

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

YOUNG TSEN MEN

SENSOR CARDÍACO PORTÁTIL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DO CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS (M.Sc.).

COMISSÃO EXAMINADORA:

*Gurdip Singh Deep*  
Prof. GURDIP SINGH DEEP  
=Presidente=

*Jose Ivan Carnauba Accioly*  
Prof. JOSE IVAN CARNAUBA ACCIOLY  
=Membro=

*Evandro Conforti*  
Prof. EVANDRO CONFORTI  
=Membro=

CAMPINA GRANDE-PARAÍBA-BRASIL  
JULHO - 1975

SENSOR CARDÍACO PORTÁTIL

TSEN MEN YOUNG

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE  
PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍ  
BA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO  
GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIA (M.Sc.)

Aprovada por:

---

PETER ROBERT METZ

- Orientador -

CAMPINA GRANDE  
ESTADO DA PARAÍBA - BRASIL  
DEZEMBRO - 1972



M534s Men, Young Tsen.  
Sensor cardíaco portátil / Young Tsen Men. - Campina Grande, 1975.  
80 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1975.  
"Orientação : Prof. Peter Robert Metz".  
Referências.

1. Engenharia Eletrônica - Instrumentos - Sensor. 2. Engenharia Biomédica - Sensores. 3. Sensor Cardíaco Portátil. 4. Dissertação - Ciências. I. Metz, Peter Robert. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.38(043)



## A B S T R A C T

Beginning with the underlying physics for cardiac potential, the requirements for a portable electrical cardiac sensor are given, and a suitable circuit is designed and constructed. The instrument is unique in that not only does it provide the standard visual indication of cardiac activity, but also an audio output tone, the frequency of which is controlled by the cardiac waveform. The outputs have excellent correlation with standard E C G waveforms. It is expected that this instrument will be of value in certain types of situations requiring immediate diagnosis.



## SUMÁRIO

Começando com a física básica para o potencial cardíaco, são apresentados os requisitos para um Sensor Cardíaco elétrico portátil e um circuito adequado é projetado e construído. O instrumento é único : pois ele não só fornece a indicação visual padrão da atividade cardíaca, como também um tom de saída de áudio, cuja frequência é controlada pela forma de onda cardíaca. As saídas tem correlação com as formas de ondas padrões do ECG. Espera-se que este instrumento seja valioso em certas situações especiais que requerem diagnóstico imediato.

A G R A D E C I M E N T O S

Desejo agradecer ao Dr. Severino Bezerra de Carvalho pela sua idéia inicial deste projeto, e ao meu supervisor Dr. Peter Robert Metz por sua orientação. Também agradeço aos Drs. Marcelo Barros e Maria José de Assis por algumas valiosas sugestões. Sinceros agradecimentos ao Prof. José Ivan Carnáuba Accioly por sua colaboração durante a preparação deste projeto.

Por fim, externo aqui minha gratidão à Faculdade de Medicina de Campina Grande e ao Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba pela ajuda financeira que tornou possível a realização do presente trabalho.

ÍNDICE GERAL

<u>SUMÁRIO</u>	PÁGINA
I. INTRODUÇÃO .....	1
A. <u>Panel do Engenheiro Bio-médico</u> .....	1
B. <u>A Necessidade de um Sensor Cardíaco Portátil</u> .	2
C. <u>Breve Descrição do Instrumento Construído</u> ....	3
II. ELETROCARDIOGRAMA (ECG) .....	8
A. <u>Fonte Eletro-química de Voltagem</u> .....	8
B. <u>Características das Formas de Ondas ECG</u> .....	11
1) Normal .....	11
2) Anormal .....	12
III. CONSIDERAÇÕES DE PROJETOS .....	16
A. <u>Características do Sinal de Entrada</u> .....	16
1) Sinal Desejado .....	16
2) Ruído .....	16
B. <u>Características dos Eletrodos</u> .....	18
1) Potenciais de Meia-célula .....	18
a) Metal Puro .....	19
b) Sal Metálico .....	20
2) Impedância .....	20
IV. PROJETO E CONSTRUÇÃO DO INSTRUMENTO .....	23



A. <u>Especificações</u> .....	23
B. <u>Diagrama em Bloco do Circuito</u> .....	23
C. <u>Resultados do Projeto</u> .....	27
1) Eletrodo .....	27
a) Material .....	27
b) Tamanho e Forma .....	27
2) Estágios de Amplificadores .....	27
a) Estágio de Entrada com Transistor PBT ..	27
b) Estágio de saída com Circuito Integrado.	30
3) Estágio de Tonalidade de Audio em F.M. ....	31
a) Osciladores .....	31
b) Misturador .....	31
4) Display .....	33
a) Medidor .....	33
b) Audiofone .....	34
5) Fontes de Alimentação .....	34
a) Baterias .....	34
b) Verificação .....	36
D. <u>Operação de Instrumento e Ajustamento</u> .....	36
1) Operação .....	36
a) Verificação de Bateria .....	36
b) Localização sobre o Tórax .....	36
2) Ajustamento .....	36
a) CMRR .....	36
b) Frequências do Oscilador .....	37
V. <u>CONCLUSÃO</u> .....	39

VI. APÊNDICE .....	40
A. <u>Análise Geral do Circuito Bioamplificador</u> ...	40
B. <u>Etapas do Projeto do Sensor Cardíaco</u> .....	46
1) Estágio de Entrada a Transistor de Efeito de Campo (FET) .....	46
2) Estágio de Saída de Circuito Integrado	64
a) Circuito Integrado Amplificador Difer encial .....	64
b) A Escôlha de Componentes .....	66
C. <u>Dados de Referência</u> .....	67
RD. 1 - Eletrodes metálicos comun e seus potenciais .....	67
RD. 2 - Os padrões US para amplificadores ECG .....	69
RD. 3 - Características de fontes biopoten- ciais.....	70
RD. 4 - Características do sensor cardíaco	71
RD. 5 - Dados de Ondas ECG .....	72
RD. 6 - Resposta em Frequência do Sensor Cardíaco.....	73
RD. 7 - Lista de partes elétricas .....	75
D. <u>REFERÊNCIAS</u> .....	78

---



LISTA DE FIGURAS

Fig. 1C1 - Vista Externa do Protótipo do Sensor Cardíaco .....	5
Fig. 1C2 - Vista Interna do Protótipo do Sensor Cardíaco .....	6
Fig. 1C3 - Vista do Sensor Cardíaco em uso .....	7
Fig. 2A1 - As Relações entre a Ação Muscular e o Biopotencial .....	10
Fig. 2B1 - Forma de Onda de Eletrocardiograma Normal .	11
Fig. 2B2 - Segmento S-T deprimido devido ao Músculo Cardíaco Danificado .....	12
Fig. 2B3 - Razão da Onda S a R Anormal devido ao Alargamento de um Lado do Coração .....	13
Fig. 2B4 - QRS Prolongado devido à Falta de Condução do Impulso no Sistema Purkinje .....	13
Fig. 2B5 - Batidas Atriais e Ventriculares Dissociadas devido ao Bloqueio Cardíaco .....	14
Fig. 2B6 - Batida Prematura devido ao Foco Irritável no Coração .....	15
Fig. 3A1 - Circuito Equivalente .....	17
Fig. 3B1 - Impedância do Eletrodo versus Área do Eletrodo .....	22
Fig. 4A1 - Diagrama em Bloco do Sensor Cardíaco .....	24
Fig. 4A2 - Diagrama Esquemático do Sensor Cardíaco ..	26
Fig. 4A3 - Circuito de Modulação em Frequência .....	32
Fig. 4A4 - Forma de Onda ECG e Relativa Leitura no Galvanômetro .....	33
Fig. 4A5 - Circuito de Proteção do Medidor .....	34
Fig. 4A6 - Fonte de Potência e Circuito Medidor .....	35
Fig. 4B7 - Curva da Resposta de Frequência do Bioamplificador .....	38



Fig. 6A1 - Amplificador Básico Diferencial .....	40
Fig. 6A2 - Decomposição das Voltagens de Entrada....	41
Fig. 6A3 - Circuito Para Análise do Ponto Quiescente	42
Fig. 6A4 - Circuito Para Voltagem de Modo Diferenci- al .....	43
Fig. 6B1 - Característica de Transferência para um FET canal-N em função da temperatura ....	46
Fig. 6B2 - (a) - Entrada a FET com realimentação do modo comum (b) - Entrada a FET em "cascode".....	52
Fig. 6B3 - Circuito Simplificado da Fig. 3A1.. . . .	53
Fig. 6B4 - Estágio de entrada a FET .....	54
Fig. 6B5 - Características $v_i$ do FET .....	56
Fig. 6B6 - Geradores de ruído de amplificador .....	59
Fig. 6B7 - Gerador de corrente constante (a) circuito (b) ponto de operação selecionado em $I_c$ $v_s$ vs $V_{ce}$ .....	62
Fig. 6B8 - Seguidor de emissor .....	63
Fig. 6B9 - Circuito IC .....	65
Fig. 6B10 Análise do circuito de realimentação.....	66

## I - INTRODUÇÃO

### 1. Papel do Engenheiro Bio-médico

O que os médicos querem principalmente dos engenheiros eletrônicos, são instrumentos capazes de detectar, registrar e exibir a atividade elétrica do corpo humano. Portanto é indispensável um amplificador que satisfaça as características especiais dos sinais biopotenciais.

Os biopotenciais existem em todos os organismos vivos e são originados no homem pela atividade dos sensores do sistema nervoso, músculos e nervos. Os biopotenciais humanos podem variar desde os eventos eletro-químicos de uma célula singular até aqueles causados pela atividade de grandes agrupamentos celulares tais como o cérebro ou o tecido muscular. Os vários sinais biopotenciais têm nomes diferentes. O eletrocardiograma (ECG) é um registro da atividade elétrica do coração; o eletroencefalograma (EEG) da voltagem no cérebro; o eletromiograma (EMG) dos músculos; o eletrocugulograma (EOG) dos olhos; e o eletroretinograma (ERG) das respostas da retina à luz.

Os instrumentos para registrar os potenciais acima citados, precisam de amplificadores apropriados. Os seguintes requisitos são comuns a todos:

(1). A capacidade de amplificar sinais muito fracos na presença de fortes ruídos indicando o requisito para boas razões de rejeição de modo comum (CMRR) caso sejam usadas entradas balanceadas.

(2). Uma alta impedância de entrada, devido às altas impedâncias da fonte.

(3). A capacidade de amplificar sinais na faixa de frequências de 0,5 Hz a 50 Hz (RD 3).

### B. A necessidade de um Sensor Cardíaco Portátil.

Nos casos de disfunção cardíaca, o médico deve sempre determinar qual atividade cardíaca está ocorrendo no coração. Em tais casos, um Sensor Cardíaco pequeno, portátil, de fácil manuseio, capaz de detetar instantaneamente a atividade elétrica do coração e de indicar sua forma de onda poderia oferecer a margem de tempo necessária para evitar a morte repentina. Colocando-se um Sensor Cardíaco sobre o esterno, poder-se-ia observar um sinal do terminal bipolar pré-cardíaco cujas características exatas dependeriam de onde o probe fosse colocado sobre o tórax. Os sinais da atividade elétrica poderiam ser indicados pelos movimentos do ponteiro do medidor através de uma janela bem visível na face do instrumento e os movimentos do ponteiro indicariam ritmicamente os do ECG estilo padrão, no processo de fazer traçamentos. Assim minutos cruciais poderiam ser poupados ao se fazer um diagnóstico, pois não haveria necessidade de preparações preliminares de um ECG padrão (tais como massa de eletrodo e colocação dos terminais). O eletrocardiograma seria obtido imediatamente tanto do contato direto com a pele do paciente como através da camisa, unedecendo-se às áreas de contato. Normalmente, mesmo num hospital, são necessários de 75 a 130 segundos



para se obter uma forma de onda ECG, porém o novo instrumento, denominado Sensor Cardíaco, poderia fornecer um ECG em menos de três segundos, o que está bem dentro da margem de segurança. Se o ponteiro do medidor do Sensor portátil não se movesse, isto significaria que a atividade cardíaca teria parado, e o paciente deveria ser massageado o mais rápido possível. Se o ponteiro indicasse um modelo de fibrilação ventricular, a aplicação de um rápido contra-choque seria apropriada. Se o paciente tivesse falha no sistema respiratório, o medidor ainda acusaria atividade normal no coração.

### C. Breve Descrição do Instrumento Construído.

O Sensor Cardíaco atualmente construído é um detetor de sinal biopotencial versátil, compacto, portátil e com suprimento a bateria ( pilha ), o qual é capaz de indicar a atividade do coração, observando a forma de onda, através de um osciloscópio. O sinal de saída pode ser visto de um galvanômetro ou ouvido por intermédio de audíofone. A saída para o audíofone é um tom de áudio de frequência modulada, controlada pela forma de onda do ECG.

---

A resistência de entrada do sensor é de 25 megohms, enquanto que a banda passante é de 0,6 a 1.000 Hz. A razão de rejeição de modo comum de 74 db é conseguida para os sinais na configuração do modo balanceado.

Como uma comodidade a mais, as pilhas internas podem ser rapidamente testadas com a ajuda do medidor existente no próprio equipamento.

= 4 =

Detalhes específicos sobre a operação do dispositivo  
são dados na seção IV-D-1.



Fig. 1C1 - VISTA EXTERNA DO PROTÓTIPO DO  
SENSOR CARDÍACO MOSTRANDO A CONFIGURAÇÃO  
DO ELETRODO E O MEDIDOR DE SAÍDA.



= 6 =

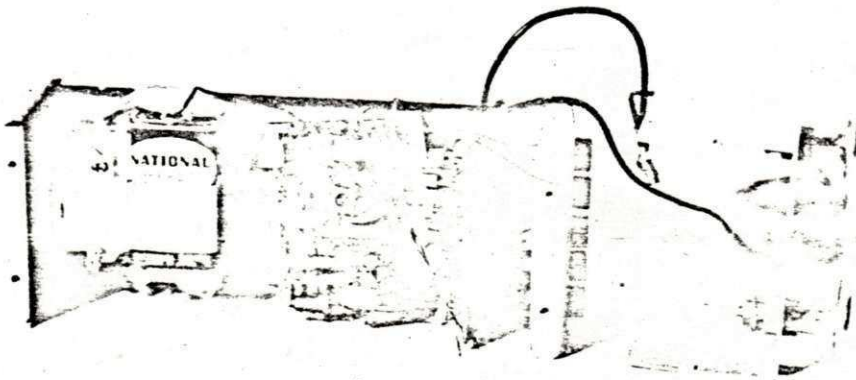


Fig. 1C2 - VISTA INTERNA DO PROTÓTIPO DO SENSOR  
CARDÍACO MOSTRANDO OS QUADROS DOS CIRCUITOS.

