSTICA DE RESPOSTA DO FPB

cia central recebida (1500 Hz). Este nível é o valor médio da onda retangular existente na saída do comparador do PLL, quando a portadora sem modulação (1500 Hz) está sendo recebida (Fig. 3.8). Este estágio (A_{11}) também dá uma atenuação de 3,3 vezes ao sinal de ECG para compensar o ganho introduzido antes da modulação (Seção 3.2) e sua frequência de corte inferior é 0,05Hz. A saída deste estágio (A_{11}) deve ser conectada a um registrador de papel ou a um osciloscópio. A saída de A_{10} é amplificada por A_{12} , cuja finalidade é alimentar dois LED's para sinalização do sinal ECG.

3.4 - GERAÇÃO DO SINAL DE TESTE PARA O RECEPTOR

Antes de utilizar o receptor para demodular o sinal de FM recebido, é importante testá-lo para saber em que situação de funcionamento se encontra. Para isso, é gerado no próprio receptor, um sinal com frequência fundamental próxima à do sinal de ECG com a forma de onda mostrada na Fig. 3.10. Este sinal é aplicado a um modulador de FM, (V.C.O.) (Apêndice F) projetado com a mesma característica de transferência do V.C.O. do transmissor (Fig. 3.3). O circuito que gera este sinal e faz a modulação em FM, está mostrado na Fig. 3.11. O oscilador (A_1) gera uma onda retangular com amplitude de 30 Vpp e "duty cycle" de 20% com período de 1 seg. (Fig. 3.10). O sinal é diferenciado (R_3 e C_2) e atenuado por A_2 , cuja saída é aplicada à entrada do V.C.O.

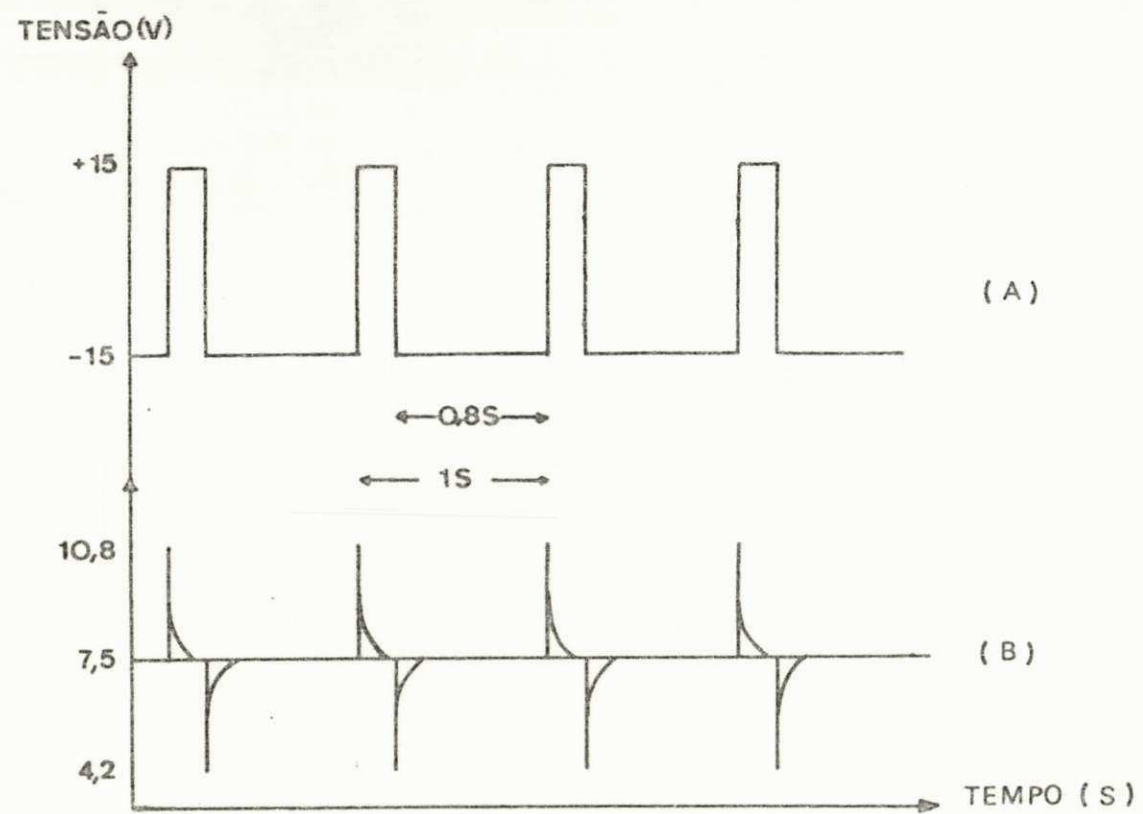


FIG.3.10 - SAIDA DO OSCILADOR (A) E SINAL MODULADOR (B) APLICADO AO VCO DO CIRCUITO DE TESTE

A frequência central do V.C.O. (1500 Hz) é de terminada pela tensão de $7,5 V_{DC}$ na saída de A_2 . O sinal de FM gerado pelo V.C.O. é atenuado por um divisor resistivo (R_4 e R_5) e aplicado capacitivamente à chave analógica MOS (Fig. 3.5). A partir daí, o circuito demodulador de FM faz a demodulação normalmente e os LED's conduzem se o circuito demodulador estiver funcionando normalmente.

A polarização do circuito de teste está conectado ao 2º polo (Fig. 3.11) da chave mecânica S_1 da Fig. 3.5. O 1º polo desta chave controla o funcionamento da chave analógica MOS (Fig. 3.5). A ligação dos polos da chave S_1 para os 2 circuitos é feita de maneira que, se a chave MOS estiver recebendo o sinal FM do microfone (Fig. 3.5), o circuito de teste não funciona por falta de polarização (Fig. 3.11). Isto evita possíveis interferências do circuito de teste (Fig. 3.11) no circuito de demodulação FM (Fig. 3.5). Ao se mudar a posição de S_1 (Fig. 3.5), a chave MOS muda de posição como também o circuito de teste passa a receber polarização. Desta maneira, o circuito demodulador recebe o sinal de FM vindo do circuito de teste. A ligação dos polos de S_1 é mostrado na Fig. 3.12.

3.5 - O SISTEMA DE AVISO PARA CHAVEAMENTO DO AMPLIFICADOR ECG

É necessário um sistema de sinalização do operador do receptor para o operador do transmissor, permitindo o

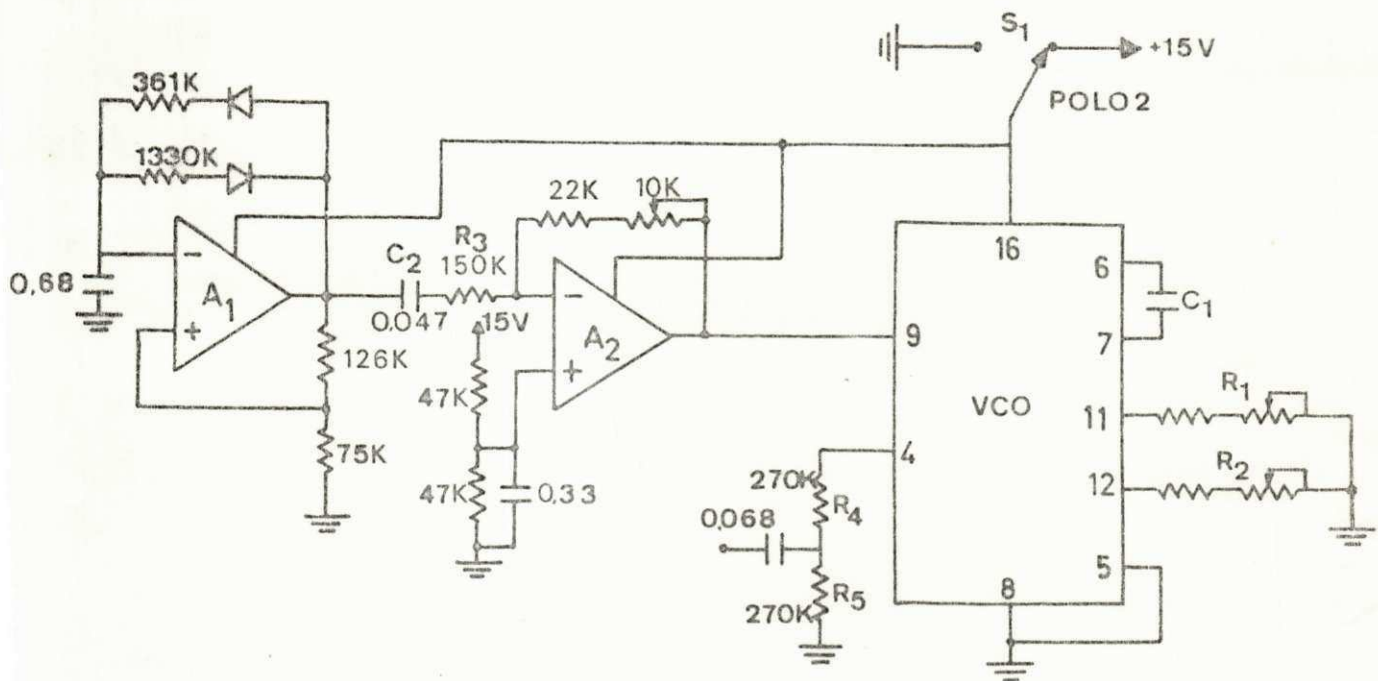


FIG.3.11- CIRCUITO GERADOR DO SINAL DE TESTE.
RESISTÊNCIAS EM Ω
CAPACITORES EM UF

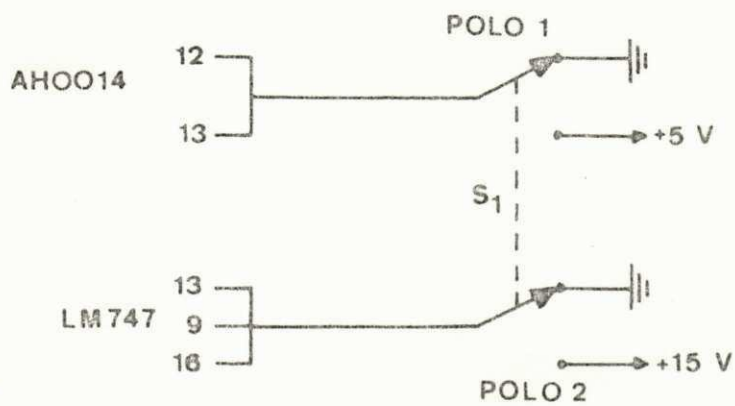


FIG.3.12- LIGAÇÕES DOS POLOS DA CHAVE S_1 DA
FIG. 3.5 (POLO 1) E FIG. 3.11 (POLO 2)

chaveamento manual do Amplificador ECG para outra derivação ou avisando-o que todas as derivações foram registradas.

Este sistema envia um tom de áudio no sentido inverso ao da transmissão do sinal de FM e o diagrama de blocos correspondente é mostrado na Fig. 3.1. Através de uma chave de pressão, o sinal produzido pelo oscilador (onda quadrada de 5 Vpp com frequência de 2150 Hz) é aplicado ao alto-falante (Fig. 3.1.b). O sinal acústico é aplicado ao telefone receptor e enviado pela linha ao telefone transmissor. Daí, o sinal é acusticamente aplicado ao microfone cuja saída alimenta um decodificador de tom. Com a detecção do sinal de 2150 Hz, o decodificador de tom aplica uma tensão sobre o LED, fazendo-o conduzir (Fig. 3.1.a).

O circuito do gerador de tom está mostrado na Fig. 3.13. O oscilador (A_1) centrado na frequência de 2150 Hz aplica o sinal ao alto-falante através do "buffer" A_2 . O sinal na entrada do "buffer" está atenuado para 5 Vpp pelos resistores de realimentação R_1 e R_2 . A chave de pressão S_1 faz o contato para o alto-falante.

O circuito decodificador de tom está mostrado na Fig. 3.14. O sinal existente na saída do microfone é capacitivamente acoplado ao decodificador de tom (LM 567) cuja frequência central para a decodificação é dada por R_1 e C_1 e a largura de faixa para detecção é aproximadamente 60 Hz em torno de 2150 Hz (37). Ao receber um sinal dentro da faixa especificada, a saída do decodificador aplica uma tensão ao LED, fazendo-o conduzir (Fig. 3.14). Esta saída também poderia acionar um V.C.O.