= 7 =

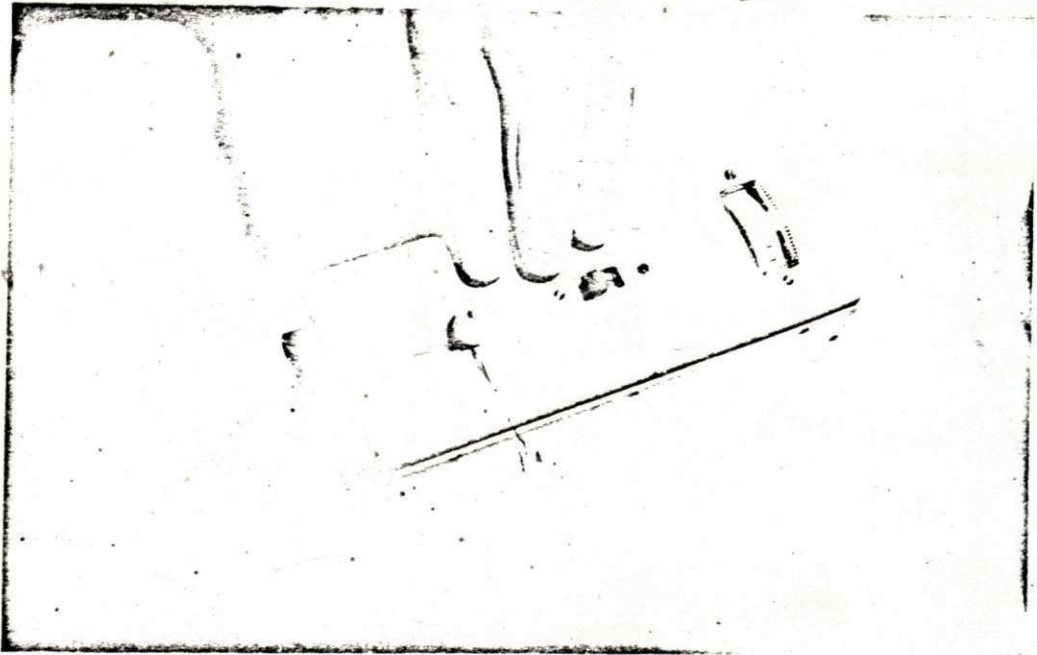


Fig. 1C3 - VISTA DO SENSOR  
CARDÍACO DURANTE O USO.

## II - ELETROCARDIOGRAMA (ECG)

### A. Fonte Eletro-química de Voltagem (Fig. 2A1)

As células cardíacas, como outros tecidos mamíferos excitáveis, têm uma composição iônica intracelular que difere daquela encontrada nos fluidos extracelulares. Para nossa consideração, os íons mais importantes são o sódio ( $\text{Na}^+$ ) e o potássio ( $\text{K}^+$ ). As grandezas relativas das concentrações destes íons são indicadas pelos tamanhos dos símbolos na ilustração (Fig. 2A1). Concentração normal intracelular de  $\text{Na}^+$  é aproximadamente trinta vezes menor que a concentração extracelular, e, por causa desta diferença e como a membrana restante é mais permeável a  $\text{K}^+$  do que a  $\text{Na}^+$ , a membrana da fibra restante está polarizada. A grandeza (módulo) da polarização (o potencial restante da transmembrana) pode ser medida inserindo um microeletrodo dentro da célula e medindo a diferença de potencial através da membrana. Isto é mostrado esquematicamente tanto com a voltagem registrada (-90 mV) como com o traçado do osciloscópio.

Com o início da excitação existe uma mudança na permeabilidade da membrana que permite os íons  $\text{Na}^+$  com carga positiva moverem-se rapidamente para baixo do seu gradiente eletroquímico, através da membrana e dentro da fibra. Este influxo repentino de carga positiva, carregado por  $\text{Na}^+$ , na verdade inverte o potencial da transmembrana de modo que a parte interna se torna 20 a 30 mV mais positiva do que a parte externa. A corrente de  $\text{Na}^+$  para o interior é representada aqui pela seta grande; a mudança resultante no potencial da transmembrana é mostrada no tra

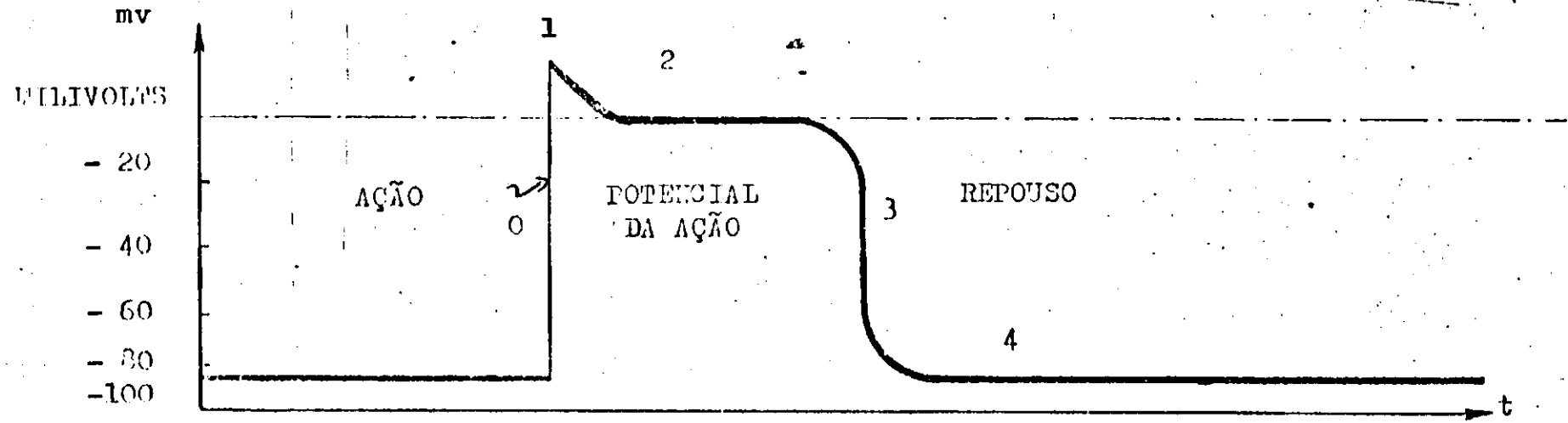


ço ascendente (fase 0) do traçado do osciloscópio. Depois da excitação existe um período de duração variável (fases 1 e 2) quando o potencial da membrana permanece próximo de zero. Este período, frequentemente descrito como o "plateau" do potencial de ação da transmembrana, resulta de um decréscimo na permeabilidade de  $\text{Na}^+$  e  $\text{K}^+$ . Subsequentemente, a repolarização ou a restauração do potencial restante normal, ocorre devido a um aumento em permeabilidade de  $\text{K}^+$  e um efluxo de  $\text{K}^+$  das células. A fase de repolarização rápida (fase 3) é seguida de um período de um potencial restante estável (fase 4) até a chegada da onda seguinte de excitação.

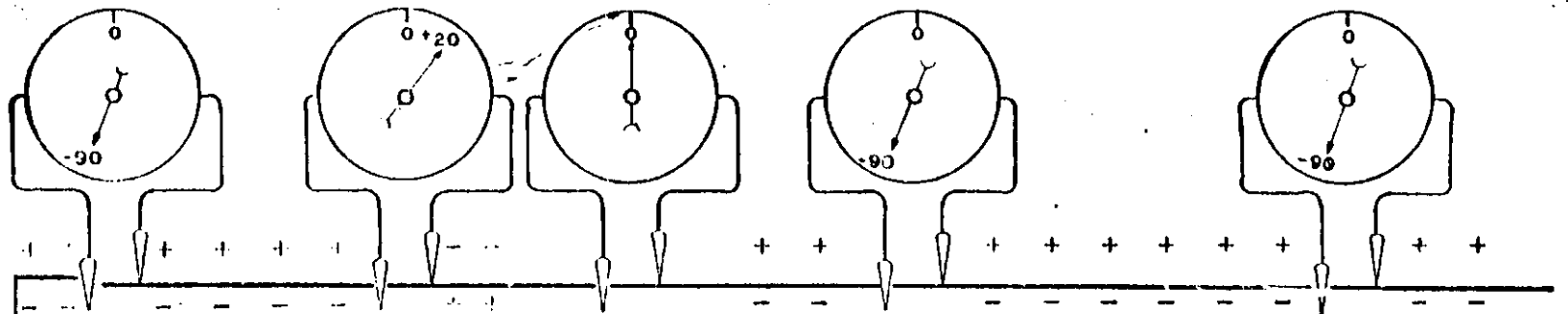
Para manter os gradientes de concentração normal para estes íons, um sistema de transporte ativo, frequentemente denominado "bomba", deve expelir o sódio que entrou e bombear para dentro uma quantidade equivalente do potássio. A bomba está representada pela roda com pedais. Os médicos cientistas ainda não entenderam exatamente como o sistema real de transporte é realizado no corpo. (5)

(5)

Fig. 2A1 - AS RELAÇÕES ENTRE A AÇÃO MUSCULAR E O BIOPOTENCIAL



FLUIDOS DO CORPO FORA DA CÉLULA



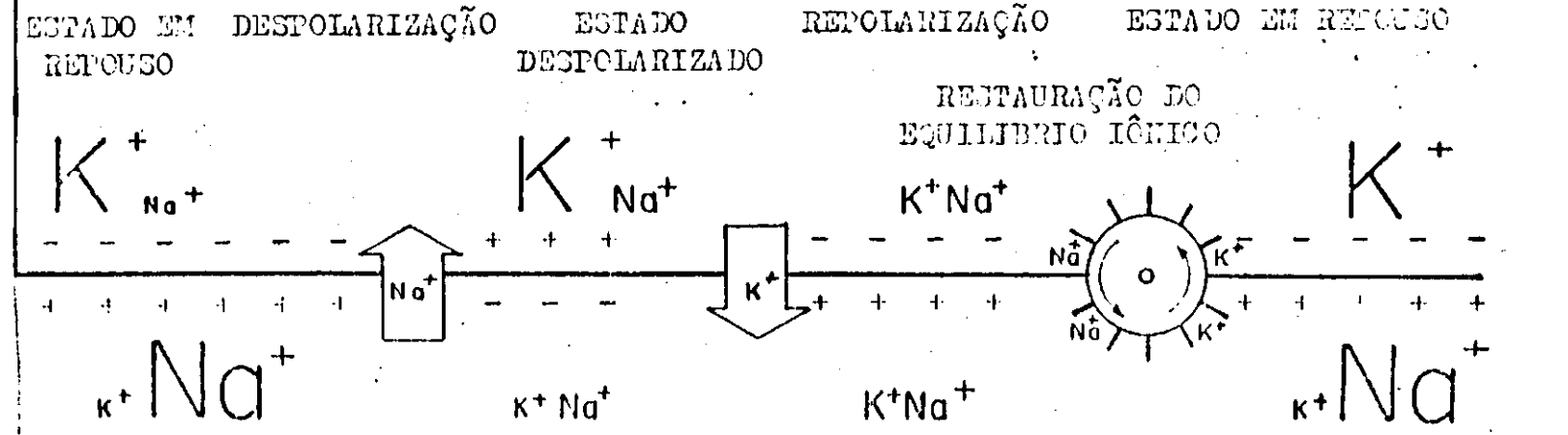
= 10 =

MEMBRANA CELULAR

CITOPIASMA

MEMBRANA CELULAR

FLUIDOS DO CORPO FORA DA CÉLULA



B. Características das Formas de Ondas ECG (3)

Um eletrocardiograma é um registro gráfico dos potenciais elétricos produzidos pelo coração. Como tal, é um instrumento muito importante para avaliar a capacidade do coração em transmitir o impulso cardíaco. Quando um impulso caminha sobre as fibras do músculo do coração, a corrente elétrica gerada pelo fluxo dos íons penetra nos fluidos vizinhos, e uma pequena parcela de corrente realmente flui até a superfície do corpo. Ao colocar-se eletrodos sobre a pele na direção do coração ou sobre qualquer um dos lados do coração, e conectando-os a um instrumento registrador apropriado, o impulso gerado durante cada batida do coração pode ser registrado.

(1). Normal. Um ECG normal é ilustrado na Fig. 2B1

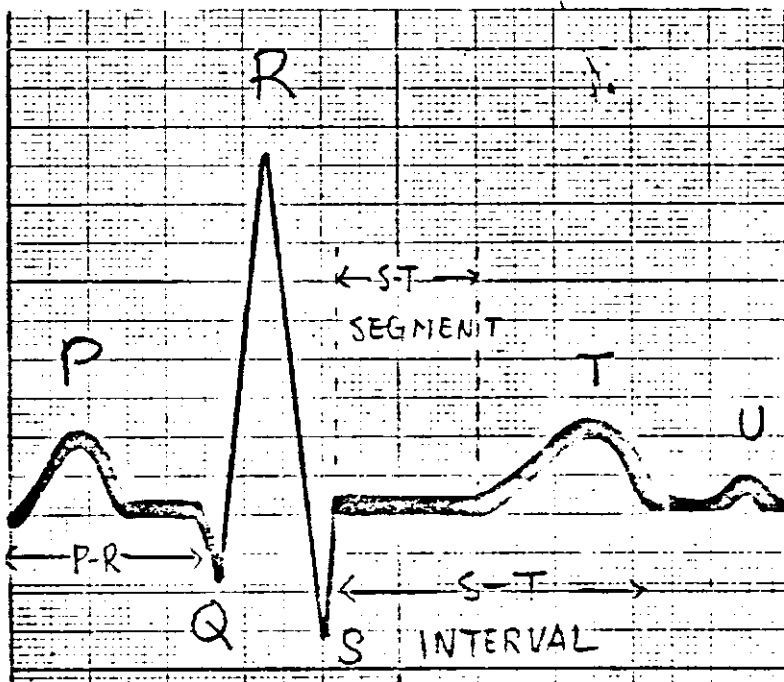


Fig. 2B1  
Forma de onda do  
eletrocardiograma  
normal.



A curva rotulada "p" é causada pela corrente elétrica espalhando-se pela superfície do corpo quando o impulso passa através dos átrios. As curvas marcadas com "Q", "R" e "S" são causadas pela passagem do impulso através dos ventrículos, e a curva "T" é causada pelo retorno de íons para dentro da fibra do músculo ventricular no fim do período refratário.

(2). Anormal. Com as anormalidades cardíacas das várias doenças, o eletrocardiograma é frequentemente diferente do normal.

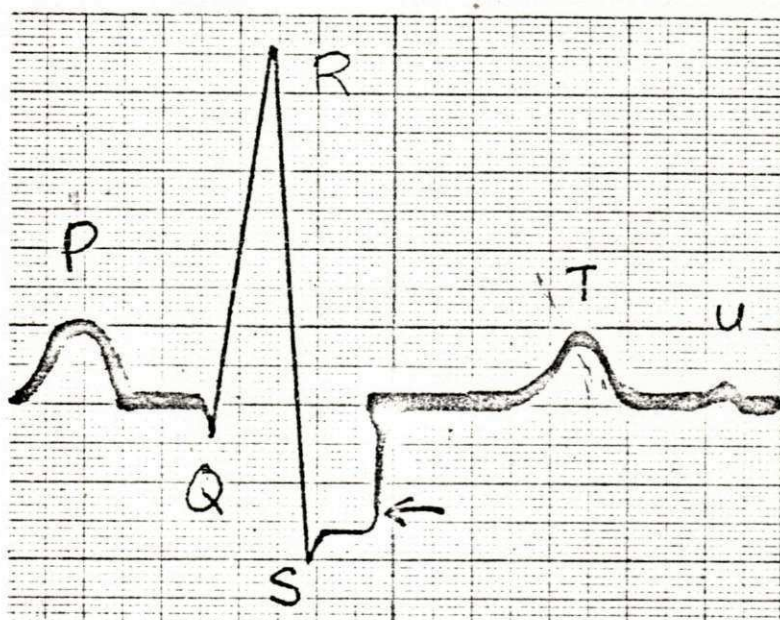


Fig. 2B2  
Segmento S-T deprimido devido ao músculo cardíaco danificado.

A fig. 2B2 mostra que, se algum músculo ventricular é danificado, a porção do eletrocardiograma entre as ondas "S" e "T" é deprimida. Isto resulta de vazamento anormal da corrente elétrica do coração entre as batidas do coração. Em geral, indica danos nas membranas das fibras do músculo ventricular, o que frequentemente ocorre quando o paciente sofre um ataque agudo de coração.



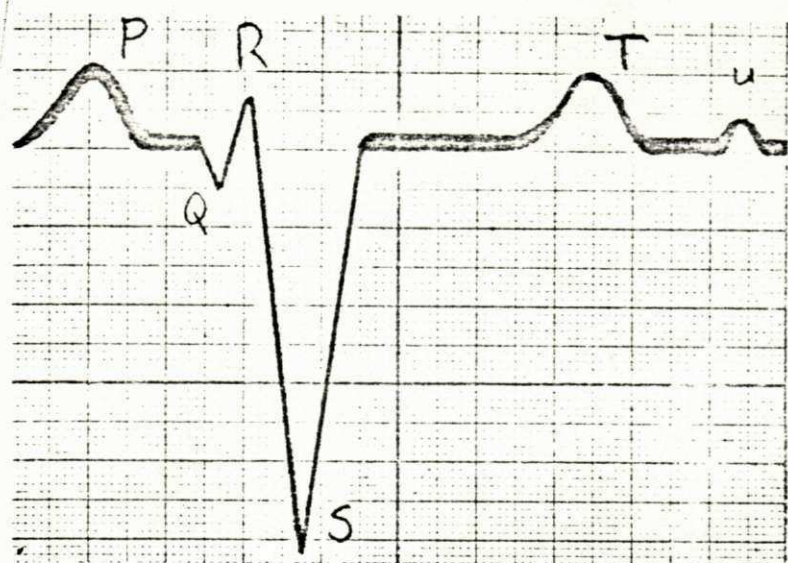


Fig. 2B3  
Razão da onda S  
a R anormal de-  
vido ao alarga-  
mento de um la-  
do do coração.

A fig. 2B3 ilustra uma onda QRS anormal com excessivo alargamento da onda S e estreitamento da onda R. Isto é causado pelo alargamento de um lado do coração, que faz fluir mais corrente daquele lado do que do outro.

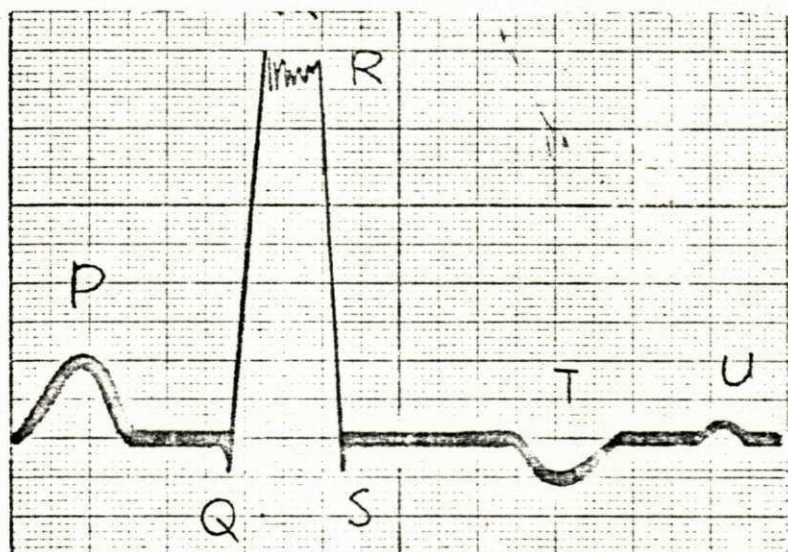


Fig. 2B4  
QRS prolongado  
devido à falta  
de condução do  
impulso no sis-  
tema Purkinje.

A fig. 2B4 mostra o que se encontra numa pessoa que tem o sistema de Purkinje parcialmente bloqueado. Neste caso, o impulso é transmitido através dos ventrículos tão lentamente que o complexo QRS dura um período prolongado de tempo e também desenvolve uma forma anormal.

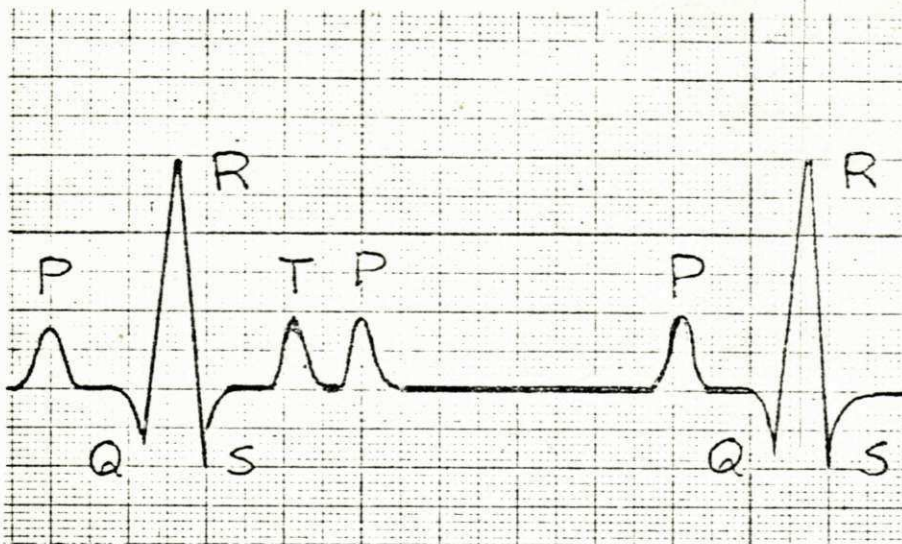


Fig. 2B5  
Batidas atriais  
e ventriculares  
dissociadas de-  
vido ao bloqueio  
cardíaco.

A fig. 2B5 ilustra o efeito de bloqueamento do impulso no feixe A-V. Embora as ondas cardíacas ocorram regularmente, não há uma relação definida com as ondas "p", sendo compensadas como mostrado na fig. 2B5. Isto significa que os átrios estão pulsando numa taxa natural de ritmo do nó S-A, enquanto os ventrículos assumem sua própria taxa rítmica.

Finalmente, a fig. 2B6 ilustra um registro, indicado pela seta, de uma batida prematura do coração. A única anormalidade aqui é que o impulso ocorre imediatamente após a última batida do coração. Isto é normalmente causado por um coração irritável resultante de fatores como o fumo excessivo, muito café, bebida, ou falta de sono.

Um estudo dessas figuras mostra como várias anormalidades das funções do coração podem ser descobertas através dos registros eletrocardiográficos, e cujo diagnóstico é desejável para todas pessoas doentes do coração. (3)



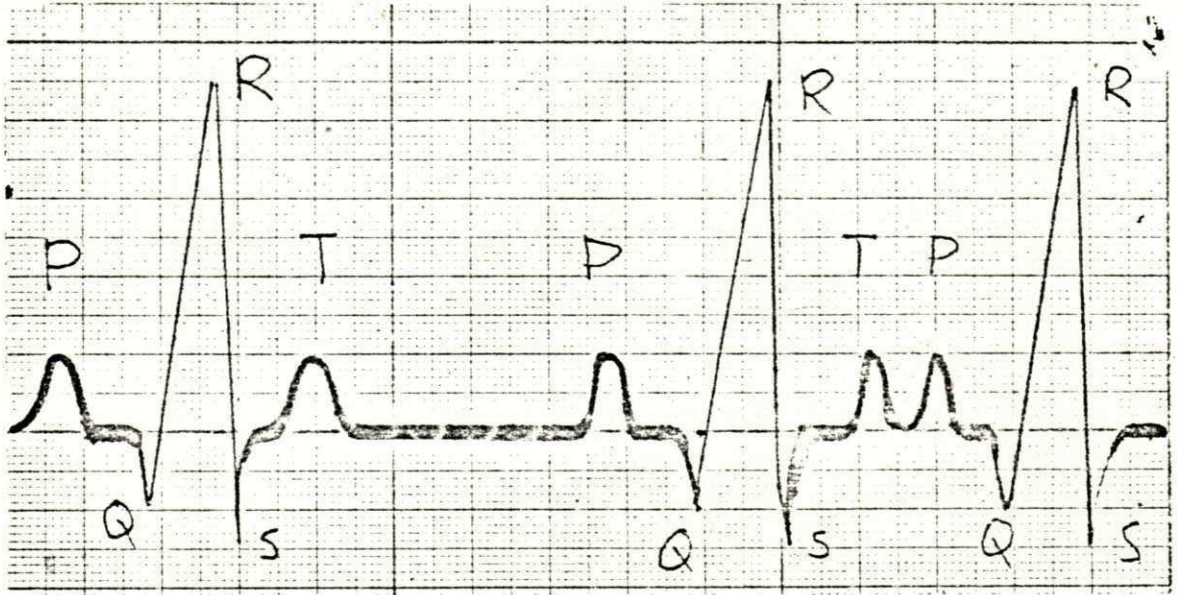


Fig. 2B6 - BATIDA PREMATURA DEVIDO AO  
FOCO IRRITÁVEL NO CORAÇÃO.

### III - CONSIDERAÇÕES DE PROJETO

As especificações para o projeto de amplificadores bio-potenciais são determinadas pelas características do sinal e pela aplicação. As características do sinal consistem de fatores, tais como nível, ruído e largura de banda. A aplicação influencia todos estes fatores e impõe outros limites de distorção, linearidade e estabilidade do ganho.

#### A. Características do Sinal de Entrada

##### 1) - Sinal Desejado

Referindo-nos à fig. 3A1 que mostra um circuito equivalente para todo o sistema, nós vemos (RD-3) que o sinal do modo diferencial é da ordem de 300 a 5000  $\mu\text{V}$  p.p. e é acompanhado, infelizmente, por um sinal de modo comum (CM) que pode ser maior várias ordens de grandeza. O sinal de modo comum indesejado, cujos componentes serão explicados posteriormente, impõe que o primeiro estágio do amplificador diferencial tenha uma grande razão de rejeição de modo comum (CMRR).

##### 2) - Ruído

A fonte de tensão de modo comum, mostrada na figura 3A1, representa os sinais espúrios, ou "ruído". (Às vezes, os sinais estranhos não são sempre de modo comum em sua totalidade, e podem aparecer como sinais de modo diferencial. Tais sinais são causados por movimentos do corpo,



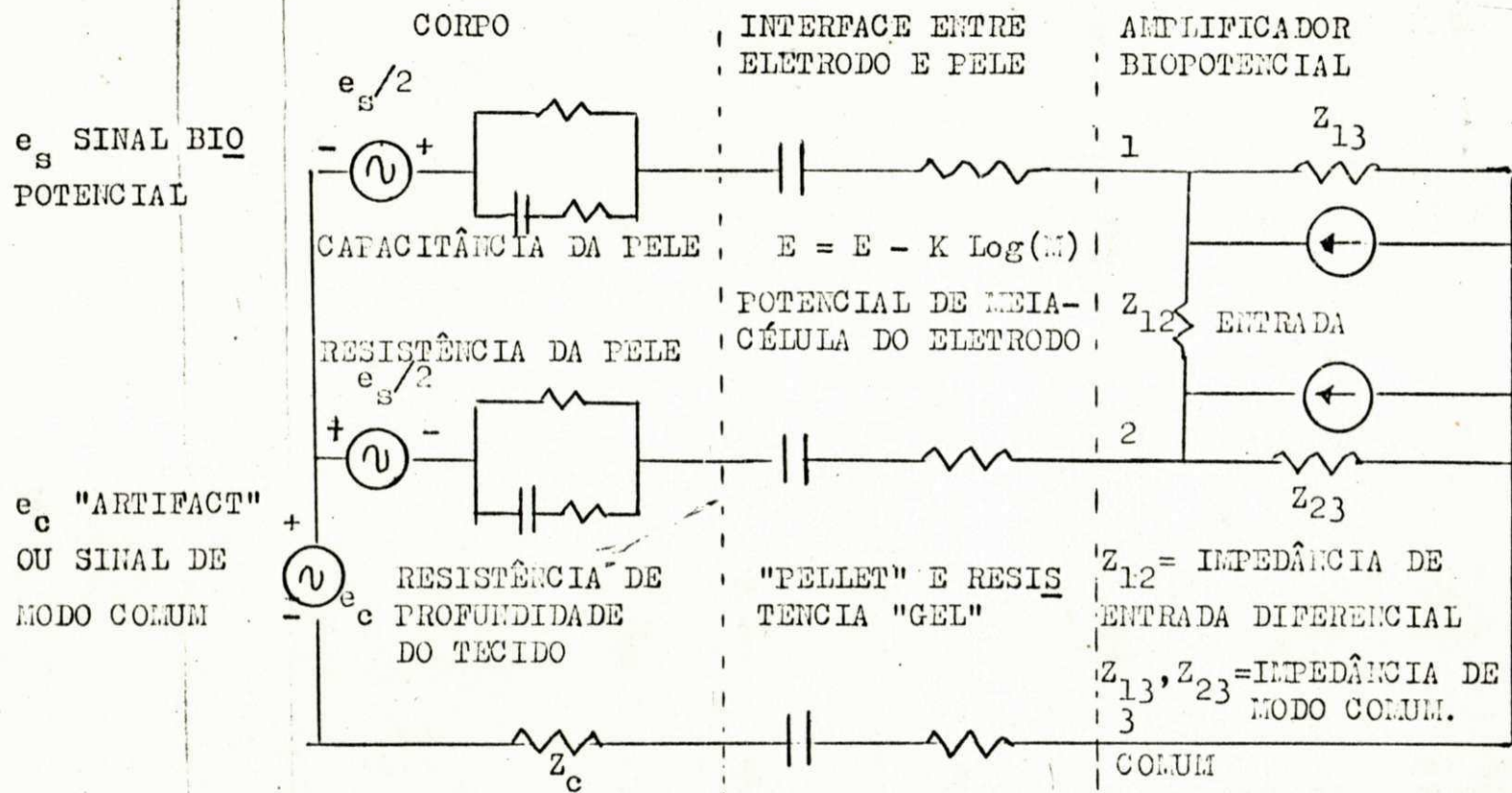


Fig. 3A1 - CIRCUITO EQUIVALENTE

Projetos equivalentes para a medida do tipo de biopotencial deve considerar as interações causadas pela fonte do biopotencial - o corpo - e a interface do eletrodo e as características do amplificador. (5)



respiração, contração muscular, etc., e muitas vezes podem tornar-se insignificantes quando o paciente permanece num estado de tranquilidade).

O maior problema com o CM é a interferência da linha externa de energia (60 Hz) na interface dos eletrodos. Sua voltagem pode alcançar até 600 mV.p.p. A interferência de 60 Hz via modo diferencial não parece ser um problema sério.

Uma outra fonte de "ruído" é causada pelo chamado potencial de meia-célula (ver seção III. B. 1. , para uma discussão sobre potenciais de meia-célula). Idealmente os potenciais de meia-célula formados em cada eletrodo se cancelam, as perturbações na distribuição iônica próximo aos eletrodos metálicos podem produzir diferenças de voltagem d-c tão grande quanto os biopotenciais ou mesmo maiores. O uso de um amplificador a-c contorna facilmente este problema particular.

## B. Características dos Eletrodos

### 1) - Potenciais de Meia-célula

Um método popular de construir eletrodos é usar um metal puro, geralmente a prata.

Mas, deve-se notar que a combinação eletrão-tecido forma uma bateria eletroquímica de meia-célula que produz

uma diferença de potencial entre o eletrodo e o tecido epitelial. Este potencial é menor que 1 volt, mas ocasionalmente pode alcançar até 3 volts (RD-1).

O fenômeno eletroquímico pode ser explicado teoricamente pela equação:



M = concentração de íons metálicos na interface  
 $e^-$  = número de elétrons.