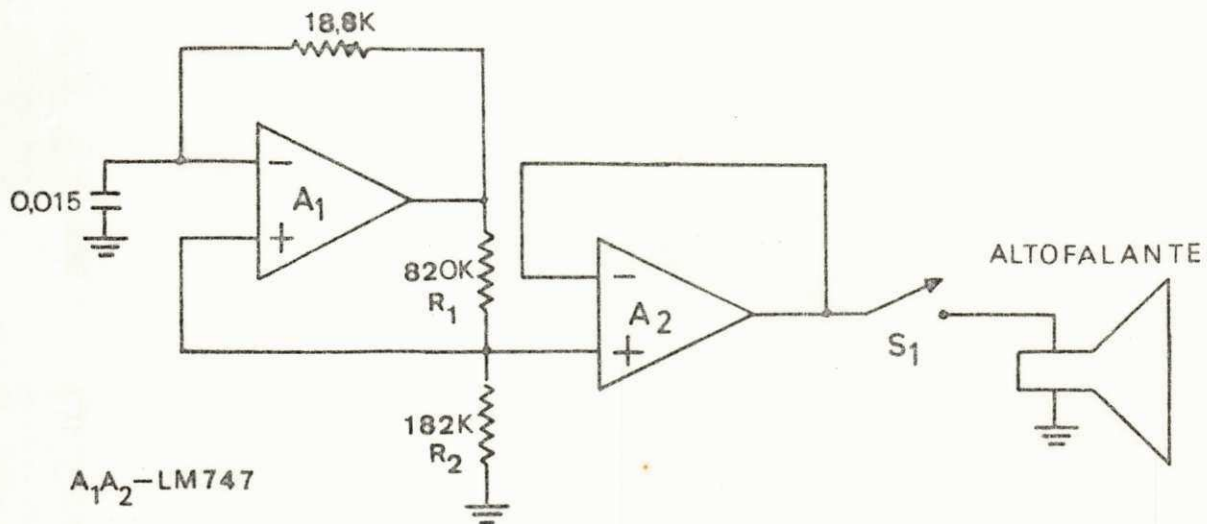


FIG. 3.13 - GERADOR DE TOM.
CAPACITORES EM μF
RESISTORES EM Ω

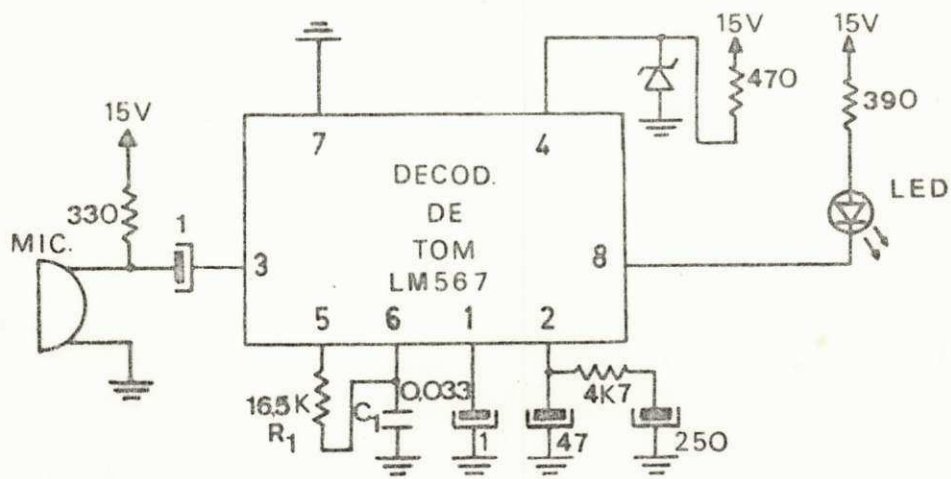


FIG. 3.14 - DECODIFICADOR DE TOM
CAPACITORES EM μF
RESISTORES EM Ω

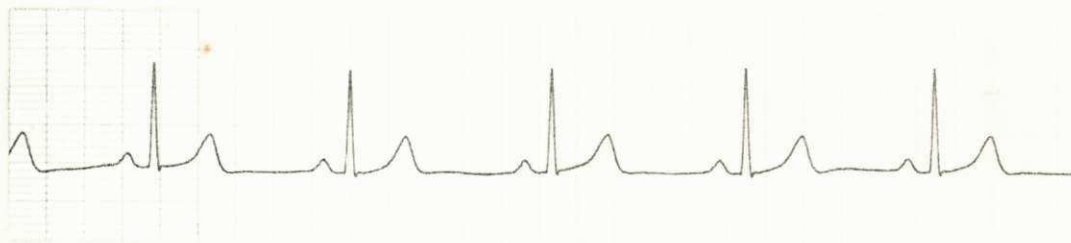
que alimentasse um alto-falante, mas a solução com LED é mais simples e econômica.

3.6 - RESULTADOS

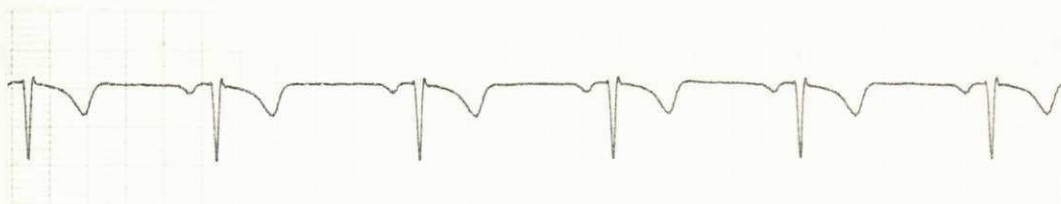
O sistema completo para transmissão e recepção do sinal de ECG foi testado utilizando-se dois terminais telefônicos existentes no Laboratório de Instrumentação do CCT-UFPA. O comprimento da linha entre os dois terminais foi aproximadamente de 300 m. Algumas derivações do ECG demodulado e registrado com um registrador de papel modelo 7402A da HEWLETT PACKARD com sensibilidade de 100 mV/mm e velocidade de 25 mm/s, estão mostradas na Fig. 3.15, e o ECG transmitido está mostrado nas Fig. 2.9, 2.10, 2.11 (ver derivações correspondentes).

Posteriormente, foi feita a transmissão de um ECG entre o Laboratório de Instrumentação do CCT-UFPA e uma residência localizada no bairro do Alto Branco, ambos em Campina Grande. O comprimento aproximado da linha entre estes dois locais foi de 7 Km. O ECG recebido e registrado nas mesmas condições de sensibilidade e velocidade do registrador usadas anteriormente, está mostrado na Fig. 3.16, como também o sinal de teste do receptor. Na impossibilidade de se fazer o registro simultâneo do ECG transmitido e recebido, somente o sinal registrado na recepção é apresentado.

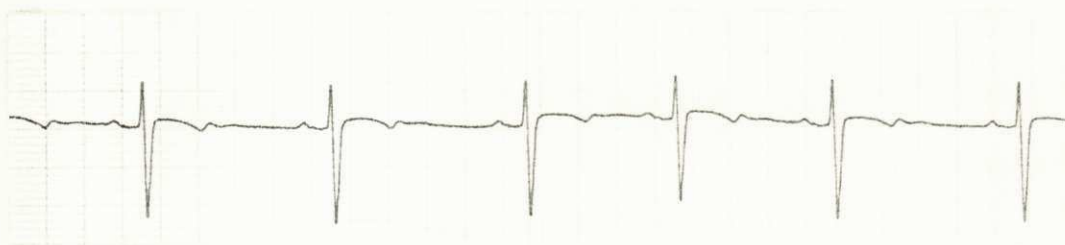
O ruído existente na saída do demodulador e



II

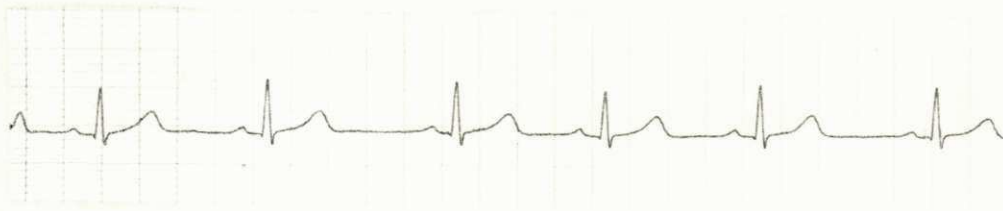


AVR

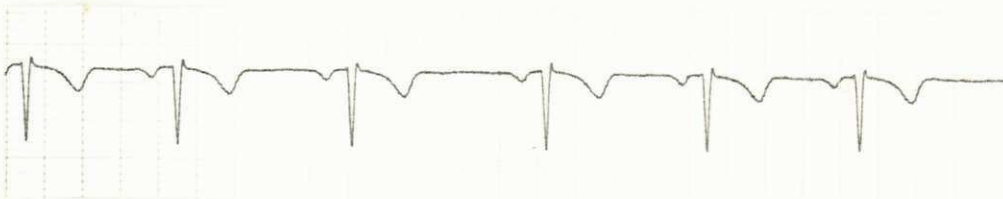


V

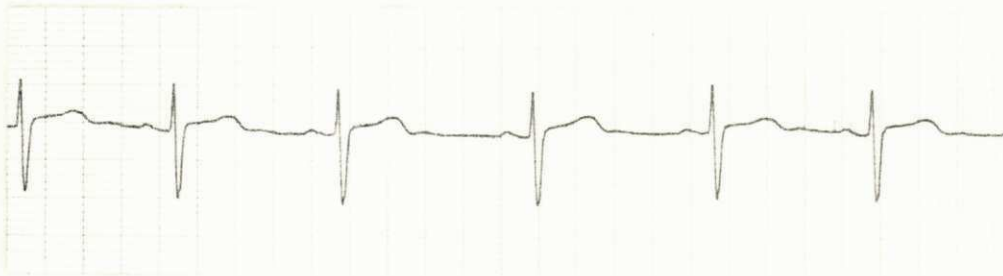
FIG.3.15- ECG DEMODULADO E REGISTRADO
SENSIBILIDADE: 100 MV/MM
VELOCIDADE: 25 MM/S



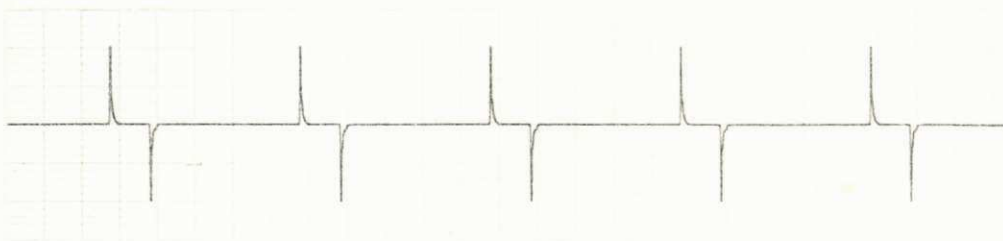
I



AVR



V



SINAL DE TESTE

FIG. 3.16— ECG DEMODULADO E REGISTRADO
SENSIBILIDADE: 100 MV/MM
VELOCIDADE: 25 MM/S

medido durante a recepção da portadora sem modulação, é da ordem de 15 mVpp ou menos.

Um circuito alternativo para demodulação do ECG é mostrado no Apêndice H. Este circuito não utiliza o PLL como demodulador de FM. O sinal demodulado (ECG) é obtido através do valor médio do sinal na saída do monoestável gatilhado nas transições negativas do sinal FM limitado em amplitude. GARDNER, BENNET e VORCE (29) utilizam um circuito semelhante como demodulador de FM no seu sistema de transmissão multicanal. Embora este circuito como está mostrado no Apêndice H seja utilizado na demodulação monocanal, é necessário acrescentar filtros estreitos na sua entrada para poder ser utilizado na demodulação multicanal (ver Cap. IV).

O objetivo principal deste trabalho foi desenvolver um sistema de transmissão monocanal para o sinal de ECG utilizando PLL como demodulador de FM. Posteriormente, seria testada a aplicação deste sistema de transmissão monocanal para multicanal com 8 canais, o que tornaria o sistema multicanal mais simples e de custo menor que o sistema que utiliza monoestável. Este assunto é tratado no Cap. IV.

O sistema de transmissão monocanal completo e já montado teve um custo total aproximado de Cr\$ 4.500,00 (sem mão de obra) calculado em dezembro de 1978.

As fontes de alimentação para o transmissor e para o receptor são semelhantes e o circuito está mostrado no Apêndice I.

As Figuras 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20 mostram fotografias do sistema de transmissão monocanal completo, inclusive o amplificador de ECG.