O potencial do eletrodo é uma função logarítmica da concentração de íons metálicos, como descrito pela conhecida equação de Nernst:

$$E = E^0 + RT/F \log (M^+) \dots\dots\dots (2)$$

E = potencial observado  
 $E^0$  = potencial padrão para a meia-célula  
R = Constante universal dos gases  
T = Temperatura (Absoluta)  
F = Coulombs por equivalente (número de Coulombs necessários para uma reação, envolvendo um grama do peso atômico do elemento).  
 $M^+$  = concentração de íons metálicos (em moles)

(a) Metal Puro: Se o eletrodo é de prata, a equação torna-se:

$$E = 0,800 + 0,059 \log (Ag^+) \text{ Volts, a } 25^\circ C \dots\dots (3)$$

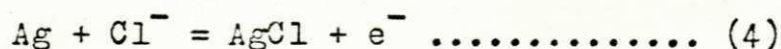
Na prática, o primeiro termo da equação,  $E^0$ , cancelaria com o termo equivalente para o segundo eletrodo, desde que qualquer medida requiera duas conexões em série. Teoricamente, o instrumento mediria uma diferença de potencial nula entre dois eletrodos idênticos colocados na pele.



Entretanto, muitos fatores, tais como desbalanceamento da resistência de contato e pressão, podem produzir voltagens variando de uns poucos microvolts até 20 milivolts d-c.

O eletrodo de prata usado neste exemplo é irrealizável. Tal eletrodo não alcançaria um potencial estável conhecido porquê a ausência de ions-prata no corpo humano impede o término da reação predizível descrita pela equação (2).

(b) Sal metálico: Cloreto de prata, é fracamente solúvel e permanece em equilíbrio como solução saturada. A equação para um eletrodo de prata-cloreto de prata é:



A concentração de íons prata é dada por:

$$(\text{Ag}^+) = K_s / (\text{Cl}^-) \dots\dots\dots (5)$$

onde  $K_s$  é o produto de solubilidade para o Cloreto de Prata. A equação do potencial elétrico então torna-se:

$$E = -0,22 + 0,059 \log (\text{Cl}^-) \text{ volts.}$$

Com o uso de Cloreto de Prata ( $\text{AgCl}$ ), o potencial é dependente da presença de Cloreto no corpo e então é previsível e capaz de alcançar um valor estável conhecido.

## 2) - Impedância

Da fig. 3A1, o modelo do corpo consiste de elementos RC paralelos, representando resistência da pele, resistência de penetração do tecido e capacitância. O valor dos parâmetros variam largamente de pessoa para pessoa e os valores não são estáveis com o tempo. Se o material do eletrodo é cuidadosamente escolhido e uma boa preparação da pele é levada a efeito, a impedância entre a pele e ele -



= 21 =

trodo pode ser reduzida a um valor muito menor que  $10^{12}$   
constante de algumas referências (6).

x = sem preparação da pele  
● = com preparação da pele

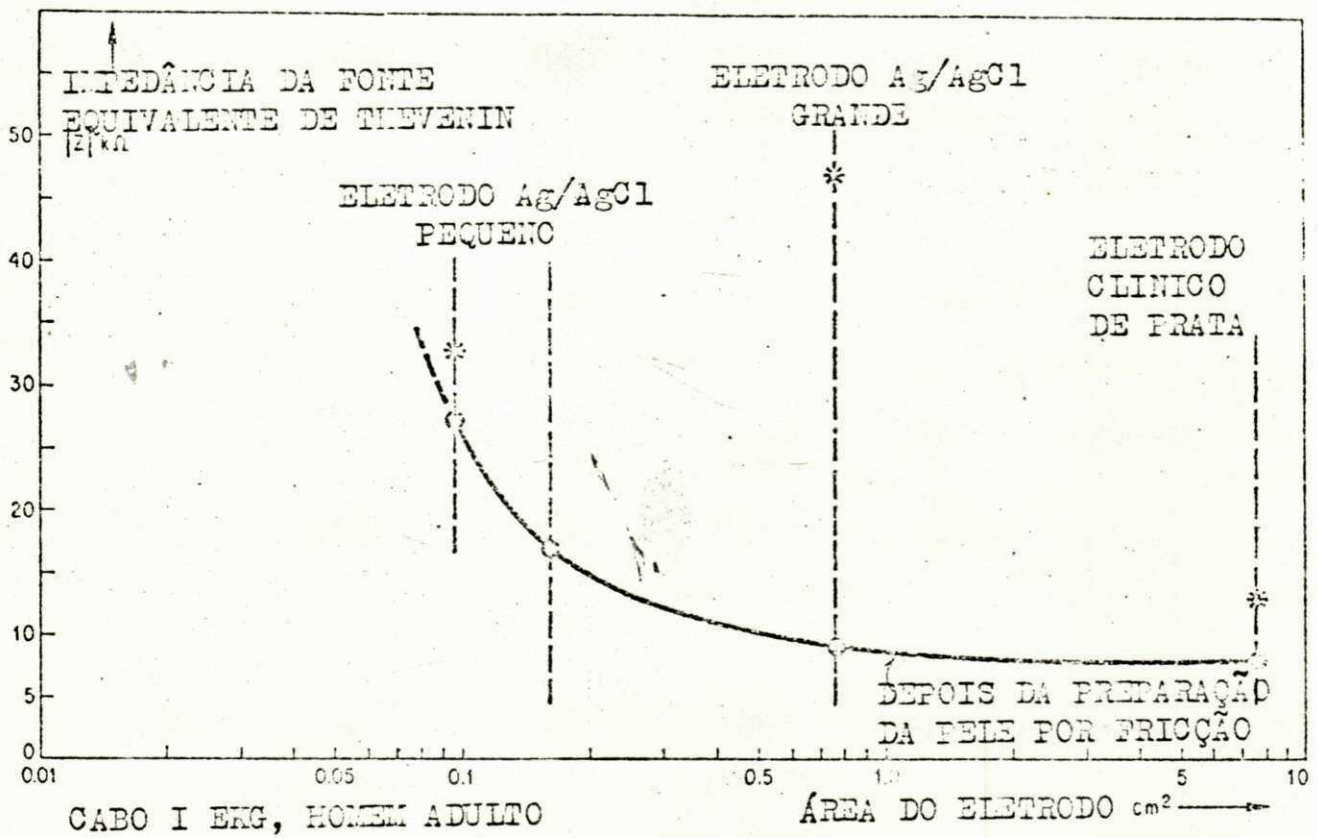


Fig. 3B1 - Impedância do eletrodo versus área do eletrodo (cm<sup>2</sup>). Para eletrodos de Cloreto de Prata, a relação entre a impedância e a área do eletrodo, é mostrada acima. A figura ilustra a importância da adequada preparação da pele (6) .

#### IV - PROJETO E CONSTRUÇÃO DO INSTRUMENTO

##### A. Especificações

É muito importante que amplificadores e eletrodos sejam projetados com cuidado. De modo a se obter bom desempenho elétrico do instrumento projetado, este deve satisfazer as seguintes especificações:

- 1) Grande razão de rejeição de modo comum / ( $> 60$  dB).
- 2) Alta impedância de entrada ( $> 20$  megohm).
- 3) Larga faixa de voltagem de modo comum ( $> 500$  mV).
- 4) Pequeno desvio térmico, pequeno "offset voltagem" ( $-50^{\circ}\text{C}$  a  $+50^{\circ}\text{C}$ ).
- 5) Mínima figura de ruído.
- 6) Baixa impedância de saída.
- 7) Bandapassante de 0,5 a 500 Hz.

##### B. Diagrama em Bloco do Circuito

O diagrama em bloco do Sensor Cardíaco é mostrado na Fig. 4A1. O primeiro estágio é um amplificador diferencial FET. É seguido de dois seguidores de emissor para fornecer sinal ao circuito integrado (IC). O IC contém três estágios adicionais de amplificação. Três saídas são fornecidas: uma, a um miliamperímetro dc; outra, a um osciloscópio opcional, e a terceira é uma saída audível, dada pela diferença entre a frequência fixa de um oscilador e a de um VCO (oscilador controlado à voltagem). A frequência do VCO é controlada pela voltagem do ECG.



ELETRODOS DE PRATA  
BIOPOTENCIAL  
CARDIACO

JAGUE  
AUXILIAR

ENTRADA PARA

OUTROS  
BIOPOTENCIAIS

+9v

0

-9v

FONTE DE TENSÃO

AMPLIFICA-  
DOR DIFE-  
RENCIAL  
FET  
( DA )  
BFW - 10

SEGUIDOR  
DE  
EMISSOR

SEGUIDOR  
DE  
EMISSOR

455 KHz  
OSC

456 KHz  
V.C.O.

MISTU-  
RADOR

FILTRO  
PASSA  
BAIXA

AUDIOFONE

I C  
MC1741C

PARA OSCILOSCÓPIO

GALVANÔMETRO

MEDIDOR  
DE  
PROTEÇÃO

= 24 =

Fig. 4A1 - DIAGRAMA DE BLOCO DO SENSOR CARDÍACO.

O sinal de saída do IC aplicado ao estágio VCO e ao circuito medidor, é projetado para 3 (três) volts pico a pico. Dessa forma, o ganho total do sensor cardíaco deve ser maior que 3000, para um sinal de entrada típico de 1 mV.

O segundo estágio é um circuito integrado do amplificador diferencial. O ganho do estágio de entrada é mantido baixo, para permitir ao amplificador operar com grandes "electrode offset voltages" e uma grande razão de rejeição de modo comum. Da consideração acima, o ganho do estágio de entrada é projetado para 8, e o do circuito integrado é aproximadamente 440. Desse modo, o ganho total do sensor cardíaco é 3520.

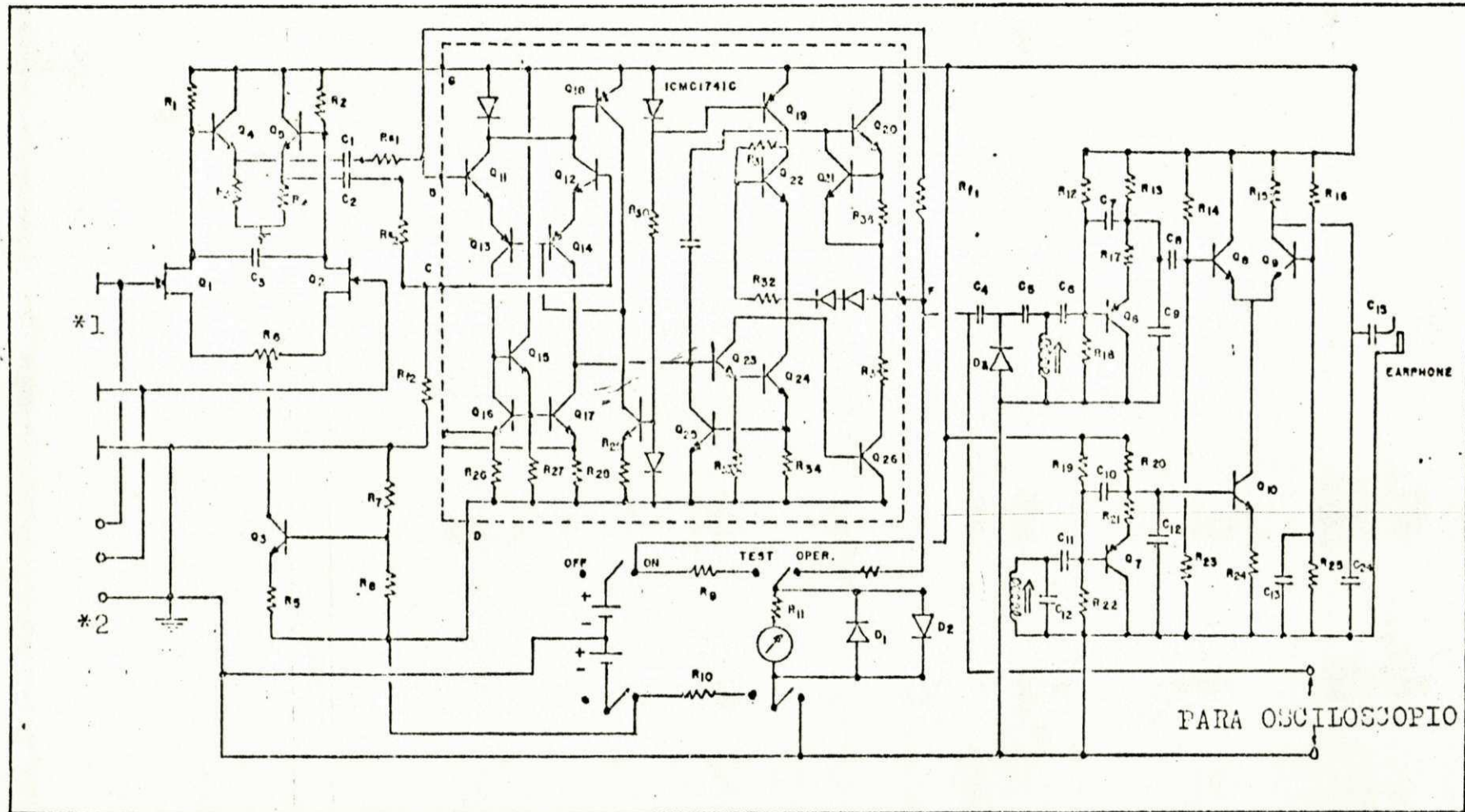
A resistência de fonte do IC deve ser pequena, de modo a manter baixo o ruído na saída, como observado da curva ruído na saída versus resistência de fonte do IC. O estágio de entrada, no entanto, necessita uma alta resistência de carga. Dessa forma, são necessários dois estágios seguidores de emissor  $Q_4$  e  $Q_5$ , para o casamento de impedâncias entre a saída do FET e entrada do estágio IC que o segue.

$Q_3$  é usado como fonte de corrente constante para o amplificador diferencial a FET, com o objetivo de obter melhor CMRR (razão de rejeição de modo comum).



Fig. 4 A2

SENSOR CARDÍACO PORTÁTIL



\*1. ELETRODOS DE PRATA PARA BIOPOTENCIAL CARDIACO

\*2. ENTRADA PARA OUTROS BIOPOTENCIAIS



### C. Resultados do Projeto

#### 1) Eletrodo

##### a) Material

Existem três eletrodos de cobre, galvanizados com prata. Dois deles são usados para a entrada balanceada do amplificador, e o terceiro é aterrado. Na prática o Ag é melhor material para eletrodo que o Ag/AgCl, pois o último é sensível à luz - o AgCl se converte em Ag.

##### b) Tamanho e Forma

Os eletrodos têm 3,5 cm de diâmetro e estão dispostos em forma triangular no fundo do sensor, como mostrado na Fig. 1C1. A distância entre dois eletrodos de entrada balanceada é 9,5 cm. Isto torna possível examinar crianças tão bem quanto adultos.

#### 2) Estágios Amplificadores

Os detalhes das fases do projeto do amplificador estão no Apêndice (VI-B). Nessa seção, serão apresentados apenas os principais resultados.

##### a) Transistor a Efeito de Campo (FET) - Estágio de Entrada

Um par de FETs é escolhido para o estágio amplificador diferencial de entrada. Eles fornecem uma alta impedância de entrada, grande CMRR, baixo ruído, e baixa corrente polarização, essencial para boa sensibilidade do amplificador. O amplificador, com entrada variável balanceada, reduzirá a corrente de dreno produzida pela voltagem de interferência. <sup>(12)</sup>

Os FETs usados são do tipo BFW-10, cujo baixo ruído à baixas frequências é apropriado para os amplificadores diferenciais. Um ponto de operação cuidadosamente escolhido ajuda a compensar o desvio térmico e faz o FET independente da temperatura. O ponto onde a corrente de dreno  $I_d$  é igual a 275  $\mu$ A é selecionado (ver detalhe de projeto IV-B). Esse ponto de operação, não só fornece mínimo desvio térmico, como também muito baixo ruído. A transcondutância  $g_m$  é 0,86 mA/V nesse ponto. Para obtenção de uma melhor CMRR, máxima oscilação, e o ganho desejado de 8, a resistência de dreno  $R_d$  é tomada 10 K ohm para o estágio a FET de entrada.

O valor de  $R_6$  controla o equilíbrio do FET. Uma resistência de 100 ohms é bastante para um par casado de FETs, embora para FETs com grandes voltagens de desequilíbrio,  $R_6$  deva ser aumentada, às custas de uma redução da CMRR.

#### Fonte de Corrente Constante

$Q_3$  é usado como resistência de fonte ( $R_s$ ) do FET no amplificador diferencial.  $R_5$ ,  $R_7$  e  $R_3$  são escolhidos para dar mesma condição quiescente a  $Q_1$  e  $Q_2$ , como o original ( $I_d$ ) etc. Da Eq. (6B10) e Eq. (6B9) a CMRR é proporcional à resistência de saída  $R_o$ , e  $R_o$  depende de  $R_e$  ( $= R_5$ ). Para uma melhor CMRR e um apropriado ponto de operação de  $Q_3$ ,  $R_5$  é escolhido 6,8 K ohm.  $R_7$  e  $R_3$  são escolhidos, da consideração de estabilidade térmica, 10 K ohm.



### Resposta em Frequência

Como mencionado, a bandapassante dos sinais do ECG vai de 0,5 a 500 Hz. Os capacitores de acoplamento,  $C_1$  e  $C_2$ , devem ser grandes o bastante para deixarem passar esses sinais de baixa frequência. Considerando-se o "recovery time", ruído, e o tamanho dos capacitores, que não podem ser muito grandes para esse pequeno instrumento, os capacitores são tomados de 50  $\mu\text{F}$ . No entanto, uma alteração pode ser feita no limite inferior da resposta em frequência, em favor do ruído e "recovery time". Mais alta frequência de corte inferior provoca mais baixos ruídos e menores "recovery times".  $C_3$  é escolhido 0,01  $\mu\text{F}$  para determinar o limite superior de resposta em frequência, que resulta em estreita bandapassante e mais baixo ruído. A faixa de passagem do circuito então vai de 0,6 a 300 Hz, que é adequado para "monitoring purposes".

### Razão de Rejeição de Modo-Comum

CMRR é a razão entre o ganho diferencial ( $A_d$ ) e o ganho de modo-comum ( $A_c$ ). Da Eq. (6B10), vemos que a resistência de fonte do amplificador diferencial é o fator mais importante na CMRR.  $Q_3$ , a parte ativa, é usado para fazer o papel de  $R_s$ . Ele apresenta resistência de saída de 7 megohms, a qual a CMRR do estágio de entrada atinge até 80 dB.

### Faixa de Voltagem de Modo-comum

Uma larga faixa de voltagem de modo-comum (CMV), torna o amplificador mais versátil. Da Eq. (6B11), vemos que se uma pequena voltagem  $V_{ce}$  do FET, é sele-



de  $G_{os}$  relativamente constante. Porém o FET tipo BFW-10 apresenta alta  $V_p$ , e dessa forma, não é muito boa para atender essa exigência.

### Figura de Ruído

A figura de ruído indica quão bom é o desempenho do amplificador em relação ao ruído. Representa a razão do ruído total rms na saída, para o ruído rms causado pela resistência de fonte de ruído equivalente,  $R_{ns}$ . A figura de ruído (NF) só é considerada, se a relação S/N de entrada é pequena. Em nossa aplicação, o menor sinal de entrada é muitas vezes maior que a equivalente contribuição de ruído do FET e resistência de fonte. Dessa forma, a otimização da figura de ruído do amplificador não é necessária.

#### b) Circuito Integrado (IC) - Estágio de Saída

A escolha do IC depende das exigências finais do circuito. O IC do tipo IC-1741 CG é usado nesse sensor, por ter uma "slewing rate" grande o bastante (0,8 V/ $\mu$ s) para satisfazer o exigido de 0,04 V/ $\mu$ s,<sup>16</sup> e ter baixa "offset current" de entrada, pela qual o equilíbrio da corrente na entrada do FET pode ser mantido.

As resistências de realimentação e série são escolhidas de 1 meg e 2,2 K ohms respectivamente, para fornecerem o ganho exigido.

A CMRR total do circuito, depende do ganho e CMRR do par de FETs, e da CMRR do amplificador de saída. A CMRR total estabelecida no sensor é de 74 dB.

Os resistores  $R_{f1}$  e  $R_{f2}$ ,  $R_{se1}$  e  $R_{se2}$  devem ser cuidadosamente selecionadas de modo a fazer as razões

$R_{f1}/R_{f2}$  e  $R_{se1}/R_{se2}$  tão iguais quanto possível. Da Eq. (6B21), quando  $R_{f1}/R_{f2} = R_{se1}/R_{se2}$ ,  $e_{oc}$  será zero.  $e_{oc}$  é o sinal de modo-comum da saída do IC. Nesse caso, uma mais alta razão de rejeição do modo-comum pode ser obtida.

### 3) Estágio FM de Tonalidade de Audio

#### a) Osciladores

Dois osciladores "Colpitts" são usados; um opera a uma frequência fixa de 455 KHz, e o outro é um "voltage controlled oscillator" (VCO) com frequência nominal de 456 KHz. Sua frequência é controlada pelo sinal de saída do bio-amplificador. Um diodo "varicap", tipo BA-102, é usado para modulação em frequência. O circuito é mostrado na Fig. 4A3. O VCO fornece uma mudança de frequência de 1 KHz/volt, levando a uma mudança de frequência de 3 KHz, quando o maior sinal esperado de 1 mV é aplicado ao instrumento.

#### b) Misturador

Um amplificador diferencial com dois osciladores como entradas é usado como misturador. Sabemos da "square law modulation theorem", quando dois sinais passam através de tal dispositivo não-linear, eles produzirão a soma e diferença de todos sinais, como 455 KHz,  $456 \pm$  KHz,  $456 \pm$  KHz + 455 KHz,  $456 \pm$  KHz - 455 KHz. Um filtro passa-baixa é colocado à saída do circuito para dar um tom FM de aproximadamente 1 KHz.



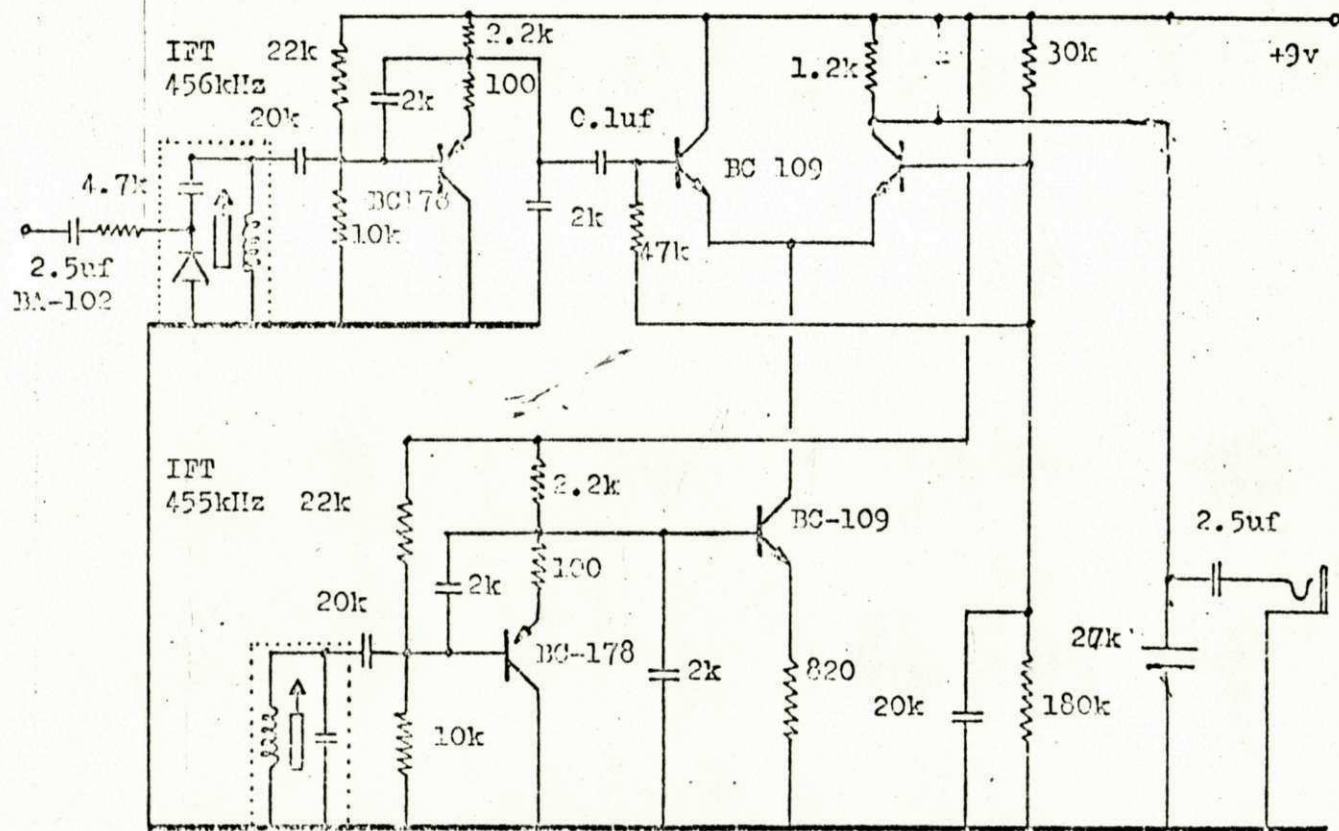


Fig. 4A3 - Circuito de F.M.



#### 4) Display

##### a) Medidor

Um miliamperímetro de ordem de 1 mA e resistência interna de 70 ohms é usado como indicador da forma de onda do ECG. O medidor é a carga do estágio IC.

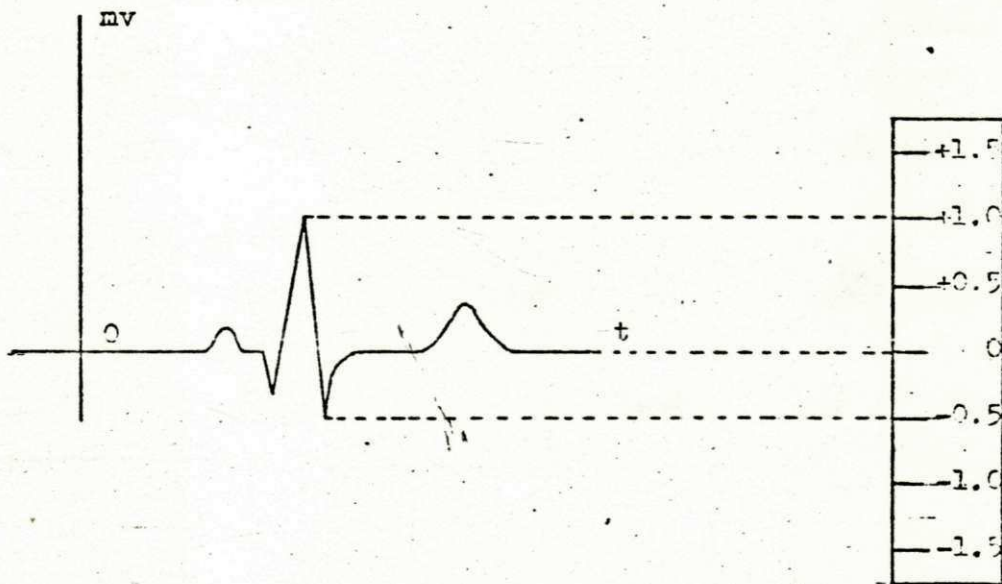


Fig. 4A4 - O ECG NORMAL E A LEITURA RELATIVA NO MEDIDOR

O medidor é protegido de dano por dois diodos e um resistor de 1,2 K ohms no circuito abaixo.

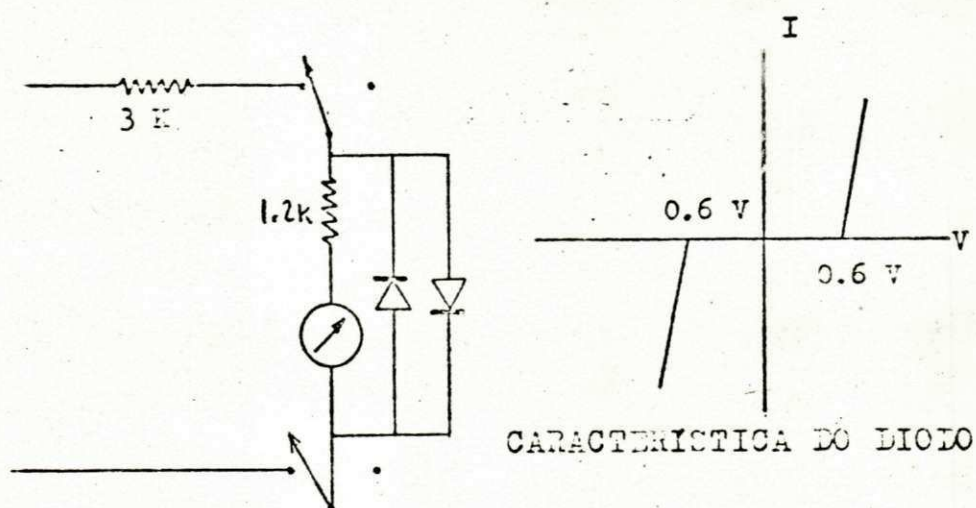


Fig. 4A5 - CIRCUITO DE PROTEÇÃO DO MEDIDOR

b) Audiofone

Como já mencionado, a saída do amplificador biopotencial não somente pode ser vista com auxílio do galvanômetro, como também pode ser ouvida por meio de um audíofone. O tom tem uma frequência média de 1 kHz com variação proporcional à voltagem instantânea do ECG.

5) Fonte de alimentação

a) Baterias

Duas baterias de 9 volts e  $15 \times 2,5 \times 4,5 \text{ cm}^3$  de tamanho são usadas no circuito, como mostrado na Fig. 4A7. Há uma pequena porta no fundo do sensor cardíaca, para que as baterias possam ser trocadas facilmente. O tempo médio de vida das baterias é de 35 horas.

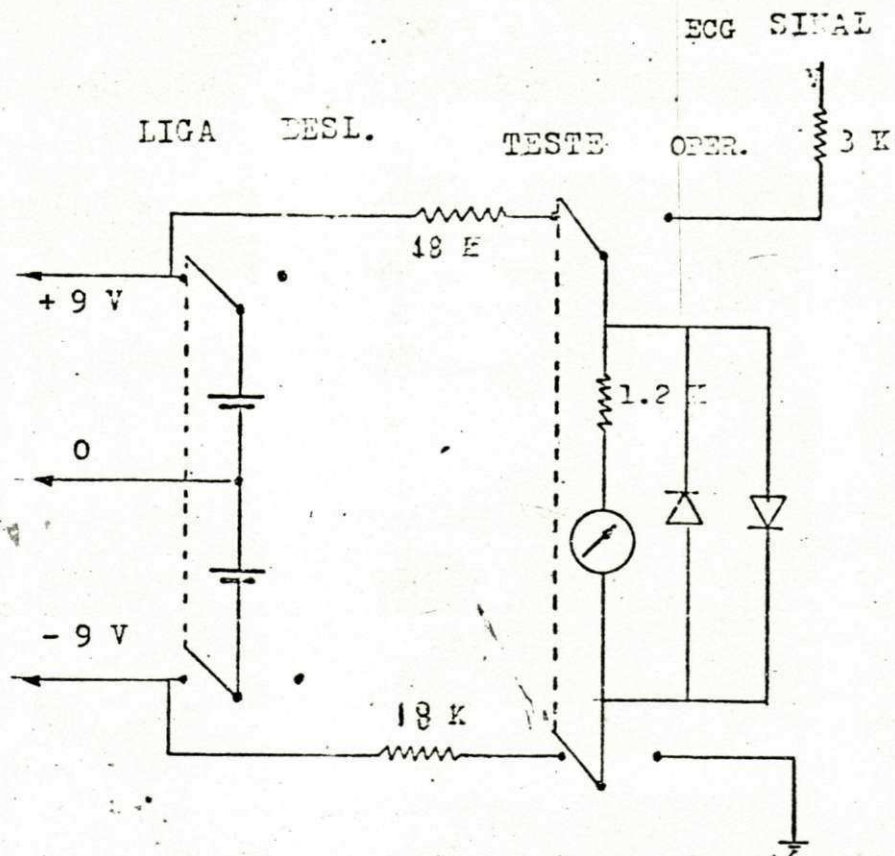


Fig. 4A6 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO E CIRCUITO MEDIDOR



b) Verificação de Bateria

Para aumentar a confiabilidade do sensor, êle deveria sempre dar uma indicação correta no mostrador, porém, isso é impossível quando a bateria está fraca. Assim, um circuito de teste de bateria se faz necessário, como mostrado na Fig. 4A6.