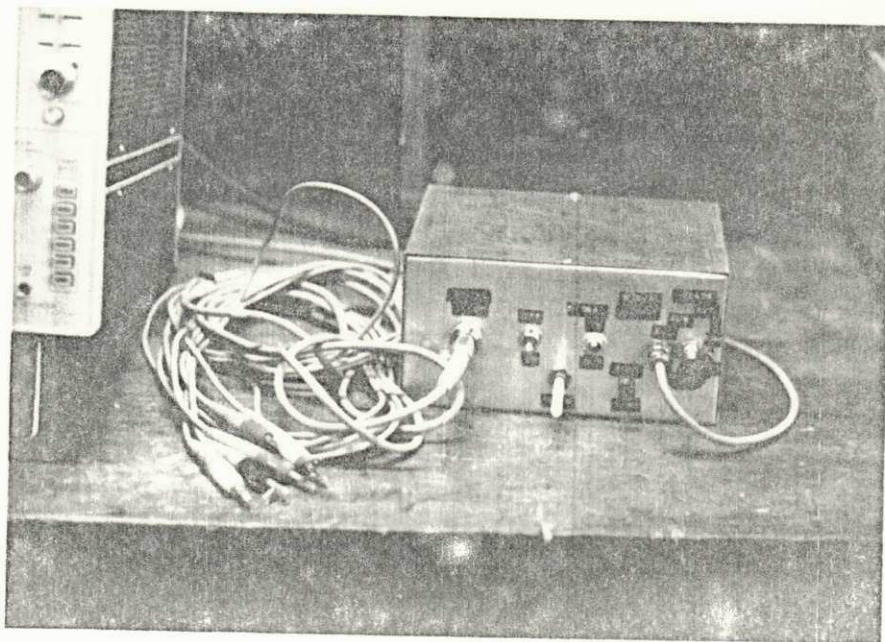
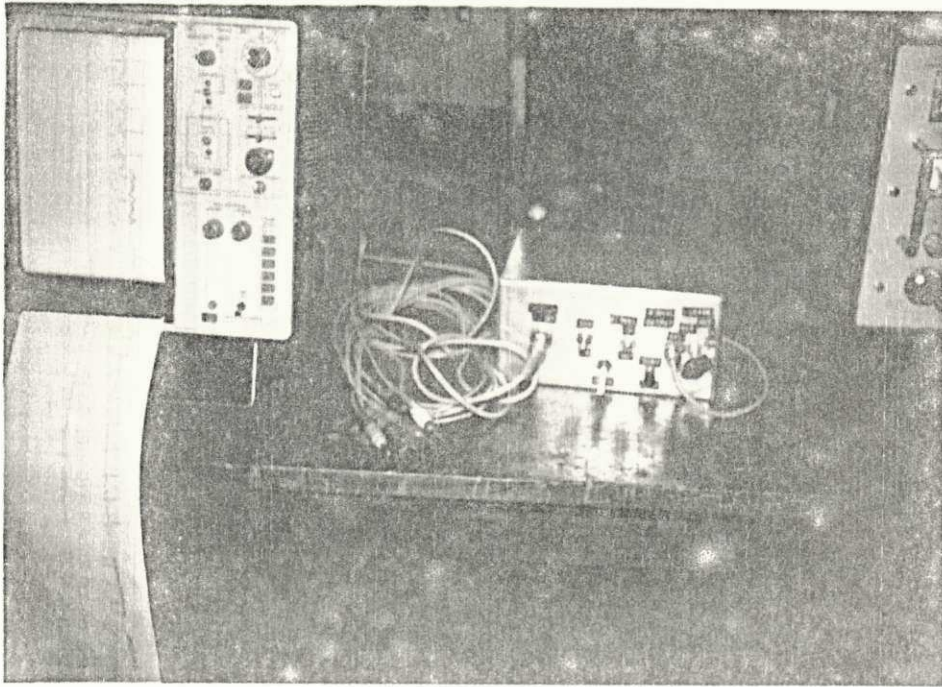


Fig. 3.17 - Fotografias do Amplificador ECG

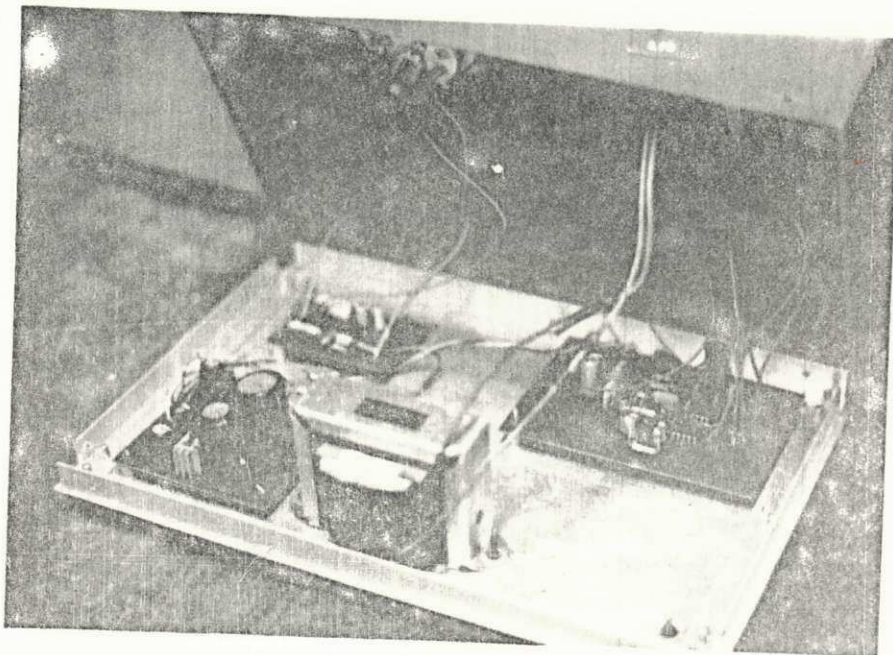
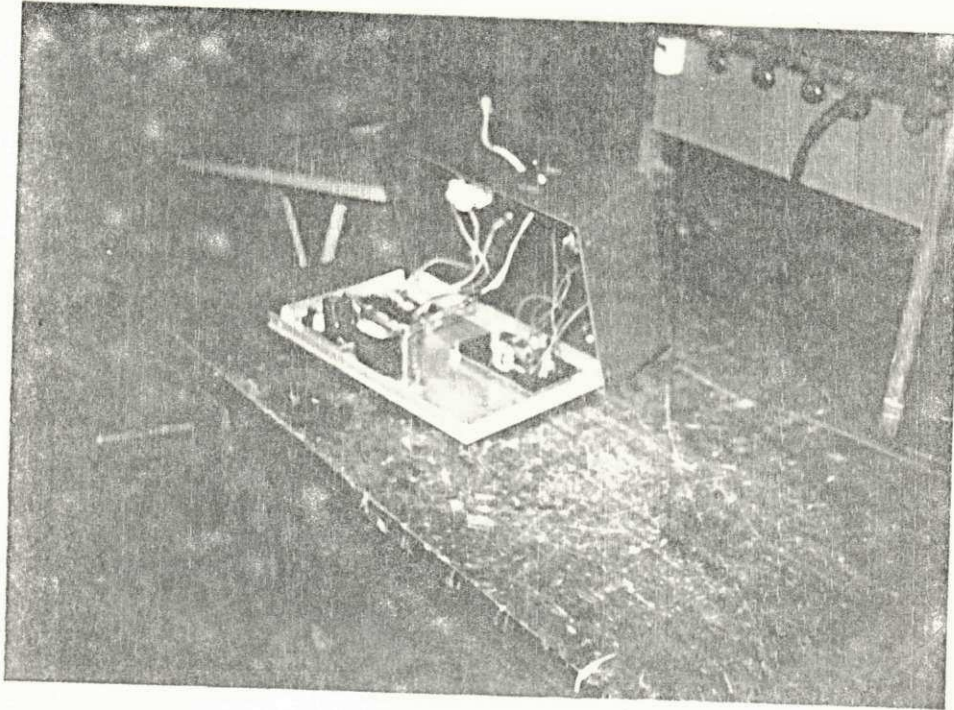


Fig. 3.18 - Fotografias do Transmissor de FM

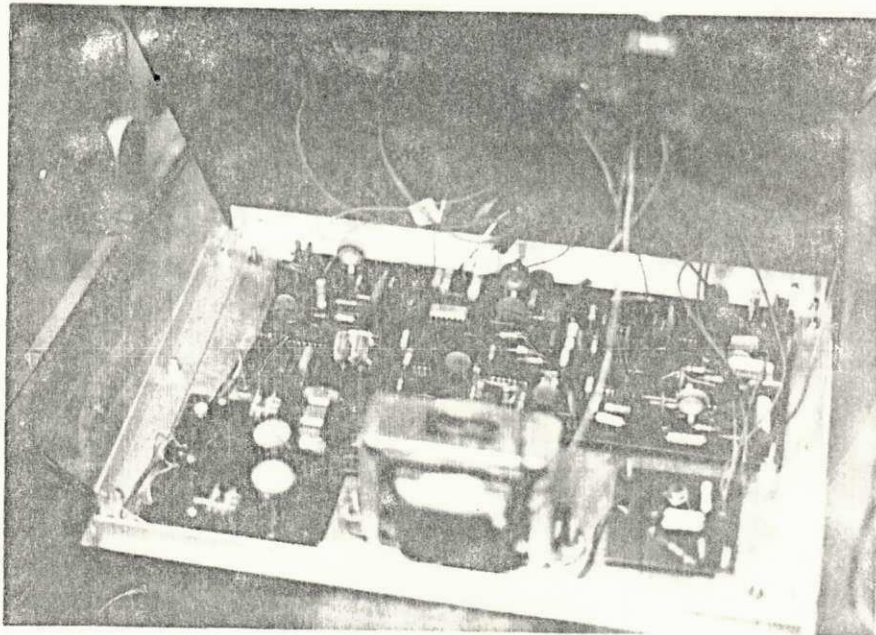
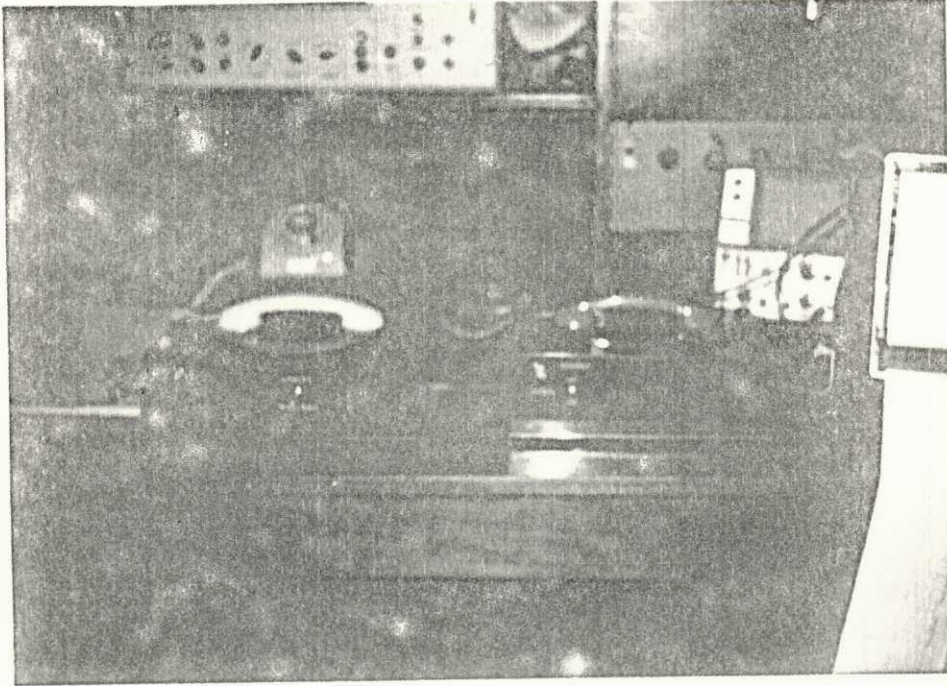


Fig.3.19 - Fotografias do Receptor de FM

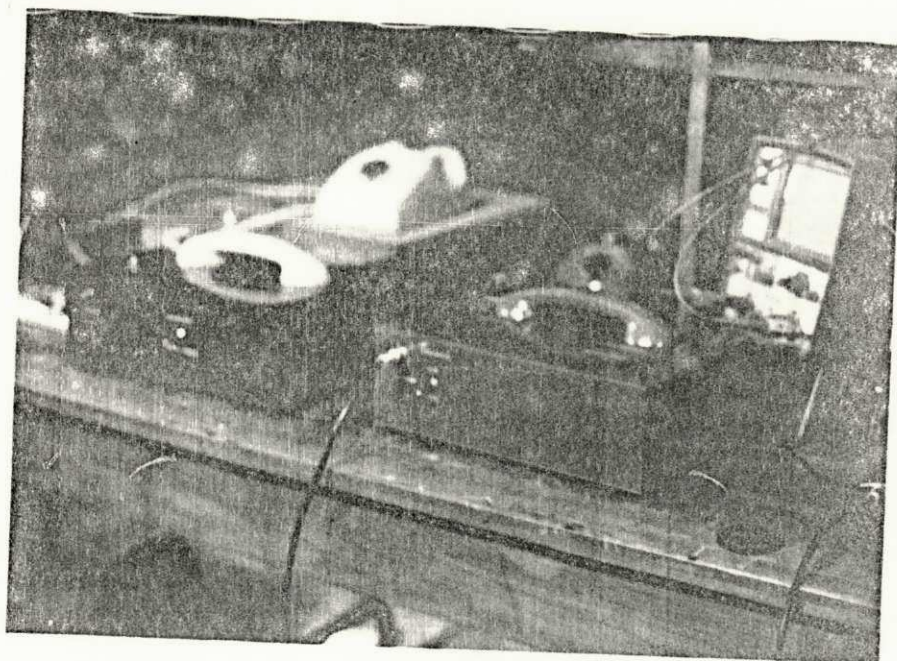
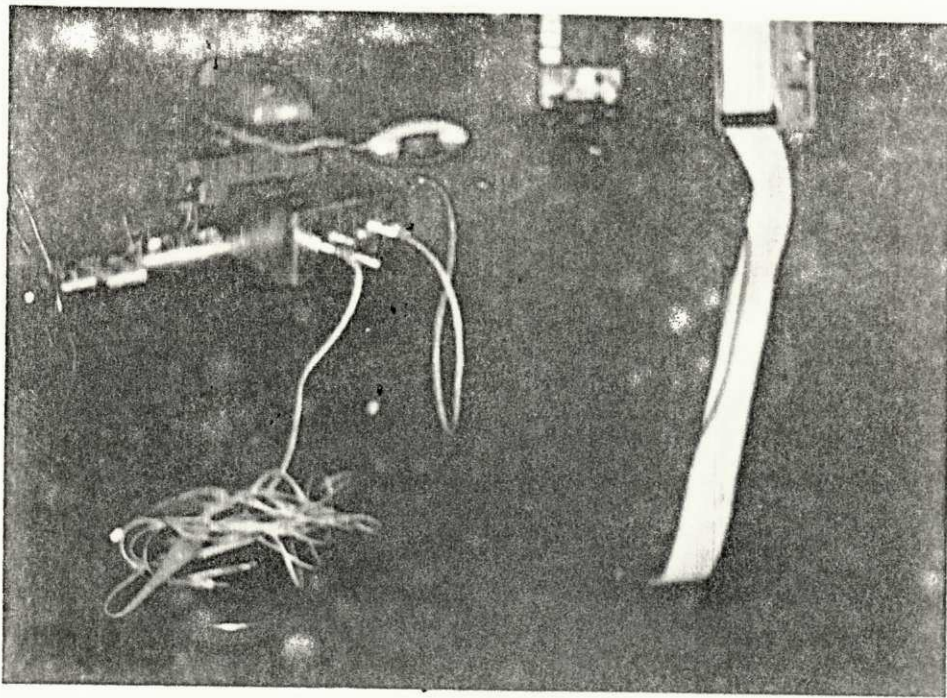


Fig. 3.20 - Fotografias do Sistema Completo

CAPÍTULO IV

A TRANSMISSÃO MULTICANAL

A transmissão simultânea de vários canais modulados em FM, através do sistema telefônico tem sido utilizada desde 1968 (38), para enviar sinais biomédicos, tais como ECG, EEG, pressões cardíacas e vasculares, temperaturas, etc, para análise visual ou através de computadores. A "American Telephone & Telegraph" (A.T.T.) desenvolveu em 1968, sistemas monocanal e multicanal (3 canais) utilizando modulação em frequência para transmissão de sinais analógicos. Entretanto, existem análises de sinais biomédicos que necessitam mais de 3 canais de registro simultâneo. Um dos casos é o da análise do EEG. Embora 6 dos 8 sinais do EEG possam ser transmitidos simultaneamente utilizando o sistema multicanal da A.T.T. (3 canais) através de duas linhas telefônicas, é interessante desenvolver um sistema para transmissão simultânea dos 8 sinais do EEG, um em cada canal, para aumentar a informação da análise e reduzir o custo da transmissão. Por isso, é desejável a transmissão de 8 canais numa mesma linha telefônica.

Normalmente é utilizada a modulação FM para transmissão de sinais através do sistema telefônico. É possível a utilização do PCM para transmissão de sinais analógicos utilizando o sistema telefônico, mas a modulação em amplitude neste caso não é satisfatória por causa da distorção e do ruído introduzido pelo sistema. A transmissão de sinais moduladores com faixa de DC até 65 Hz através de 8 canais utilizando PCM ou transmissão digital como sistema de modulação, não é conveniente em tempo real (39). É necessário uma taxa de transmissão de, pelo menos, $7280 \frac{\text{bits}}{\text{s}}$ ($\frac{130 \text{ amostras}}{\text{s}} \times \frac{7 \text{ bits}}{\text{amostra}} \times 8 \text{ canais}$). Embora modems com taxa de transmissão de $9600 \frac{\text{bits}}{\text{s}}$ sejam disponíveis atualmente, seu alto custo e taxa de erro tornam este sistema proibitivo para esta finalidade. Além do mais, devem ser adicionados ao sistema conversores A/D e D/A.

4.1 - CONSIDERAÇÕES SÔBRE O SISTEMA MULTICANAL

Na transmissão das portadoras moduladas em FM com sinais biomédicos de mesmo espectro de frequências, é aconselhável que cada canal tenha a mesma largura de faixa, e neste caso, o sistema utilizado é o de modulação em frequência com banda constante (CBW - FM) (28). O sistema CBW-FM foi escolhido porque todos os oito canais são modulados com sinais de mesmo espectro de frequências (EEG) e também pelo fato de que este sistema fornece correlação de tempo entre os dados demodulados pelos canais.

Após 1968, foi construído na Universidade de Utah (EUA) modems para transmissão de 3 e 6 canais utilizando o PLL como demodulador. Esperava-se que, com esta técnica, poderia ser desenvolvido um sistema para transmissão de 8 canais sem ter de utilizar filtros estreitos necessários para a demodulação do sinal utilizando o sistema demodulador mostrado no Apêndice H. Os testes para transmissão de 6 canais não foram satisfatórios. Embora a resposta para o sinal modulador de cada canal fosse de DC a 60 Hz, a melhor relação sinal-ruído obtido foi de 60:1 (29).

Em 1973, GARDNER, BENNET e VORCE desenvolveram um sistema para transmissão simultânea de 8 canais sem utilizar a técnica do PLL para demodulação (29). A largura de faixa do canal telefônico foi dividido em 8 canais (FDM) cujas frequências centrais dos canais vão de 750 Hz a 2500 Hz com banda de guarda entre canais igual a largura de faixa de cada canal (120 Hz). A técnica utilizada para demodulação foi a de gatilhar um monoestável nas transições do sinal FM sob forma de pulso, e tirar o valor médio de sua saída. O circuito demodulador está mostrado no Apêndice H.

No entanto, a utilização desta técnica de demodulação na transmissão multicanal implica na utilização de filtros estreitos que introduzam atenuações fora da faixa do canal que será demodulado. Estas atenuações devem ser suficientes para impedir interferências dos canais adjacentes superior e inferior com relação a um determinado canal.

4.2 - O SISTEMA MULTICANAL PROJETADO

Um dos objetivos deste trabalho, além da transmissão monocanal e da construção de um amplificador ECG, foi a de testar um sistema de transmissão multicanal que utilize o PLL como demodulador. Trata-se de avaliar a viabilidade deste sistema em termos de ruído e interferência entre canais. A alocação dos canais foi um problema crítico no projeto do sistema. As faixas de frequências escolhidas estão mostradas na Fig.4.1. Cada canal tem uma largura de faixa de 100 Hz em torno da frequência central escolhida. O principal objetivo da disposição de canais mostrada (Fig. 4.1) foi impedir que o PLL (usado como demodulador de FM) utilizado em canais superiores não travasse em harmônicas de canais inferiores. Com esta distribuição não houve este problema.

Neste sistema multicanal, o PLL utilizado tem dupla finalidade: fazer a demodulação do canal para o qual foi projetado, e funcionar como um FPF para atenuar os outros canais. Com o PLL sendo utilizado como demodulador FM, pode-se retirar o FPF utilizado na demodulação multicanal feita pelo demodulador do tipo mostrado no Apêndice H (29), e substituí-lo por um mais simples. Poderia ser colocado apenas um estágio de FPF simples de 2^a ordem, mostrado na Fig. 4.2 com o objetivo de fornecer, através de um limitador de amplitude, uma onda quadrada com 50% de "duty cycle" (Seção 3.3) e também para ajudar na seletividade do canal.

O diagrama de blocos do sistema testado para

transmissão e recepção dos 8 canais, está mostrado na Fig. 4.3. Os 8 moduladores são do tipo utilizado na transmissão monocanal (Fig. 3.2), sendo necessário apenas o ajuste dos valores de R_1 , R_2 e C_1 do V.C.O., para as frequências desejadas. A onda quadrada (FM) na saída de cada V.C.O. é somada e aplicada a um alto-falante. O sinal composto é transmitido pelo sistema telefônico.

Ao ser recebido na saída do microfone do receptor de FM, o sinal é aplicado a 8 filtros passa faixa de 2ª ordem (Fig. 4.2) sintonizados na frequência central do respectivo canal. Após este estágio de filtragem, a demodulação processa-se como no sistema monocanal.

4.3 - PROBLEMAS ENCONTRADOS

Os resultados dos testes realizados no Laboratório não foram considerados satisfatórios, pois o nível de ruído existente nas saídas dos canais durante a transmissão multi-canal foi considerado alto (100 a 200 mVpp). Ao serem ligados os canais de frequências adjacentes a um determinado canal sob teste, aumentava consideravelmente seu nível de ruído de 40mVpp para cerca de 100 a 200 mVpp. Os canais de frequências inferiores a um canal sob teste tem muito mais influência no ruído que os canais superiores. Dependendo do canal inferior ligado, este ruído na saída do demodulador tem frequência de 60 Hz ou um múltiplo seu (120 Hz e 180 Hz). Este é um processo tipicamente não-linear e está sendo estudado. Como já foi dito, os canais supe

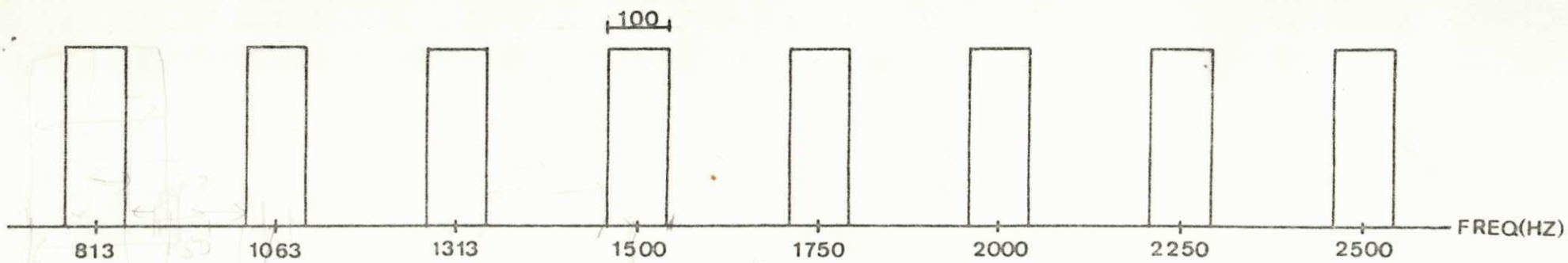


FIG.4.1-ALOCAÇÃO DOS CANAIS

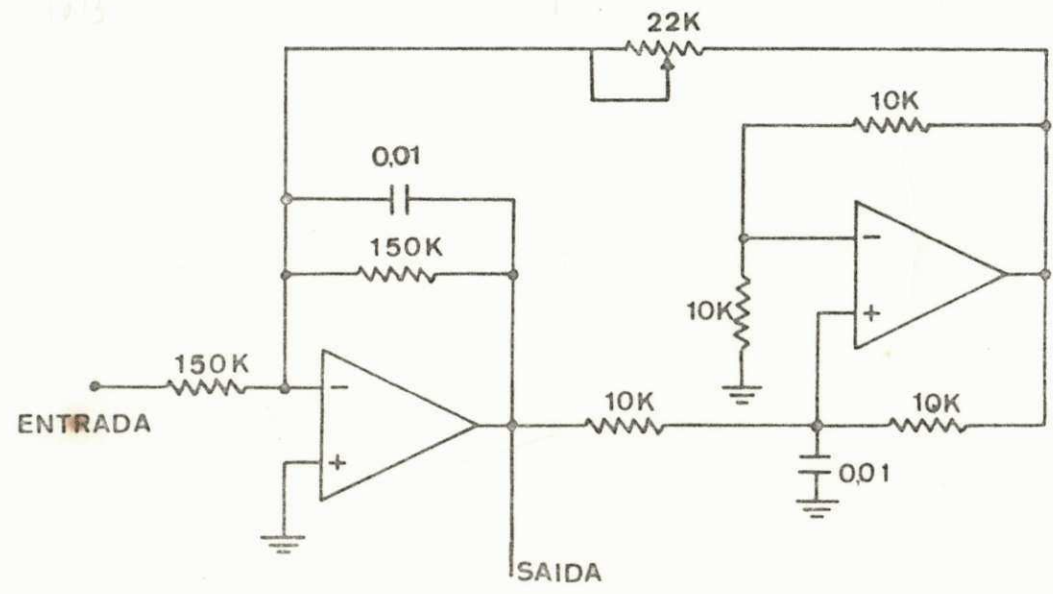


FIG.4.2-FPF DE 2ª ORDEM PARA O
CANAL DE F.:1500HZ

riores a um determinado canal sob teste não tem maior influência no ruído, que permanece da ordem de 40 mVpp. Não houve problema de nenhum demodulador (PLL) travar com harmônicas de canais inferiores, como já era esperado por causa da divisão de canais.

O teste foi feito com o circuito montado em "super-strip" e as fontes tinham "ripple" de 50 mVpp. Durante o teste de transmissão multicanal utilizando linha telefônica, houve o problema do ruído na saída do demodulador sob teste. Retirou-se a linha telefônica e fez-se o teste de transmissão ligando-se modulador e demodulador diretamente. O problema de ruído permaneceu. Para minimizar este problema de ruído na saída do demodulador, deve-se colocar um FPF que introduza maior atenuação nas frequências dos canais adjacentes a um determinado canal. Com a introdução de mais uma etapa do FPF (Fig. 4.2), consegue-se que as frequências dos canais adjacentes não acionem o comparador (Fig. 4.3). O nível de ruído é minimizado, uma vez que o PLL de um determinado canal não é sensibilizado com transições das frequências dos outros canais.