D. Operação e Ajustamento do Instrumento

1) Operação

a) Verificação de Bateria

- i). Leve a chave "ON OFF" para "ON".
- ii). Leve a chave do medidor para a posição de "TEST".
- iii). A leitura do medidor deve estar no marcador vermelho ou acima deste. (Se estiver abaixo da linha vermelha, significa que a bateria deve ser trocada).
- iv). Leve a chave do medidor de volta à posição "OPER"

b) Colocação sobre o tórax

Esteja certo de que os três eletrodos estão em contato com a pele tão bem quanto possível, com igual pressão.

2) Ajustamento

a) CMRR

Um resistor variável no circuito de fonte do amplificador diferencial a FET é usado para fazer o amplificador exatamente balanceado, levando a uma melhor razão de rejeição de modo-comum. Ele é ajustado à posi

ção de mínimo sinal de modo-comum na saída, enquanto dois eletrodos balanceados são conectados juntos, como um lugar de aplicação de sinal. O sinal de entrada usado é de 100  $\mu$ V p-p e 100 Hz.

b) Frequências do Oscilador

Os dois osciladores devem ser ajustados de modo a terem uma diferença de frequência de 1 KHz (frequência fixa de oscilação a 455 KHz, VCO a 456 KHz). O ajuste é feito girando o núcleo de ferro dos transformadores de F.I.



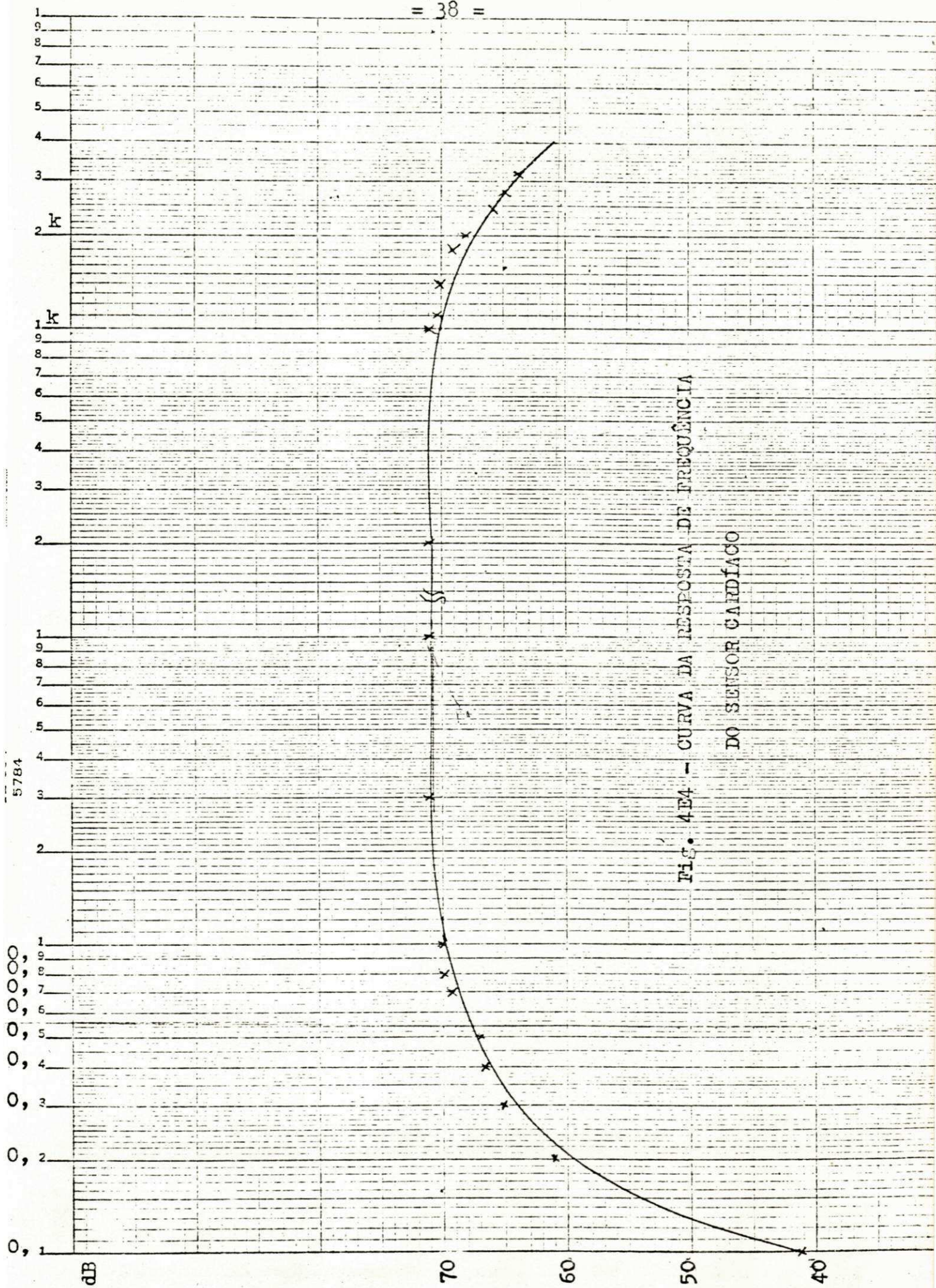


FIG. 4E4 - CURVA DA RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DO SENSOR CARDÍACO

5784



## V. CONCLUSÃO

Um pequeno Sensor portátil para obtenção quase que instantaneamente de dados ECG, foi construído e feito para utilidade médica.

Vários melhoramentos podem ser feitos no instrumento: um é substituir a chave de ligação temporária por outra que previna o uso inadvertido da bateria, e outro melhoramento é fornecer FETs casados para o amplificador diferencial de entrada.

Se este instrumento será útil ou não, somente o tempo poderá contar.

## VI - A P Ê N D I C E

### A. A Natureza dos Amplificadores Diferenciais à FET

Amplificadores diferenciais constituem uma classe especial de circuitos cuja função é amplificar a diferença entre dois sinais, independente de seus valores individuais. Sua configuração é extremamente importante em amplificadores de biopotencial.

O circuito básico de um amplificador diferencial é mostrado na Fig. 6A1. Será mostrado que a voltagem de saída é proporcional à diferença entre os dois sinais de entrada.

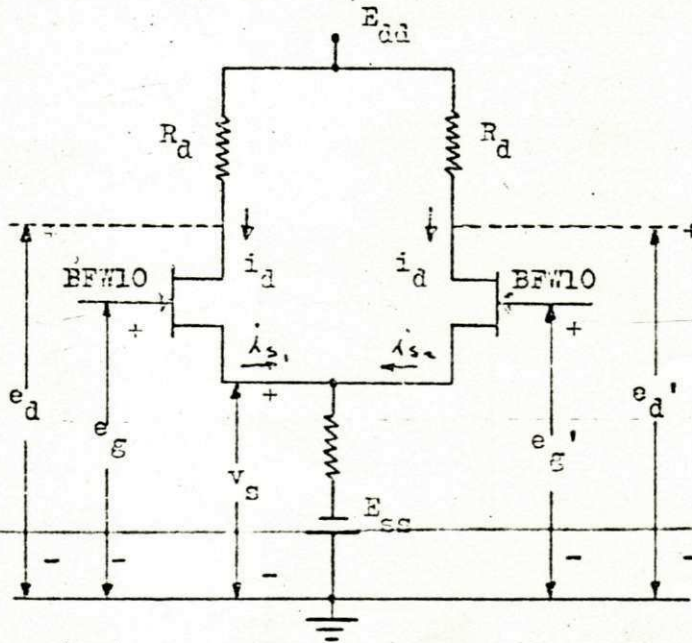


Fig. 6A1 - AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BÁSICO



O circuito será analisado inicialmente sob a suposição de que existe uma perfeita simetria, i.é, os FETs e os circuitos externos de "gate" são idênticos.

De maneira a se obter conhecimento da operação do circuito, analisaremos usando técnica padrão que enfatiza o fato de que a saída é essencialmente proporcional somente à diferença de voltagem  $e_g - e'_g$ .

A análise é iniciada expressando a voltagem de entrada em termos das componentes de modo comum e modo diferencial. A interpretação gráfica deste processo é mostrada na fig. 6A2,

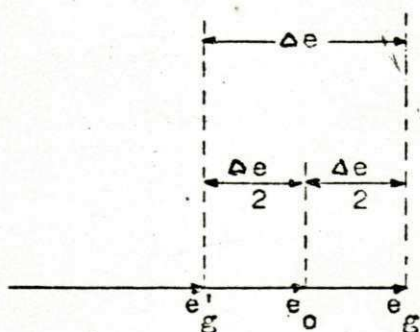


Fig. 6A2

Decomposição das voltagens de entrada.

$$\Delta e = e_g - e'_g \quad (6A1)$$

$$e_o = \frac{e_g + e'_g}{2} \quad (6A2)$$

$$e_g = e_o + \frac{\Delta e}{2} \quad (6A3)$$

$$e'_g = e_o - \frac{\Delta e}{2} \quad (6A4)$$

onde a voltagem média  $e_o$  é chamada voltagem de modo comum, e a diferença de voltagem  $\Delta e$  é chamada voltagem de modo diferencial. Da fig. 6A2  $e_g$  e  $e'_g$  podem ser expres





A condição de sinal de modo comum, é aplicada como mostrado na fig. 6A3. O sinal de modo comum no dreno é da do por:

$$e_{dc} = \frac{-\mu e_o R_d}{r_{ds} + 2R_s (1 + \mu) + R_d} \quad (6A6)$$

onde:  $\mu = g_m r_{ds}$ . Um fator de amplificação  $\mu$  é frequentemente definido como o produto  $g_m r_{ds}$ . Ele pode ser calculado diretamente pelas características de  $v_i$  usando a relação:

$$\mu = - \left. \frac{V_{ds}}{V_{gs}} \right|_{\text{ponto Q}}$$

A importância de um valor grande de  $R_s$  para reduzir a voltagem de saída de modo comum de terminal simples é ilustrada pela equação (6A6).

Na condição de sinal de modo diferencial é aplicado como mostrado na fig. 6A4. O sinal diferencial no dreno é dado por:

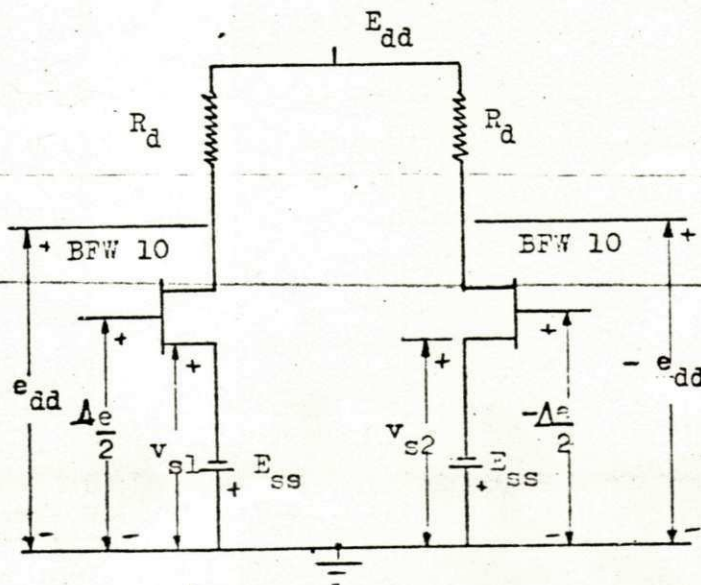


Fig. 6A4 - CIRCUITO PARA VOLTAGEM DE MODO DIFERENCIAL

= 44 =

$$e_{dd} = \frac{-\mu \frac{\Delta e}{2} R_d}{(r_{ds} + R_d)} \quad (6A7)$$

A voltagem total de dreno é encontrada somando os resultados das equações (6A6) e (6A7)

$$e_{dT} = e_{dc} + e_{dd}$$

$$e_{dT} = \frac{-\mu R_d}{r_{ds} + 2R_s(1 + \mu) + R_d} e_o + \frac{-\mu R_d}{(R_d + r_{ds})} \frac{\Delta e}{2} \quad (6A8)$$

Neste ponto é útil definirmos dois ganhos de voltagem de modo comum,  $A_c$  devido a  $e_o$ , que é:

$$A_c = \frac{-\mu R_d}{r_{ds} + 2(1 + \mu) R_s + R_d} \quad (6A9)$$

e o ganho de voltagem de modo diferencial,  $A_d$  devido a  $\Delta e$ ,

$$A_d = \frac{-\mu R_d}{(r_{ds} + R_d)} \quad (6A10)$$

logo,

$$e_{dT} = A_c e_o + A_d \frac{\Delta e}{2}$$

A voltagem de saída duplamente terminada do amplificador diferencial é:

$$e_{saída} = e_{dT1} - e_{dT2}$$

$$= (A_{c1} e_o + A_{d1} \frac{\Delta e}{2}) - (A_{c2} e_o - A_{d2} \frac{\Delta e}{2})$$



= 45 =

$$e_{\text{saída}} = (A_{c1} - A_{c2}) e_0 + (A_{d1} + A_{d2}) \Delta \frac{e}{2} = A_d \Delta e \quad (6A11)$$

onde:  $A_{c1} = A_{c2}$        $A_{d1} = A_{d2} = A_d$

$$e_{\text{saída}} = \frac{-\mu R_d}{r_{ds} + R_d} \Delta e$$

portanto:  $e_{\text{saída}} = K \Delta e = K (e_g - e'_g)$

Da equação acima, no amplificador diferencial ideal, a voltagem de saída  $e_{\text{saída}}$  é proporcional a  $\Delta e$  e somente e não depende da voltagem de modo  $e_0$ .

Também, em um amplificador diferencial  $A_{c1} - A_{c2} = 0$   
Se  $R_s$  fosse grande, então  $A_{c1}$  e  $A_{c2}$  tenderia a zero,  
assim mais seguramente  $A_{c1} \approx A_{c2} \approx 0$

B. Passagens do Projeto do Amplificador do Sensor Cardíaco

1) Estágio de Entrada a Transistor de Efeito de Campo (FET)

A seleção de um ponto de operação apropriado ( $I_d$ ,  $V_{gs}$  e  $V_{ds}$ ) para o estágio de entrada é determinado pelas seguintes considerações.