Para aumentar a imunidade a estas transições produzidas pelas frequências dos outros canais, outra solução será aumentar a histerese do comparador para um nível maior que o do ruído.

Um teste a ser feito é o de comparar o desempenho do PLL CD4046, que possui comparador de fase digital (ou exclusivo) com o LM 565, cujo comparador de fase é linear (multiplicador analógico).

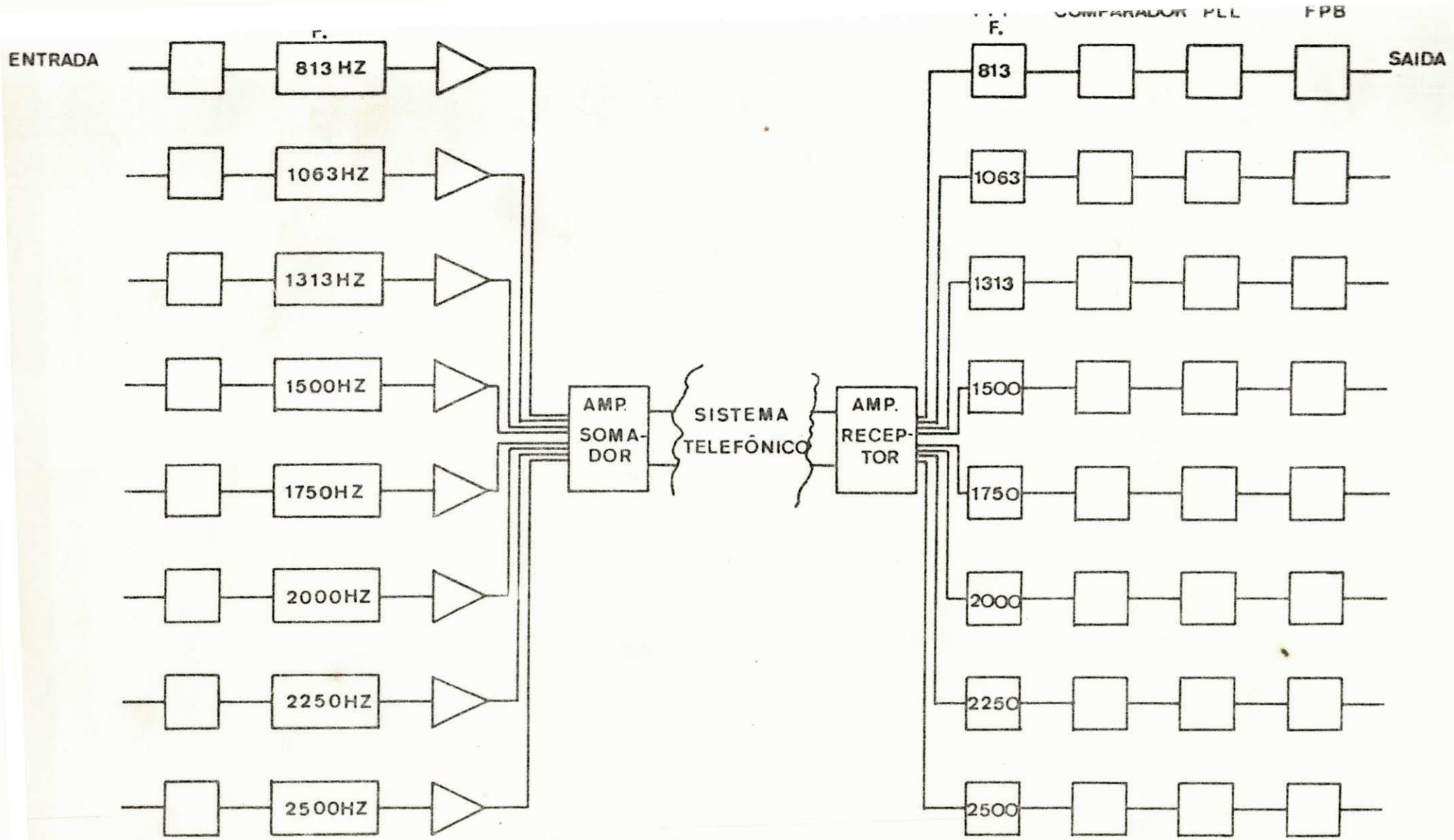


FIG.4.3-DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA MULTICANAL

CAPÍTULO V

CONCLUSÕES

Os eletrocardiôgrafos são usados há bastante tempo, com a finalidade de fornecer sinais cardíacos para diagnósticos. Muitas destas máquinas disponíveis comercialmente hoje, utilizam amplificadores diferenciais implementados com componentes discretos. Alguns modelos novos usam amplificadores operacionais em C.I.'s, pois consegue-se altas impedâncias de entrada com estes amplificadores através de configurações relativamente simples. OS CMRR's obtidos com amplificadores diferenciais são satisfatórios para esta finalidade e, variando os potenciômetros empregados, maiores CMRR's podem ser obtidos.

A configuração de um Amplificador de ECG, incluindo o circuito "Right leg drive" para reduzir "pick-up" de 60 Hz, foi projetado usando somente 2 "chips" integrados (LM 324) e seu desempenho foi satisfatório.

A transmissão do sinal de ECG de um local para outro, onde existe especialista em diagnóstico de doenças

cardíacas, tem sido feita usando: a) linha telefônica como meio de transmissão (29); b) radiação em RF (45). Aparelhos para este fim são comercialmente disponíveis no exterior mas não os detalhes dos projetos e as características de seu funcionamento.

Um sistema simples de comunicação usando FM, utilizando PLL como demodulador (PLL em C.I. são disponíveis atualmente) e empregando a linha telefônica como meio de transmissão, foi projetado e construído. Os resultados experimentais foram satisfatórios. O sinal FM é acoplado acusticamente do transmissor para a linha telefônica, através do aparelho e também acoplamento semelhante é usado da linha telefônica para o demodulador. Os resultados da transmissão de ECG foram bons.

Este sistema tem também uma interessante aplicação na verificação do desempenho dos marca-passos colocados em pacientes, sem que eles tenham necessidade de se deslocar até as clínicas.

Por falta de tempo, as medidas quantitativas do desempenho do sistema apresentado com relação à distorção introduzida ao sinal serão feitas posteriormente.

As experiências iniciais com transmissão simultânea de 8 canais modulados em FM usando PLL (C.I.) como demodulador e com um FPF relativamente simples na sua entrada, apresentaram problemas como interferência entre canais adjacentes (44) e travamento do demodulador PLL de um canal qualquer com harmônicas dos canais de frequências inferiores (29). Pela alocação apropriada das frequências centrais dos vários canais, o problema do travamento em harmônicas foi evitado, mas o ruído

devido à interferência entre canais adjacentes ainda persiste. É proposto usar um FPF, na entrada de cada demodulador, que introduza maior atenuação nas frequências dos canais adjacentes com o fim de reduzir esta interferência.

APÊNDICE A - POTENCIAIS BIOLÉTRICOS (46)

A Tabela mostra algumas características elétricas de sinais biológicos

SINAL	FAIXA DE AMPLITUDE (PICO)	RESPOSTA DE FREQUÊNCIA Hz ($\pm 5\%$)	TIPO DE TRANSDUTOR USUALMENTE EMPREGADO
Eletrocardiograma	100 μ V a 5 mV	0,05 a 85	Tipo Agulha ou Variedade de Eletrodos de pele
Eletroencefalograma	10 μ V a 200 mV	DC a 100 (0,5 a 60)	Variedades de eletrodos de pele tipo agulha microeletrodo extrac.
Potenciais Intracelulares - Células musculares e nervosas	- 100 μ V a +200 μ V	DC a 2000	Microeletrodos
Potenciais Extracelulares - Células musculares e nervosas	-100 mV a +200 mV	DC a 2000	Variedades de eletrodos especiais e agulhas
Potenciais Cerebrais	10 μ V a 100 mV	Duração do Pulso 0,5 ms a 0,1 seg	Eletrodos especiais
Eletroretinograma	0 a 1 mV	DC a 25 Hz	Eletrodo de pele ou agulha

TAB. 1.1 - Parâmetros dos Sinais Bioelétricos

APÊNDICE B - CÓDIGO DE CORES DOS TERMINAIS (8)

A tabela abaixo mostra o significado das iniciais utilizadas para definir as posições detalhadas no corpo humano e relaciona o local do corpo com a cor dos cabos utilizados entre os eletrodos e o amplificador

COR DO CABO DO TERMINAL	L O C A L (iniciais)	L O C A L
Preto	RL (Right Leg)	Perna direita
Verde	LL (Left Leg)	Perna esquerda
Vermelho	RA (Right Arm)	Braço direito
Amarelo	LA (Left Arm)	Braço esquerdo
Branco	CH (Chest)	Tórax

TAB. 1.2 - Relação entre cores e locais

APÊNDICE C

INTERFERÊNCIA DE 60 Hz E AMPLIFICADOR "RIGHT LEG DRIVE"

O modelo elétrico para a interferência de 60 Hz (sinal de modo comum) no corpo é mostrado na Fig. 1 C.

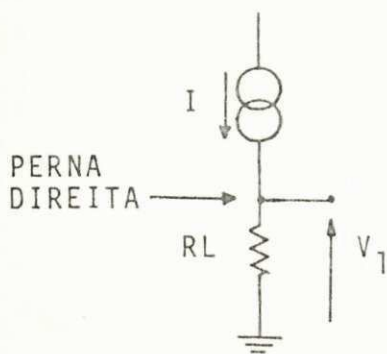


Fig. 1.C

I - corrente de 60 Hz induzida no corpo

RL - Resistência de contato do eletrodo RL

$V_1 = R_L I$ tensão de modo comum (60 Hz) no corpo humano

Fazendo-se uma realimentação de sinal de modo comum (60 Hz) após um ganho $-A$ dado pelo amplificador de sinal de modo comum (Right leg drive) como mostra a Fig. 2C, tem-se:

V_1', V_2', V_3', V_4' - Sinais de modo comum (60 Hz) no corpo após a realimentação.

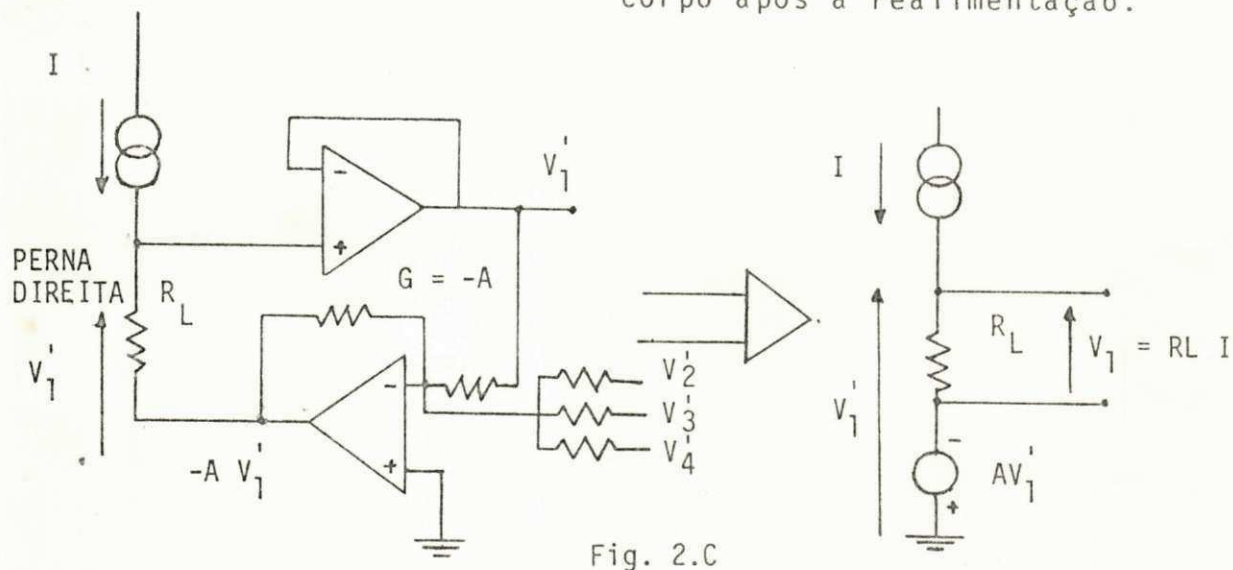


Fig. 2.C

$$V_1' - V_1 + A V_1' = 0$$

$$V_1 = V_1' + A V_1'$$

$$V_1 = (1 + A) V_1'$$

$$V_1' = \frac{V_1}{1 + A} = \frac{I R_L}{1 + A} = I \frac{R_L}{1 + A}$$

A tensão de modo comum (60 Hz) no corpo foi efetivamente reduzida pelo fator $1 + A$ significando uma diminuição aparente da impedância do eletrodo R_L .

APÊNDICE D

ALTO - FALANTE

O alto-falante utilizado nos acoplamentos acústicos é uma cápsula receptora de telefone (40) tipo RLD 52824 da ERICSSON. Sua bobina tem as características apresentadas abaixo (41):

Tensão máxima aplicável (AC): 20 Vpp em 800 Hz durante 2 min.

Impedância em 800 Hz : 350 Ω

Resistência de isolação : ≥ 100 M Ω

Resistência à corrente direta: 80 Ω

Indutância da bobina : 68 mH

Utilizando-se a equação $|Z| = \sqrt{R^2 + XL^2}$ e $XL = 2\pi fL$, obtêm-se os valores de impedância da bobina para quaisquer valores de frequência:

$$|Z|_{700 \text{ Hz}} = 310 \Omega$$

$$|Z|_{800 \text{ Hz}} = 350 \Omega$$

$$|Z|_{1250 \text{ Hz}} = 540 \Omega$$

$$|Z|_{1750 \text{ Hz}} = 750 \Omega$$

$$|Z|_{3000 \text{ Hz}} = 1282 \Omega$$

APÊNDICE E

M I C R O F O N E

O microfone utilizado nos acoplamentos acústicos é uma cápsula transmissora de telefone (40) tipo 1/RLA 30310H da ERICSSON. A cápsula é de carvão e necessita de uma corrente DC para sua polarização (40). As características desta cápsula são dadas abaixo (41):

Corrente de polarização (nominal): $36 \text{ mA}_{\text{DC}}$ - Resistência: 120Ω
Máxima nominal até : $70 \text{ mA}_{\text{DC}}$ - Resistência: 100Ω
Corrente máxima permissível : 90 mA
Resistência em função do diafragma: -Horizontal : $100\Omega \pm 20\%$
-Vertical : $100\Omega \pm 10\%$
Resistência nominal : $100\Omega \pm 15\%$

A corrente mínima para polarização depende do nível de saída que se queira. A polarização utilizada para as cápsulas dos acoplamentos acústicos do transmissor e receptor, foi de $36 \text{ mA}_{\text{DC}}$.

APÊNDICE F

O PLL CD 4046 COMO DEMODULADOR DE FM (32)

O sistema básico de um PLL é mostrado na Fig. 1.F. Consiste de 3 partes: comparador de fase, filtro passa baixa e V.C.O. (voltage controlled oscillator). Estas 3 partes são conectadas de maneira tal que formam um sistema de realimentação de frequência com malha fechada.

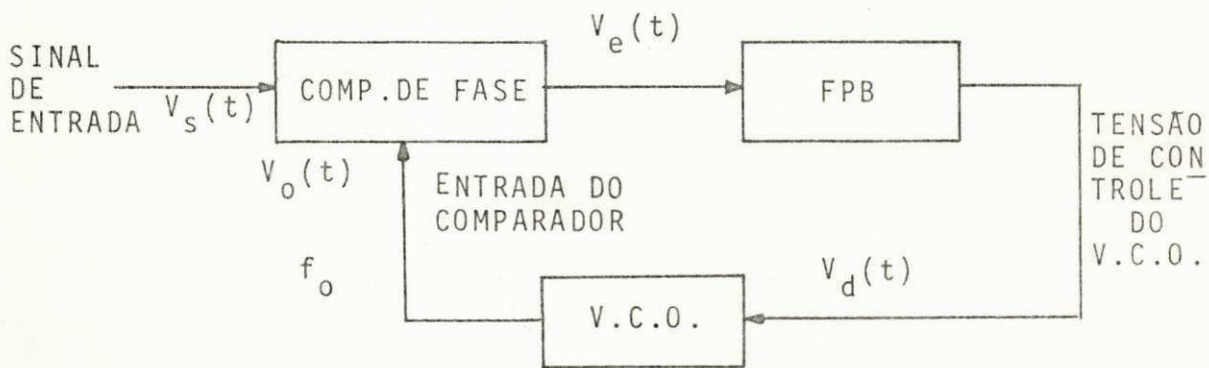


Fig. 1.F

Sem sinal aplicado à entrada do comparador ($V_s(t) = 0$), a tensão erro $V_e(t)$ na sua saída é igual ao pró-

prio sinal do V.C.O., pois o comparador é um ou-exclusivo. A voltagem $V_d(t)$ na saída do filtro passa baixa é igual ao valor médio do sinal na saída do comparador, o que força o V.C.O. operar na frequência central f_0 . Quando um sinal é aplicado ao PLL, o comparador de fase compara a fase e frequência do sinal de entrada com a frequência do V.C.O. e gera um sinal erro na forma de tensão que é proporcional a diferença de fase entre o sinal de entrada e o do V.C.O. A voltagem erro $V_e(t)$ é filtrada e aplicada à entrada do V.C.O.. A tensão de controle ($V_d(t)$) varia na direção que reduz a diferença de frequência entre o sinal de entrada e do V.C.O.. Quando a frequência de entrada está suficientemente próxima da frequência do V.C.O., a malha fechada do próprio PLL força o V.C.O. a ficar travado na frequência do sinal de entrada; isto é, quando o PLL está em "lock", a frequência do V.C.O. é idêntica à do sinal de entrada exceto por uma diferença de fase finita. A faixa de frequências sobre a qual o PLL pode manter esta condição de "lock" (travamento) é definida como "lock range" do sistema. O "lock range" é sempre maior ou igual a faixa de frequência sobre a qual o PLL pode adquirir a condição de travamento com o sinal de entrada. Esta faixa de frequências é definida como "capture range" (faixa de captura) do sistema.

A figura 2F mostra o diagrama de blocos do PLL CD 4046 (COS/MOS) (32).

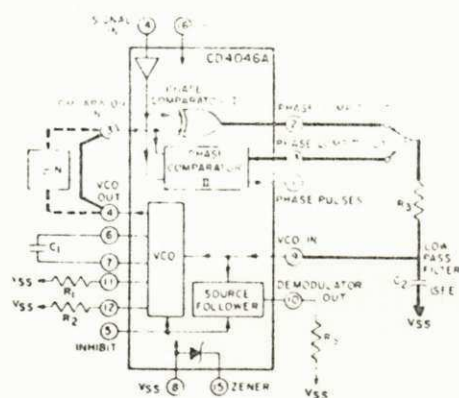


Fig. 2.F

Os valores máximos de operação do PLL CD4046 são mostrados na Tabela I. As características do V.C.O. e do comparador são mostradas nas Tabelas II e III, respectivamente. A Tabela IV faz um resumo de algumas fórmulas úteis como guia para a aproximação dos valores dos componentes externos necessários ao funcionamento do PLL. Ao utilizar a Tabela IV, deve-se ter em mente que os valores de frequências deverão estar em KHz, resistências em $K\Omega$ e capacitâncias em μF . Os componentes externos selecionados deverão estar dentro das seguintes faixas:

$$10 K\Omega \leq R_1, R_2, R_5 \leq 1 M\Omega$$

$$C_1 \geq 100 \text{ pF para } V_{DD} \geq 5 \text{ V}$$

$$C_1 \geq 50 \text{ pF para } V_{DD} \geq 10 \text{ V}$$

As Fig. 3.F, 4.F e 5.F, fornecem os valores de R_1 , R_2 e C_1 a partir do método de cálculo fornecido pela Tabela IV.

O cálculo dos valores aproximados de R_1 , R_2 e C_1 do V.C.O. mostrado nas Fig. 3.2, 3.5, 3.11 é dado na sequência abaixo (ver Tabela IV):

1 - Determinar frequências máxima e mínima da faixa de variação do V.C.O. Usar f_{\min} com a Fig. 4.F para determinar R_2 e C_1 .

$$\text{Dado: } f_{\min} = 1,25 \text{ KHz}$$

$$f_{\max} = 1,75 \text{ KHz}$$

Valores encontrados: $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$ (escolhido)

$$C_1 = 20 \text{ nF (encontrado)}$$

2 - Calcule: $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$. Use o resultado com a Fig. 5.F para determinar a razão $\frac{R_2}{R_1}$ e assim obter R_1 .

$$\text{Dado: } \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{1,75}{1,25} = 1,4$$

Valores encontrados: $\frac{R_2}{R_1} = 0,45$ portanto $R_1 = 220 \text{ K}\Omega$

Uma vez fixado o valor de C_1 , os valores de R_1 e R_2 deve ser ajustados com trimpots para se conseguir a faixa de frequências desejada, já que os valores encontrados (R_1 e R_2), colocados em CI's diferentes também fornecem faixas de frequências um pouco fora da desejada. Isto significa que o ajuste final do V.C.O. deve ser feito através de trimpots adicionados a valores fixos de resistências menores que os encontrados acima.

O valor para cada componente do filtro passa baixa (R_3 e C_2) na Fig. 3.5 também é dado pela fórmula na Tabela IV:

$$f_c \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_1}{\tau_1}}$$

onde: f_L = faixa de travamento ("lock range") escolhido para o V.C.O.

f_C = faixa de captura ("capture range") desejado para o sistema.

τ_1 = constante de tempo do filtro dado por $R_3 C_2$

Para o demodulador da Fig. 3.5 temos:

$f_L = 250$ Hz (escolhido para o V.C.O.)

$f_C = 160$ Hz (desejado)

$$\tau_1 = \frac{2 \pi f_L}{(2 \pi f_C)^2} = \frac{f_L}{2 \pi (f_C)^2} = \frac{250}{2 \pi (160)^2} = 1,50 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

$$\tau_1 = R_3 C_2 \text{ escolhendo } C_2 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_2} = \frac{1,50 \times 10^{-3}}{0,1 \times 10^{-6}} = 15 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \cdot 2 \pi \cdot f_L}} = 0,325$$

$$2 \pi f_L \equiv K_0 K_D$$

$$f_m \equiv f_C$$

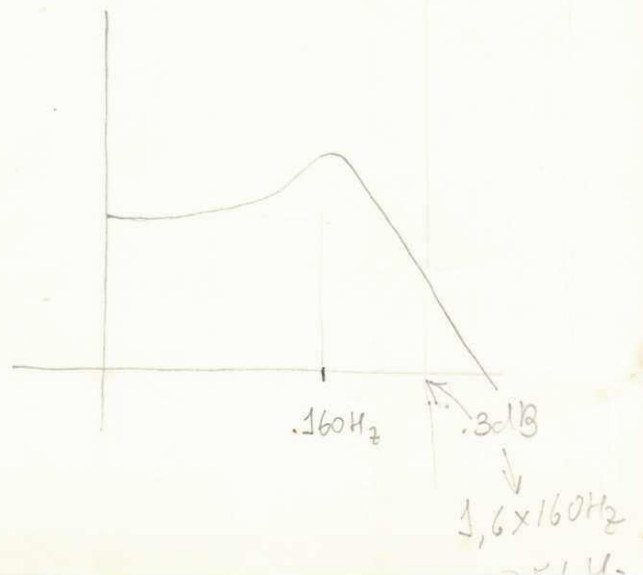


Table I— Maximum ratings and general operating characteristics

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values

Storage Temperature Range	-65°C to +150 °C
Operating Temperature Range	A
Ceramic Package Types	-55°C to +125 °C
Plastic Package Types	-40°C to +85 °C
DC Supply Voltage Range (V _{DD} - V _{SS})	-0.5 V to +15 V
Device Dissipation (Per Pkg.)	200 mW
All Inputs	V _{SS} < V _i < V _{DD}
Recommended DC Supply Voltage (V _{DD} - V _{SS})	5 to 15 V
Recommended Input Voltage Swing	V _{DD} to V _{SS}

General Characteristics (Typical Values at V_{DD} - V_{SS} = 10 V and T_A = 25°C)

Operating Supply Voltage (V _{DD} - V _{SS})	5 to 15 V
Operating Supply Current	
Inhibit = "0"	I ₀ = 10 kHz, V _{DD} = 5 V 70 μW
@ C ₁ = 0.0001 μF	
R ₁ = 1 MΩ	I ₀ = 10 kHz, V _{DD} = 10 V 600 μW
Inhibit = "1"	25 μA

TABELA I

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET R ₂ = ∞	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET R ₂ = ∞	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f ₀		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f _{min}	
Frequency Lock Range, 2f _L	2f _L = full VCO frequency range 2f _L = f _{max} - f _{min}			
Frequency Capture Range, 2f _C	$2f_C = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_0}{R_1 C_1}}$			
Loop Filter Component Selection	 For 2f _C , see Ref. (2)			
Phase Angle between Signal and Comparator	90° at center frequency (f ₀), approximating 0° and 180° at ends of lock range (2f _L)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	- Given f ₀ - Use f ₀ with Fig 5a to determine R ₁ and C ₁	- Given f ₀ and f _L - Calculate f _{min} from the equation f _{min} = f ₀ - f _L - Use f _{min} with Fig 5b to determine R ₂ and C ₁ - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation f _{max} = f ₀ + f _L f _{min} = f ₀ - f _L - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig 5c to determine ratio R ₂ /R ₁ to obtain R ₁	- Given f _{min} & f _{max} - Calculate f ₀ from the equation f ₀ = $\frac{f_{max}}{2}$ - Use f ₀ with Fig 5a to determine R ₁ and C ₁	- Given f _{min} & f _{max} - Use f _{min} with Fig 5b to determine R ₂ and C ₁ - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig 5c to determine ratio R ₂ /R ₁ to obtain R ₁

For further information, see:
 (1) F. Gardner, "Phase Lock Techniques," John Wiley and Sons, New York, 1966.
 (2) G. S. Moschytz, "Minimized RC Filters Using Phase Locked Loop," BSTJ, May, 1965.