"Drift" Térmico Nulo

A Fig. 6B1 mostra a dependência da característica de transferência com a temperatura. Observe desta figura que existe um valor de  $V_{gs}$  para o qual  $I_d (= (I_d)_{ztc})$  não varia com a temperatura  $T$ . "Drift" térmico pode virtualmente ser eliminado polarizando o FET neste ponto  $Q$ , onde as curvas de temperatura se interceptam.

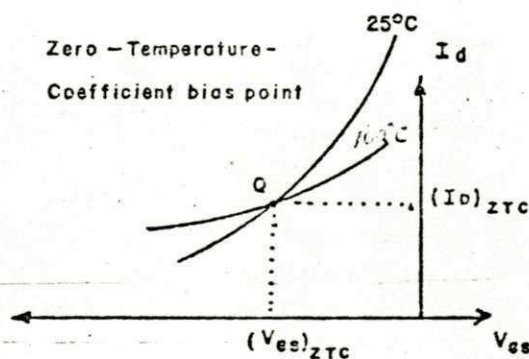


Fig. 6B1 - CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA PARA UM FET CANAL-N EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA  $T^{25}$



Quando T aumenta, os portadores diminuem de velocidade e a corrente  $I_d$  é reduzida. Verifica-se<sup>(25)</sup> que esta redução em  $I_d$  é de  $0,7\% / ^\circ\text{C}$ . Por outro lado, o decréscimo da largura da barreira do "gate-to-channel" com o aumento da temperatura leva  $I_d$  a aumentar. Verifica-se<sup>(25)</sup> que este aumento em  $I_d$  é equivalente a uma variação de  $2,2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$  em  $|V_{gs}|$ . No ponto Q, o decréscimo de  $0,7\%$  de  $I_d$  compensa o acréscimo devido à barreira. Logo:

$$0,007 |I_d| = 0,0022 g_m$$

onde  $g_m$  é a transcondutância. Portanto

$$\frac{|I_d|}{g_m} = 0,314 \text{ V} \quad (6B1)$$

Ademais:

$$I_d = I_{dss} \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \quad (6B2)$$

$$g_m = g_{mo} \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right) \quad (6B3)$$

$$\text{onde } g_{mo} = - \frac{2 I_{dss}}{V_p} \quad (6B4)$$

Destas quatro equações, nós obtemos

$$|V_p| - |V_{gs}| = 0,63 \quad (6B5)$$

$$I_d = I_{dss} \left( \frac{0,63}{V_p} \right)^2 \quad (6B6)$$

onde  $g_{mo}$  é o valor de  $g_m$  e  $I_{dss}$  é o corrente de dreno de saturação, para  $V_{gs} = 0$ .

Os valores de  $V_{GS}$  e  $I_d$  são especificados pela Eq. (6B5) e Eq. (6B6), respectivamente. Os parâmetros do 2N10, medidos a  $T = 25^\circ C$  usando um traçador de características de transistor do tipo 575 são

$$V_p = -3,3 \text{ V}$$

$$I_{dss} = 10 \text{ mA}$$

$$g_{mo} = 5,26 \text{ mA/V}$$

Substituindo  $V_p$ ,  $I_{dss}$  e  $g_{mo}$  nas fórmulas acima, obtém-se

$$|V_{GS}|_{ztc} = 3,17 \text{ V}$$

$$|I_d|_{ztc} = 275 \mu A$$

As equações (6B5) e (6B6) dão os valores de  $(V_{GS})_{ztc}$  para o desvio nulo. Com o FET polarizado nestes valores, o desvio térmico é praticamente eliminado. Neste ponto de operação, usando a Eq. (6B3), a transcondutância  $g_m$  é

$$g_m = 0,86 \text{ mA/V}$$

Para obter melhor CMRR,  $R_d$  deve ser pequeno. Para obter máxima excursão de sinal,  $V_{ds}$  deve tender a  $I_d R_d$ . Um valor adequado para  $R_d$  é 10 K ohms, e o ganho do estágio de entrada a FET é

$$A_{v1} = g_m R_d \parallel R_{in}$$

$$\approx g_m R_d = 8,6$$



Visto que  $R_{in}$  é a impedância de entrada do seguidor de emissor (EF), ela é muito grande comparada com  $R_d$ .

O desempenho elétrico e térmico pode ser aperfeiçoado usando um par casado de FETs, e montando os FETs num substrato de alumínio, para operar com apenas um desvio mínimo de temperatura. Mas como é difícil obter esta espécie de par casado, nós usamos, ao invés, um par de FETs do tipo BFV-10, que tem ruído muito baixo em baixas frequências, para o estágio de entrada do Sensor Cardíaco, como mostrado na Fig. 4A2, rotulados  $Q_1$  e  $Q_2$ .

#### Razão de Rejeição de Modo-comum (CMRR)

A CMRR tem grande importância para o amplificador diferencial porque é uma medida da habilidade do circuito em distinguir entradas diferenciais de entradas comuns.

O ganho de modo diferencial,  $A_d$ , pode ser expresso como

$$A_d = \frac{-\mu R_d}{r_{ds} + (1 + \mu)R_a + R_d} \quad (6B7)$$

onde  $R_d = R_1 = R_2$ ,

$r_{ds}$  = resistência de dreno do FET

$R_a + R_b = R_c$ , resistor variável na fonte do FET como mostrado na Fig. 6B3,

e o ganho de modo comum  $A_c$  é

$$A_c = \frac{-\mu R_0}{r_{ds} + (1 + \mu)(2R_0 + R_a) + R_d} \quad (6B8)$$

onde  $R_0$  é a resistência em modo comum de fonte do gerador de corrente constante,  $Q_3$ .

= 50 =

$$R_o \text{ é}$$
$$R_o = \frac{1}{h_{oe3}} \frac{(1 + h_{fe3})R_e + (R_b + h_{ie3})(1 + h_{oe3}R_e)}{R_e + R_b + h_{ie3} - h_{re3}/h_{oe3}} \quad (6B9)$$

onde  $R_b = R_7 || R_8$ ,  $R_a \cong R_6/2$ .

Dividindo  $A_d$  por  $A_c$ , obtém-se a CMRR,

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{r_{ds} + (1 + \mu)(2R_o + R_a) + R_d}{r_{ds} + (1 + \mu)R_a + R_d} \quad (6B10)$$

Se  $R_o$  é muito grande, então a CMRR será alta. Portanto, é usado um transistor BC-109,  $Q_3$ , como mostrado na Fig. 4A4, como gerador de corrente constante, o qual tem uma resistência de saída de 7 megohms. (Veja corrente constante). Então, a CMRR é

$$CMRR = \frac{r_{ds} + (1 + \mu)(2R_o + R_6/2) + R_d}{r_{ds} + (1 + \mu)(R_6/2 + R_d)}$$
$$= 10.300 \quad (80,6 \text{ dB}) .$$

Porém, realmente, são obtidos apenas 74 dB no Sensor Cardíaco.

Se em algumas aplicações a CMRR precisa ser alta, a realimentação do modo comum pode ser usada para aumentar a CMRR para 100 dB<sup>29</sup>, como mostrado na Fig. 6B2 (a), ou o circuito amplificador diferencial "cascode" à FET pode ser usado para aumentar a CMRR para 120 dB, como mostrado na Fig. 6B2 (b).<sup>29</sup>



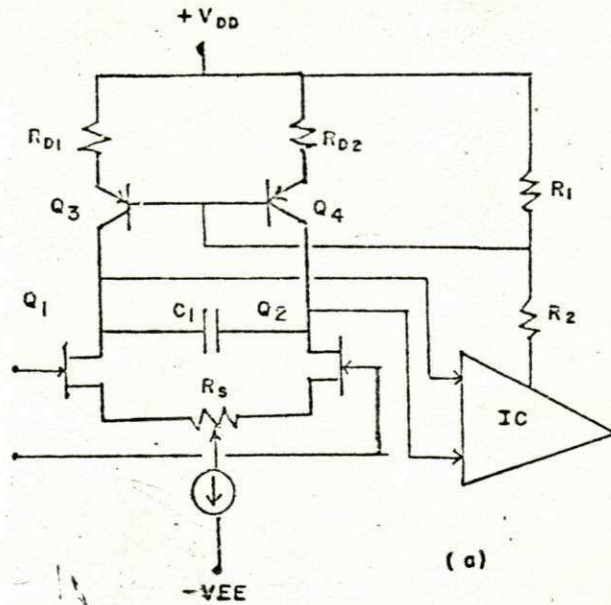


Fig. 6B2 (a) - ENTRADA A FET COM REALIMENTAÇÃO DO MODO COMUM, USANDO Q<sub>3</sub> E Q<sub>4</sub> COMO FONTES DE CORRENTE CONSTANTE.

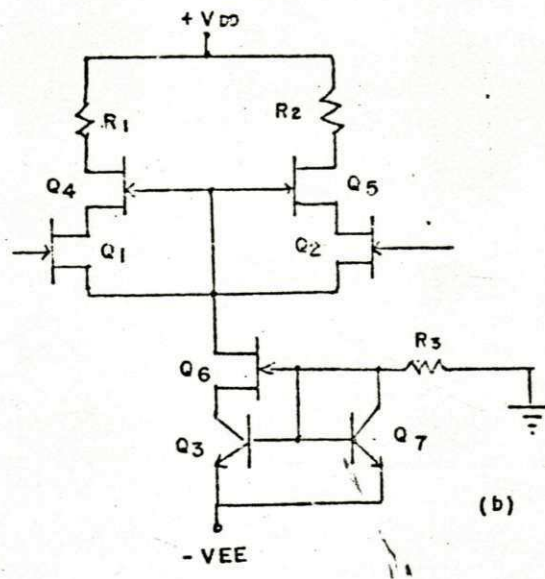


Fig. 6B2 (b) - ENTRADA A RET EM CASCODE

Efeito da Impedância de Fonte na CMRR

Se o circuito equivalente original do eletrodo-pele da Fig. 3A1 é simplificado como na Fig. 6B3, é possível calcular o efeito de desequilíbrio na CMRR devido à impedância da fonte.

Quando o carregamento de  $Z_{12}$  na voltagem de entrada  $e_{12}$  é pequeno, o circuito pode ser tratado como dois divisores de voltagem separados,  $Z_{s1}$  para  $Z_{13}$ , e  $Z_{s2}$  para  $Z_{23}$ . Uma voltagem de entrada de modo comum produzirá um erro diferencial de voltagem de entrada proporcional à diferença entre as duas razões divisoras, e a CMRR será então limitada por



$$\text{CMRR Limite} = 20 \log_{10} \left( \frac{Z_{13}}{Z_{s1} + Z_{13}} - \frac{Z_{23}}{Z_{s2} + Z_{23}} \right)^{-1}$$

Se  $Z_{13} = Z_{23}$ , e  $Z_{s1}$  e  $Z_{s2} \ll Z_{13}$ , a CMRR limite se torna simplesmente

$$20 \log_{10} \left( \frac{Z_{13}}{Z_{s2} - Z_{s1}} \right)$$

FONTE BIOPOTENCIAL

ENTRADA DE AMPLIFICADOR

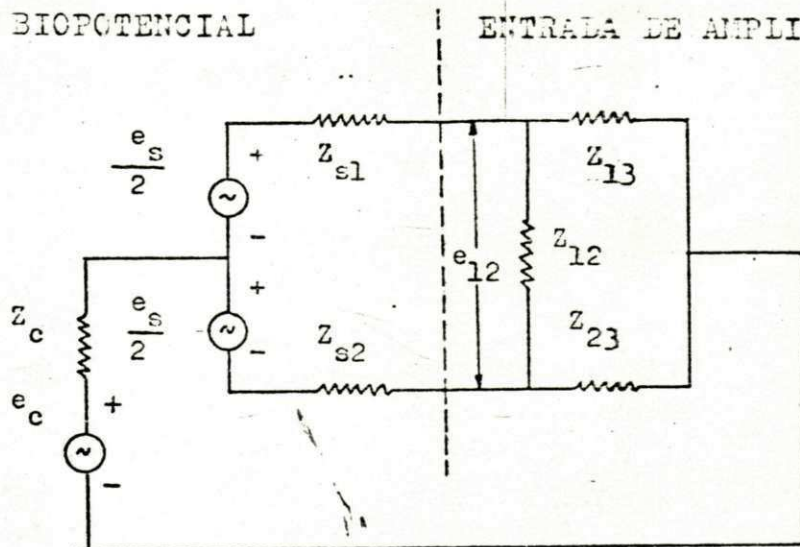


Fig. 6B3 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DA Fig. 3A1

Não importa quão boa seja a CMRR do amplificador, a CMRR efetiva ainda depende do desbalanceamento da impedância da fonte e a impedância de entrada de modo comum. Logo, a especificação para a impedância de entrada de modo comum levará em conta o desbalanceamento da impedância da fonte.

Por exemplo, um amplificador típico ECG poderia ter uma impedância de entrada de 1 megohm e uma CMRR de 100 decibéis. Mas, em operação, desbalanceamentos de eletrodos de 5 kilohms não são incomuns, e a CMRR efetiva em tal caso é limitada em 46 dB.





está abaixo de alguns kilohms. Se nós selecionamos bastante cuidadosamente FETs com diferença entre  $V_{GS1}$  e  $V_{GS2}$  menor do que 10 mV,  $R_{GSa}$  e  $R_{GSb}$  não precisam ser de mais de 50 ohms, porque

$$I_d R_{GSa} \text{ (or } R_{GSb}) = 275 \times 10^{-6} \times 50 = 13,75 \text{ mV} > 10 \text{ mV.}$$

Para FETs com maiores desbalanceamentos de voltagem,  $R_G$  precisa ser aumentada às custas de uma reduzida CMRR. No sensor, um potenciômetro  $R_G$  de 100 ohms é usado para controlar o equilíbrio. É ajustado para maximizar a CMRR. Isto é completado aplicando uma entrada de modo comum, e ajustando  $R_G$  para saída mínima de cada dreno do amplificador diferencial. Desde que os resistores  $R_{GSa}$  (ou  $R_{GSb}$ ) de fonte são muito menores que os resistores de dreno  $R_d$ , uma ligeira mudança em  $R_G$  não afetará apreciavelmente as correntes de dreno.

Aqui,  $Q_1$  e  $Q_2$  (BFW-10) devem ser escolhidos o mais semelhantes possível, de tal forma que o resistor de fonte seja ajustado adequadamente por um resistor  $R_G$  menor do que 100 ohms.

#### Faixa da Voltagem de Modo Comum (CMV)

As características do FET mostradas na Fig. 6B5 são comumente divididas em duas regiões, a região de triodo e a região de "pinch-off". As duas regiões estão separadas pela curva tracejada, que é o lugar geométrico dos pontos de pinch-off. Pode ser visto que a variação da voltagem de modo comum é uma função da voltagem de pinch-off. Um baixo valor de  $V_p$  permite larga excursão em  $V_{ds}$ . Idealmente,  $V_p$  po

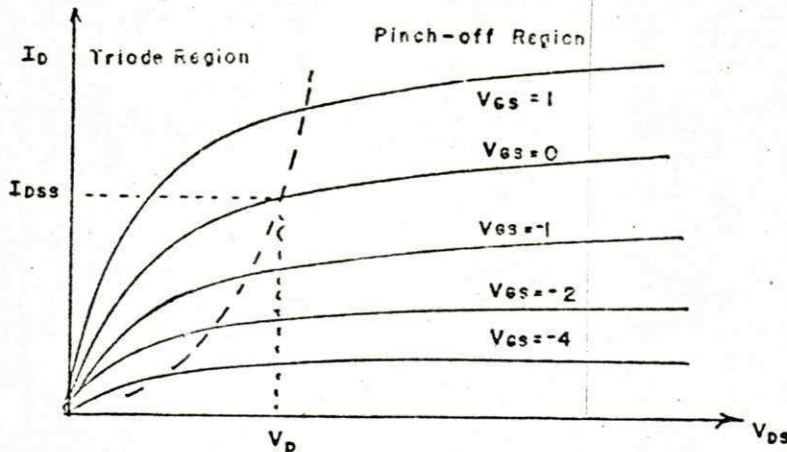


Fig. 6B5 - CARACTERÍSTICAS VI DO FET

de ser menor do que 1 V para extensa excursão de CMV. Uma pequena  $V_p$  também ajuda a CMRR, tornando a condutância de saída  $G_{os}$  relativamente constante.