TABELA IV

Table II— VCO electrical characteristics

VCO Characteristics (Typical Values at V_{DD} - V_{SS} = 10 V and T_A = 25°C)

Maximum Frequency	1.2 MHz
Temperature Stability	600 ppm/°C
Linearity (V _{VCO in} = 5 V ± 2.5 V)	1%
Center Frequency	Programmable with R ₁ and C ₁
Frequency Range	Programmable with R ₁ , R ₂ , and C ₁
Input Resistance	10 ¹² Ω
Output Voltage	10 V _{pp}
Duty Cycle	50%
Rise & Fall Times	50 ns
Output Current Capability	
"1" Drive @ V _O = 0.5 V	-1.8 mA
"0" Sink @ V _O = 0.5 V	2.6 mA
Demodulated Output	
Offset Voltage	(V _{VCO in} - V _{DEMODO out}) @ 1 mA, 1.5 V

TABELA II

Table III — Comparator electrical characteristics
 Comparator Characteristics (Typical Values at V_{DD} - V_{SS} = 10 V and T_A = 25°C)

Signal Input	
Input Impedance	400 KΩ
Input Sensitivity	
ac coupled	400 mV
dc coupled	$\begin{cases} "0" < 30\% (V_{DD} - V_{SS}) \\ "1" > 70\% (V_{DD} - V_{SS}) \end{cases}$
Comparator Input Levels (term 3)	$\begin{cases} "0" < 30\% (V_{DD} - V_{SS}) \\ "1" > 70\% (V_{DD} - V_{SS}) \end{cases}$
Output Current Capability	
Comparator I (term, 2) and Comparator II (term, 13)	
"1" Drive @ V _O = 0.5 V	-1.8 mA
"0" Sink @ V _O = 0.5 V	2.6 mA
Comparator II Phase Pulses (term, 1)	
"1" Drive @ V _O = 0.5 V	-0.5 mA
"0" Sink @ V _O = 0.5 V	1.4 mA

TABELA III

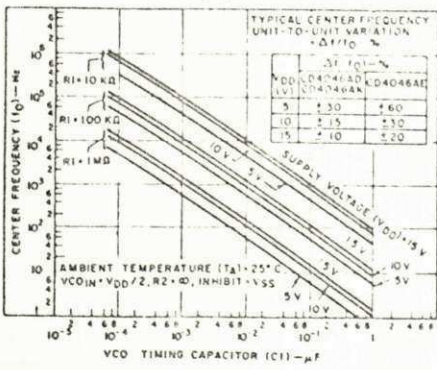


Fig. 3.F

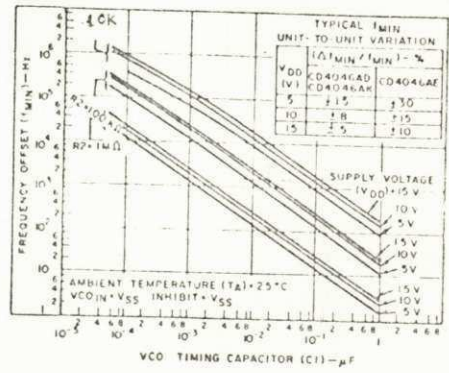


Fig. 4.F

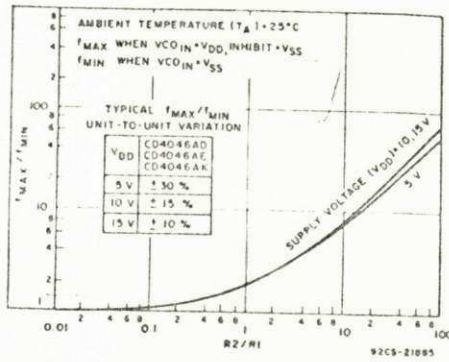


Fig. 5.F

APÊNDICE G

CÁLCULO DO CAPACITOR PARA O ACOPLAMENTO DO SINAL FM PARA O ALTO-FALANTE DO TRANSMISSOR

O acoplamento do sinal FM do "buffer" A_2 (Fig. 3.2) para o alto-falante é feito capacitivamente por C_2 . É importante que o circuito RLC_2 formado tenha frequência de corte inferior fora da faixa de audio ou, pelo menos, fora da faixa do sinal transmitido (1250 Hz a 1750 Hz). O circuito formado por C_2 e a bobina do alto-falante, é equivalente ao circuito mostrado na Fig. abaixo:

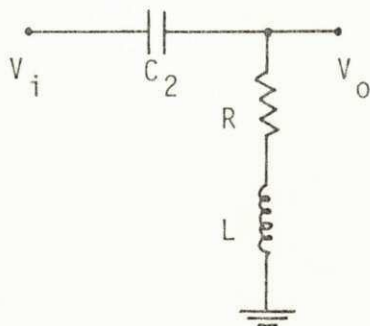


Fig. 1.G

A função de transferência é:

$$G(s) = \frac{R + sL}{R + sL + \frac{1}{sC_2}} \quad \text{ou} \quad G(\omega) = \frac{R + j\omega L}{R + j(\omega L - 1/\omega C_2)}$$

colocando na forma polar temos:

$$G(\omega) = \frac{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} e^{j(\text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R})}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C_2)^2} e^{j(\text{tg}^{-1} \frac{\omega L - 1/\omega C_2}{R})}} \quad e$$

fazendo

$$\left| G(\omega) \right| = \frac{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C_2)^2}} = 0,707 \quad (-3 \text{ db de queda do sinal de saída})$$

onde

$$\left| G(\omega) \right|_{\omega=0} = 0 \quad \text{e} \quad \left| G(\omega) \right|_{\omega=\infty} = 1$$

$$\frac{R^2 + (\omega L)^2}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C_2)^2} = 0,5$$

Solucionando esta equação para: $R = 80$

$$L = 70 \text{ mH}$$

$$\omega = 2\pi \times 40 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \quad (\text{arbitrado})$$

encontra-se $C_2 = 37 \text{ } \mu\text{F}$.

Foi utilizado um capacitor de $47 \text{ } \mu\text{F}$.

APÊNDICE H

DEMODULADOR DE FM ALTERNATIVO

O circuito para demodulação de FM está mostrado na Fig. 1H. O sinal na saída do microfone é aplicado ao amplificador A_1 . A finalidade desta etapa é amplificar o sinal (10 vezes) e filtrá-lo. As frequências de corte superior e inferior são 1900 Hz e 1000 Hz respectivamente. O canal de FM para ser demodulado por este circuito é o mesmo para o circuito demodulador que utiliza PLL (Seção 3.3).

O sinal de FM na saída de A_1 é aplicado a um comparador (C_1) com nível de transição ajustável para controle do nível de imunidade ao ruído. A saída do comparador é aplicada a um circuito diferenciador dado por R_1 e C_1 . É aplicado um nível DC de +15 V ao sinal e o diodo D_1 faz a retificação. A Fig. 2H mostra o gráfico do sinal na saída do comparador e na entrada do monoestável. A necessidade de se fazer a diferenciação e se aplicar um nível DC positivo (+ 15V), é para acionar o monoestável (LM 555) (42). O monoestável está projetado para forne-

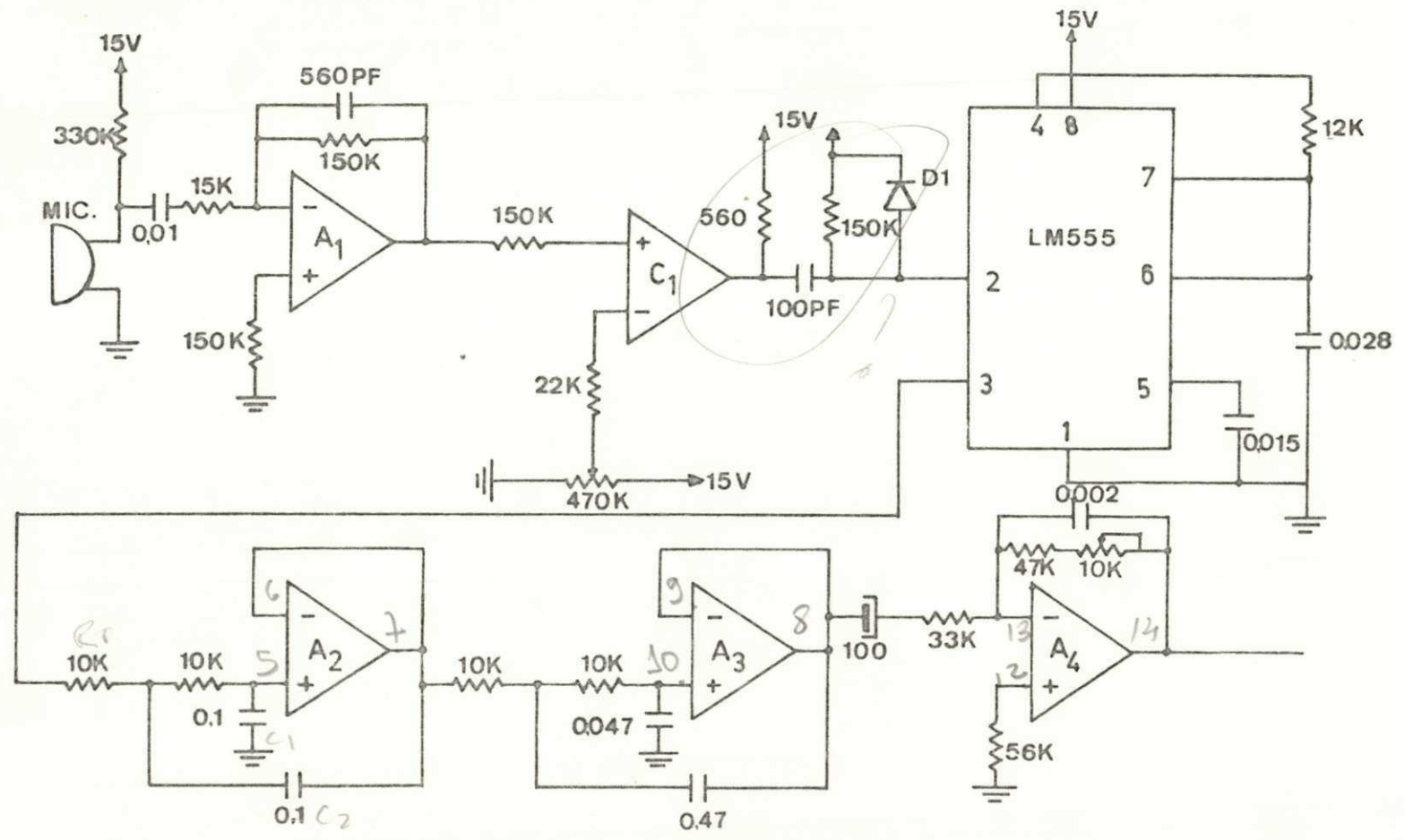


FIG.1.H - DEMODULADOR DE FM ALTERNATIVO
 RESISTORES EM Ω
 CAPACITORES EM μF

cer pulsos de 15 Vpp com largura de 0,38 ms. A condição para o funcionamento correto deste monoestável é que a menor frequência de gatilhamento tenha período maior ou igual ao período do pulso produzido pelo monoestável. A largura do pulso do monoestável não varia com a frequência do sinal de gatilhamento, e sim o período entre pulsos. Conseqüentemente, o número de pulsos produzidos pelo monoestável numa unidade de tempo, corresponde ao número de ciclos do sinal FM recebido nesta mesma unidade de tempo.

Se for tirado o valor médio dos pulsos na saída do monoestável, a tensão resultante é diretamente proporcional à frequência recebida.

O FPB SALEEN-KEY (34) de 5^a ordem formado por A_2 , A_3 e A_4 efetivamente fornece o valor médio do sinal na saída do monoestável. Este valor médio corresponde ao sinal demodulado. A frequência de corte superior nominal deste filtro é 100 Hz e o estágio A_4 fornece um ganho para equalizar o sistema transmissor (Seção 3.2) com o receptor, e tem frequência de corte inferior de 0,05 Hz. A saída de A_4 deve ser acoplada a um registrador comum de papel ou a um osciloscópio.

O circuito foi testado utilizando-se dois terminais telefônicos disponíveis existentes no Laboratório de Instrumentação do CCT-UFPB, cujo comprimento da linha foi calculado em 300 m. O ECG recebido e registrado com um registrador modelo 7402 A da HEWLETT PACKARD está mostrado na Fig. 3H. A sensibilidade do registrador para estes registros foi 100 mV/mm e a velocidade do papel foi 25 mm/s.

APÊNDICE I

AS FONTES DE ALIMENTAÇÃO

O amplificador ECG, o transmissor e o receptor de FM necessitam de fontes DC simétricas para alimentação (+15 V e - 15 V) e que sejam bem reguladas. O total da corrente consumida por cada um dos três circuitos referidos acima, não ultrapassa 120 mA.

O circuito da fonte regulada para alimentação de cada um dos circuitos acima tratados, está mostrado na Fig. 11. Após a transformação da tensão de 220 Vrms da linha para 22 Vrms referidos ao "center tap" do transformador, é feita uma retificação de onda completa de maneira tal que se obtêm tensão retificada positiva e negativa na saída do retificador. Após a filtragem, as tensões retificadas são aplicadas ao regulador de tensão LM 325 N (42), que fornece tensões simétricas de + 15 V e - 15 V na sua saída. Como a corrente máxima fornecida pelo LM 325 N é de 100 mA, foram usados 2 transistores (BD 135, (43)) para fornecer correntes maiores na saída do regulador de tensão.

Os resistores R_C colocados nos emissores dos transistores faz a limitação de corrente da fonte. O projeto mostrado tem capacidade para fornecer até 180 mA. O "ripple" apresentado foi menor que 10 mVpp.

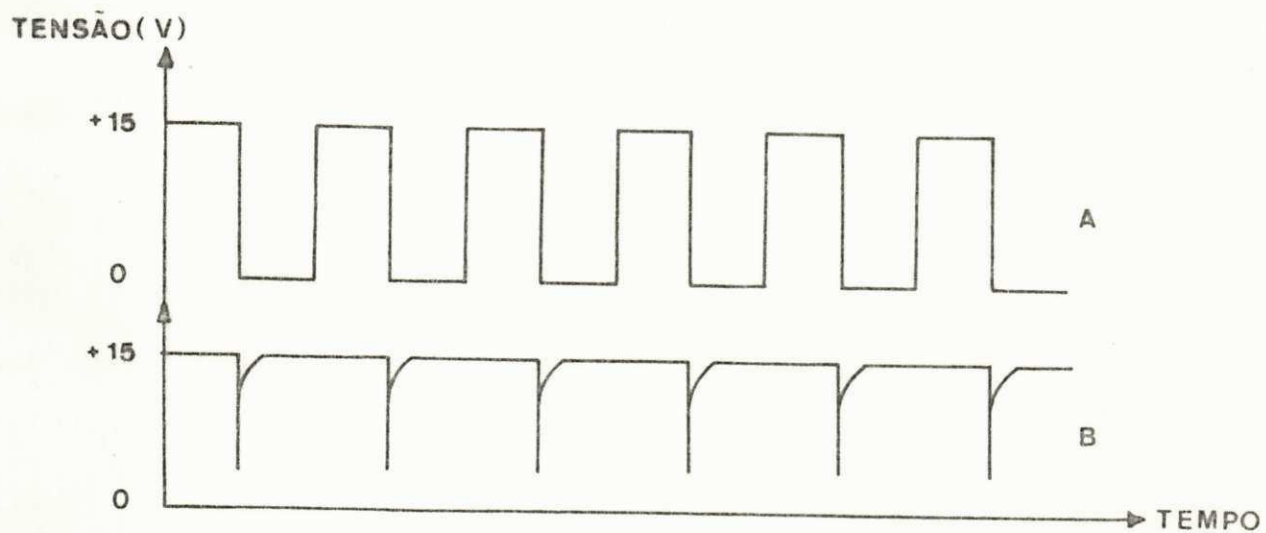


FIG.2H- SINAL NA ENTRADA DO COMPARADOR(A)
E ENTRADA DO MONOESTÁVEL (B)

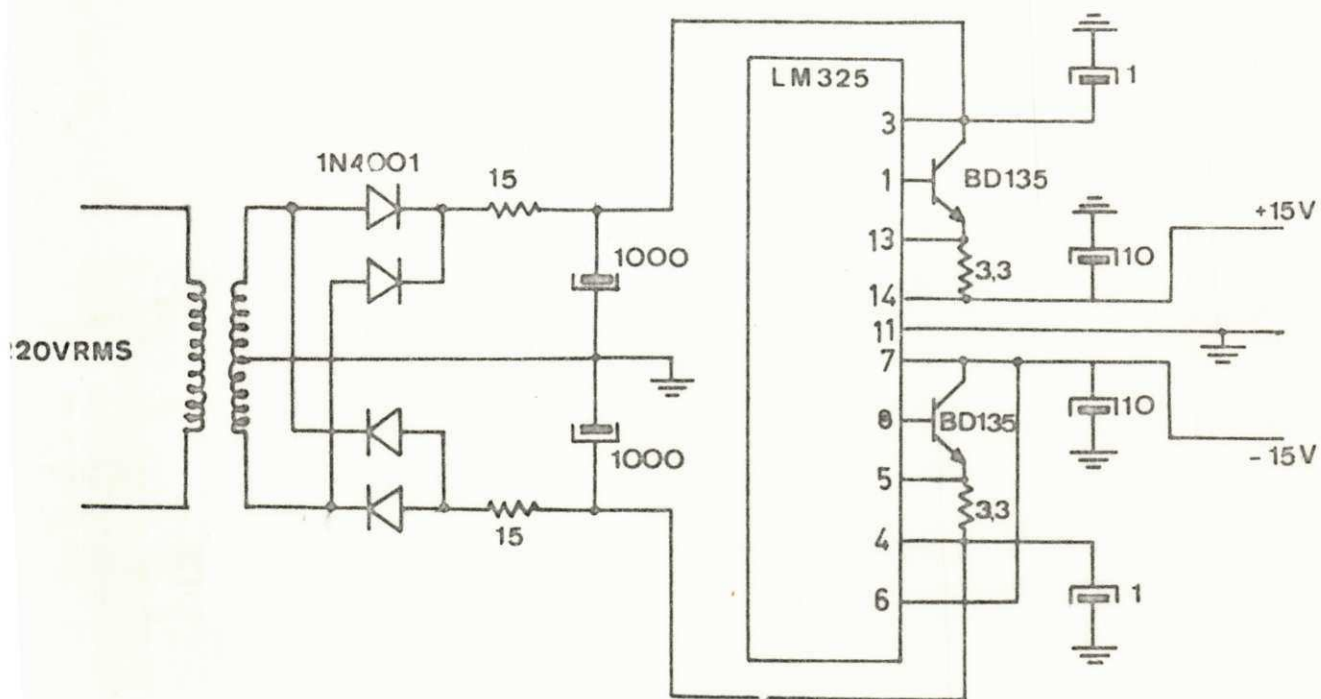


FIG.11- FONTE DE ALIMENTAÇÃO
RESISTORES EM Ω
CAPACITORES EM μF

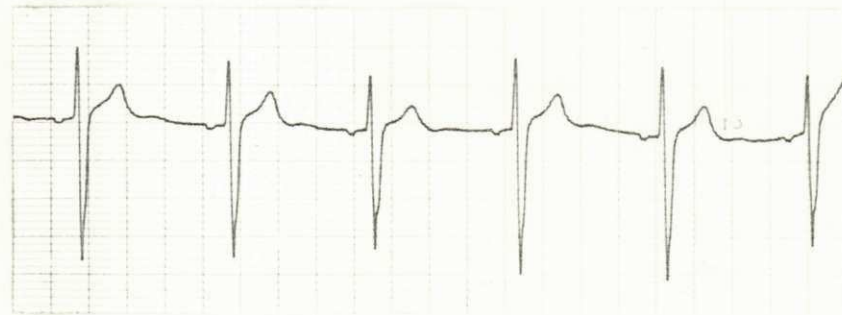
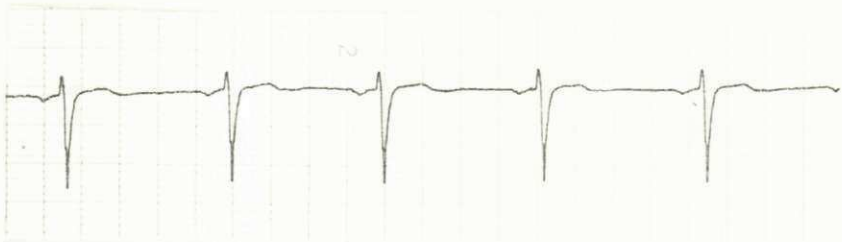


FIG.3.H-ECG REGISTRADO
SENSIBILIDADE: 100 MV/MM
VELOCIDADE: 25MM/S

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) STRONG, P. Biophysical Measurements, Measurement Concept Series, Tektronix, Inc., Beaverton, 1970, Cap. 2, p. 23-30.
- (2) THOMAS, H.E. Handbook of Biomedical Instrumentation and Measurement, Reston Publishing Company, Inc., Reston, 1974, Cap. 2, p. 29-34.
- (3) Referência (1), Cap. 1, p. 7-21.
- (4) ECG Techniques. Applications Manual, Hewlett Packard Company, Massachusetts, 1972, p. 1-2.
- (5) DEEP, G.S. Automatic Lead Switching for ECG Amplifiers, UFPB, 1977, p. 1.
- (6) Referência (2), Cap. 2, p. 29-34.
- (7) Referência (1), Cap. 2, p. 29.
- (8) Referência (1), Cap. 16, p. 219-248.
- (9) Referência (2), Cap. 2, p. 52-53.
- (10) ECG Measurements. Application Note, An 711, Hewlett Packard Company, 1972, p. 20-21.
- (11) Referência (4), p. 4-5.
- (12) Referência (2), Cap. 2, p. 47-52.
- (13) Referência (1), Cap. 5, p. 49-63.

- (14) Referência (10), p. 13-15.
- (15) Referência (2), Cap. 16, p. 215-247.
- (16) SPACH, M.S., BARR, R.C., HAUSTAD, J.W., LONG, E.C. Skin - electrode impedance and its effect on recording cardiac potentials, Circulation, Vol. XXXIV, october, 1966, p. 649-656.
- (17) Referência (10), p. 16-19.
- (18) HUTTA, J.C., WEBSTER, J.G. 60 Hz interference in electrocardiography, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-20, 1973, p. 91-100.
- (19) WEBSTER, J.G. Medical Instrumentation - Application and design, Houghton Mifflin Company, Boston, 1978, Cap. 6, 284-287.
- (20) Referência (1), Cap. 5, p. 63-65.
- (21) Referência (1), Cap. 19, p. 293-317.
- (22) Referência (19), Cap. 6, p. 282.
- (23) Referência (1), Cap. 20, p. 319-335.
- (24) Referência (2), Cap. 13, p. 450-457.
- (25) MILMAN, J., HALKIAS, C.C. Integrated Electronics: Analog and Digital circuits and systems, Mc Graw-Hill Kogakusha, Ltd., 1972, Cap. 13, p. 408-445.
- (26) CLARKE, K.K., HESS, D.T. Communication Circuits: Analysis and Design, Addison - Wesley Publishing Company, Inc. , 1971, Cap. 11, p. 509-562.
- (27) LATHI, P.B. Communication Systems, John Wiley and Sons , Inc., New York, 1968, Cap. 4, p. 214-236.

- (28) TAUB, H., SCHILLING, D.L. Principles of Communication Systems, Mc Graw-Hill Company, 1971, Cap. 4, p. 113-151.
- ✓(29) GARDNER, R.M., BENNET, D.R., VORCE, R.B. Eight-Channel set for clinical EEG transmission over dial-up telephone network, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, May, 1974, p. 246-249.
- (30) Referência (19), Cap. 6, p. 326-331.
- (31) TAYLOR, K.D. An FM Telemetry demodulador for Telephone Pacemaker Clinics, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-25, January, 1978, p. 87-90.
- (32) COS-MOS Integrated Circuits - Application Notes, RCA, SSD -203 C, Data Book Series, ICAN-6101, 1975, p. 471-478.
- (33) GRINICH, V.H., JACKSON, H.G. Introduction to Integrated Circuits, Mc Graw-Hill, Inc., 1975, Cap. 10, p. 554-559.
- (34) LANCASTER, D. Active-Filter Cookbook, Howard W. Sams Co., Inc., Indianāpolis, 1975, Cap. 4, p. 66-90.
- (35) HUELSMAN, L.P. Active filters: Lumped, Distributed, Integrated, Digital, and Parametric, Mc Graw-Hill Company, 1970, Cap. 2, p. 5-89.
- (36) Linear Data Book, National Semiconductor Corporation, U.S.A, 1976, p. 5.18-5.23.
- (37) Referência (36), p. 9.40-9.43.
- ✓(38) BENNET, D.R., GARDNER, R.M. A model for the telephone transmission of six-channel electroencephalograms, Electroen-ceph. Clin. Neurophysiol., 1970, vol. 29, p. 404-408.

- (39) LOW, M.D., BAKER, M., FERGUSON, R., FROST, J.D. Acquisition of electroencephalographic data in a large Regional Hospital: Bringing the brain to the Computer, Proc. 5th Int. Conf. Systems Sciences Computers in Biomedicine, Art. Lew, Ed. West. Period., 1972, p. 9-11.
- (40) TOLEDO, A.P. Telefometria, Sêrie de Telecomunicações, McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1975, Cap. 1, p. 4-7.
- (41) Dados Técnicos dos Aparelhos Telefônicos Dialog, G 1522 - B101, Ericsson do Brasil, 1972.
- (42) Referência (36), p. 9.23-9.28.
- (43) Transistores - Dados e curvas para projetos, Ibrape, 1976, p. 47-56.
- (44) MOSCHYTZ, G.S. Linear Integrated Networks Design, Van Nostrand Reinhold Company, 1975, p. 122 and p. 443.
- (45) HEWLETT - PACKARD JOURNAL, Hewlet - Packard Company, volume 23, número 8, Abril, 1972, p. 2-9.
- (46) Referência (2) , Appendix B, p. 487.