Voltagem positiva de modo comum é <sup>(16)</sup>

$$CMV = V_{dd} - V_{rd} - 2V_p \quad (6B11)$$

onde  $V_{rd}$  é a voltagem através de cada resistor de dreno,  $R_{d1}$  ou  $R_{d2}$ . Uma larga variação de CMV é outra característica altamente desejável - quanto maior esta variação, mais versátil é o amplificador. Mas o BTW-lo, que tem  $V_p$  alta, não é aconselhável para grande variação de CMV.

#### Características de Ruído

O FET ostenta excelentes características de ruído. A principal fonte de ruído no FET são os ruídos térmicos do canal condutor, o ruído "shot" causado pela corrente de fuga da porta, e o ruído 1/f cau-



sado pelos efeitos de superfície.

a) Ruído Térmico <sup>(15)</sup>

O ruído térmico é

$$e_{th} = 2 (KT R_{ns} \Delta f)^{1/2} \quad (6B12)$$

onde  $K$  = constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  joule/K)

$R_{ns}$  = a resistência equivalente do ruído

$T$  = temperatura ambiente em graus Kelvin ( $300^\circ K$ )

$\Delta f = f_2 - f_1$  bandapassante em Hz.

que dá o mesmo ruído por unidade de banda passante em qualquer ponto do espectro. O valor rms da voltagem de contribuição para o ruído térmico é

$$\begin{aligned} E_{th} &= \left( \int_{f_1}^{f_2} e_{th}^2 df \right)^{1/2} \\ &= \left( e_{th}^2 (f_2 - f_1) \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (6B13)$$

Como  $f_1$  é muito baixa,

$$E_{th} \cong e_{th} \times (f_2)^{1/2}. \quad (6B14)$$

É óbvio que a banda passante do amplificador deve ser tornada o mais estreita possível (sem introduzir excessiva distorsão em frequência). Dependendo das especificações, a banda passante do sinal cardíaco é de 0,5 a 500 Hz. Portanto, um capacitor  $C_3$  de 0,01  $\mu F$  é usado no amplificador diferencial (DA) para reduzir  $f_2$ ,

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(2R_d C_3)} = 796 \text{ Hz.},$$

desde que  $r_{ds} + (1 + u) R_s \gg R_d$ ,

onde  $R_d = 10 \text{ K ohms}$  (resistência de dreno do DA a FET)  
 $C_3 = 0,01 \text{ uF}$   
 $R_s =$  resistência de fonte do FET  
 $r_{ds} =$  resistência ativa de dreno canal do FET.

b) Ruído "shot"

A corrente de ruído "shot" devida à coleção de portadores randômicos através da junção é dada por<sup>23</sup>

$$i_{sh} = (2q i_s \Delta f)^{1/2} \quad (6B15)$$

onde  $i_s =$  corrente direta ou reversa da porta  
 $q =$  carga do elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  Coulomb)  
 $\Delta f =$  banda passante efetiva do ruído em Hz.

c) Ruído 1/f

A voltagem de ruído 1/f para o amplificador é

$$e_f = K (1/f)^{1/2} \quad (6B16)$$

onde  $K =$  constante.

O valor rms de  $e_f$  se torna

$$E_f = K \left( \int_{f_1}^{f_2} df/f \right)^{1/2}$$


---


$$= K \left| \ln (f_2/f_1) \right|^{1/2} \quad (6B17)$$

Desde que  $(\ln 10)^{1/2} = 1,52$ , temos

$$E_f = 1,52 K \text{ por década.}$$

O amplificador diferencial a FET pode ser representado por um gerador-série de voltagem de ruído



e um gerador-"shunt" de corrente de ruído na entrada de um amplificador ideal sem ruído, como mostrado na Fig. 6B6,

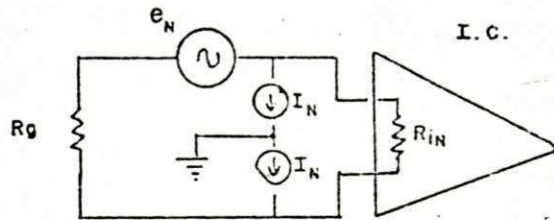


Fig. 6B6 - GERADORES DE RUÍDO DE AMPLIFICADOR

O ruído amplificador (NF) é simplesmente  $F$ , expresso em decibéis.

Para uma configuração invertida:

$$R_{ns} = R_s,$$

onde  $R_s$  é a resistência interna do gerador de sinal. Então, o fator de ruído<sup>(27)</sup> é

$$F = 1 + \frac{1}{4kTR_s} (i_n^2 R_s^2 + e_n^2) \quad (6B18)$$

A expressão para a figura de ruído (NF) é

$$NF = 10 \log \left\{ 1 + \frac{1}{4kTR_s} (i_n^2 R_s^2 + e_n^2) \right\} \quad (6B19).$$

Otimizando  $R_s$ , a figura de ruído pode ser minizada para melhor performance do amplificador. Encon

tra-se o  $R_G$  ótimo derivando F em relação a  $R_G$  e igualando a zero

$$\frac{d F}{d R_G} = \frac{i_n^2 R_G^2 - e_n^2}{4kTR_G^2} = 0 .$$

Resolvendo para  $R_G$ , encontra-se:

$$(R_G)_{\text{ótimo}} = e_n / i_n .$$

Usando este valor para minimizar a figura de ruído,

$$(NF)_{\text{mín.}} = 10 \log (1 + e_n i_n / 2kT) .$$

Das características do BFW-10,

$$e_n = 38 \times 10^{-9} \text{ V} / (f \text{ Hz})^{1/2}$$

$$i_n = 6 \times 10^{-15} \text{ A} / (f \text{ Hz})^{1/2} .$$

$$\text{Então, } (R_G)_{\text{ótimo}} = 38 \times 10^{-9} / 6 \times 10^{-15} = 6,3 \text{ Mohm}$$

$$(NF)_{\text{mín}} = 10 \log (1 + e_n i_n / 2kT)$$

$$= 10 \log \left( 1 + \frac{38 \times 10^{-9} \times 6 \times 10^{-15}}{2 \times 300 \times 1,38 \times 10^{-23}} \right)$$

$$= 1,2 \text{ dB} .$$

Entretanto, a consideração sobre NF é importante apenas se a razão de entrada S/N é pequena. Em nossa aplicação, o menor sinal de entrada é algumas ve-



zes a equivalente entrada em ruído fornecida pelo FBT e pela resistência da fonte. Portanto, a otimização da NF do amplificador não é requerida.

#### Fonte de Corrente Constante

Da Eq. (6B10), observa-se que a CMRR aumenta com  $R_o$ , que é a resistência de saída de  $Q_3$ . Existem limitações práticas na magnitude de  $R_s$ . Devido à queda de voltagem DC quiescente nele, a fonte supridora  $-V_{EE}$  deve tornar-se excessivamente grande à medida que  $R_s$  aumenta, a fim de manter a corrente quiescente em seu valor estabelecido. Portanto,  $R_o$  é usado em lugar de  $R_s$ , como mostrado na Fig. 6B7 (a), para fornecer uma fonte de corrente constante ao DA.  $I_{c3}$  é aproximadamente constante porque a base é polarizada a uma voltagem constante:

$$V_{b3} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \times V_{EE} .$$

$V_{b3}$  é escolhido 4,5 V, de modo que o ponto de operação esteja na parte de menor inclinação da curva de  $I_c$  vs  $V_{ce}$  (i.e.,  $V_{ce} > V_{e3}$ ) como mostrado na Fig. 6B7 (b).

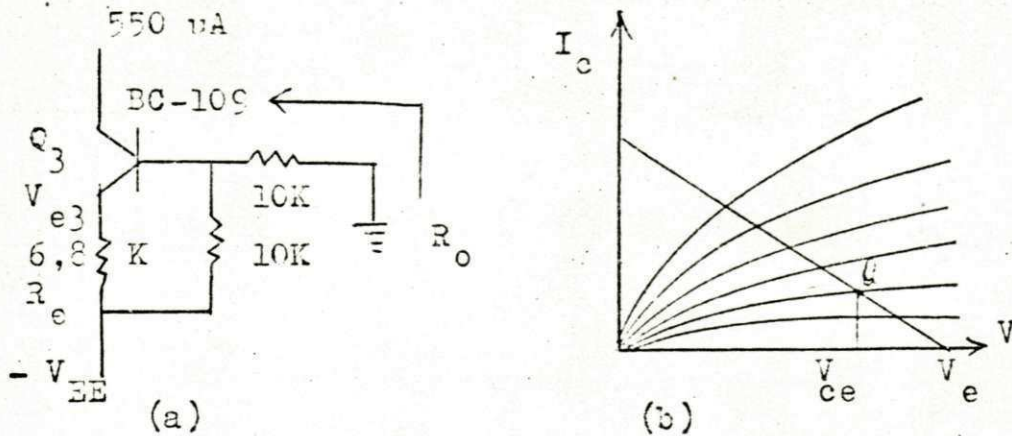


Fig. 6B7 - GERADOR DE CORRENTE CONSTANTE (a) CIRCUITO, (b) PONTO DE OPERAÇÃO SELECIONADO EM  $I_c$  VS  $V_{ce}$

O valor requerido para  $R_e$  é

$$R_e = \frac{V_{b3} - V_{be}}{2I_d} = \frac{4,5 - 0,7}{550 \times 10^{-6}} \approx 6,8 \text{ K ohm.}$$

Para melhor estabilidade,  $R_b (=R_7 || R_8)$  é escolhido ser 5 K ohm, dando  $R_7 = R_8 = 10 \text{ K ohms}$ . Pela Eq. (6B9), a impedância de saída é

$$R_o = \frac{1 (1+h_{fe3})R_{e3} + (R_b+h_{ie3})(1+h_{oe3}R_{e3})}{h_{oe3}(R_{e3}+R_b+h_{ie3}-h_{re3}h_{fe3}/h_{oe3})}$$

= 7 Megohms

Seguidor de Emissor (EF)

$Q_4$  e  $Q_5$ , do tipo BC-109, são dois estágios seguidores de emissor. Para obter alta impedância de entrada, melhor estabilidade e um valor apropriado de  $I_c$ , o resistor  $R_e$  é escolhido ser 2,7 K ohms. Co



= 63 =

mostrado na Fig. (6B8), a impedância de entrada do EF é dada por

$$R_i = h_{ie4} + (1 + h_{fe4})(R_{e4} || R_{se})$$
$$= 730 \text{ Kohms.}$$

onde

$$i_{eq4} = 2 \text{ mA}$$
$$h_{ie} = 10 \text{ K ohms}$$
$$h_{fe} = 600$$
$$R_{se} = 2,2 \text{ K ohms}$$
$$R_e = 2,7 \text{ K ohms}$$

e a impedância de saída do EF é

$$R_o = \frac{h_{ie4} + R_d || (r_{ds} + (1 + \mu) R_s)}{1 + h_{fe}} || R_{e4}$$
$$= 39 \text{ ohms}$$

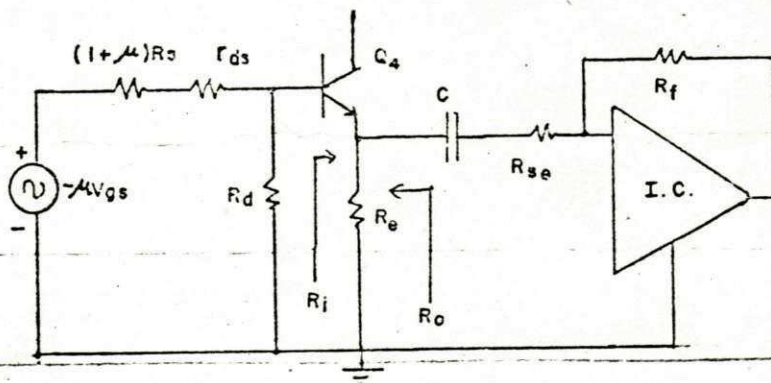


Fig. 6B8 - SEGUIDOR DE EMISSOR

onde  $R_d = 10 \text{ K ohms}$  (resistência de dreno do DA)  
 $r_{ds} = 83 \text{ K ohms}$  (resistência do dreno-canal do FET)  
 $\mu = 100$  ( $\mu = g_m r_{ds}$  no FET)  
 $R_s = 7 \text{ Megohms}$  (resistência de saída de  $Q_3$ )

## 2) Segundo e Terceiro Estágios IC

### a) Amplificador Diferencial IC

Um IC do tipo IC-1741 CG, que tem características de alta CMRR (90 dB), alto ganho de tensão de malha aberta (100.000), e baixa impedância de saída (75 ohms), é usado para saída final. Para operação como amplificador diferencial, as conexões para o IC são como mostradas na Fig. (6B9). O ganho com resistores, como mostrado abaixo, é dado por:

$$e_o = \frac{R_f}{R_{se} + r_o} (e_g - e'_g) \quad (6B20)$$

onde  $e_g = e_c + e_d / 2$

$$e'_g = e_c - e_d / 2$$

$r_o$  é a impedância de saída do seguidor de emissor, com a resistência de emissor  $R_e$  em paralelo.  $R_{se}$  é resistência-série de entrada do amplificador diferencial IC.



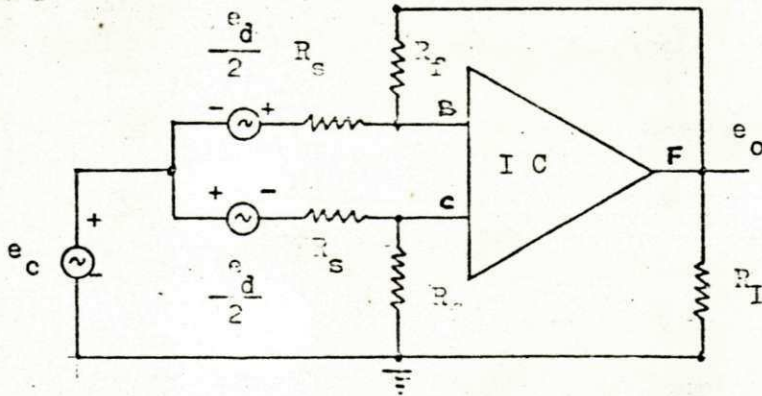


Fig. 6B9 - CIRCUITO IC

O ganho do estágio de IC ( $A_{v2}$ ) é requerido a ser 400 ou mais (veja IV-B). Da Eq. (6B20), êle é dado por

$$A_{v2} = \frac{-R_f}{r_o + R_{se}}$$

O valor de  $R_{se}$  deve ser adequadamente escolhido. Se êste for pequeno demais ( $R_e$  - resistência emissora do seguidor de emissor,  $\gg R_{se}$ ), êle sobrecarregará o EF; se for grande demais, a possibilidade de oscilação é aumentada. 2,2 K ohms provou ser um valor adequado. Então, o valor requerido de  $R_f$  é

$$R_f = A_{v2}(R_{se} + r_o) = 400 \times (2,2 + 0,039)$$

$$\cong 880 \text{ K ohms.}$$

Na verdade,  $R_f = 1$  Megohm foi escolhido. Então, o ganho do IC é

$$A_{v2} = 466$$

b) A Escolha de Componentes

A expressão do sinal de saída em modo-comum é derivada de:

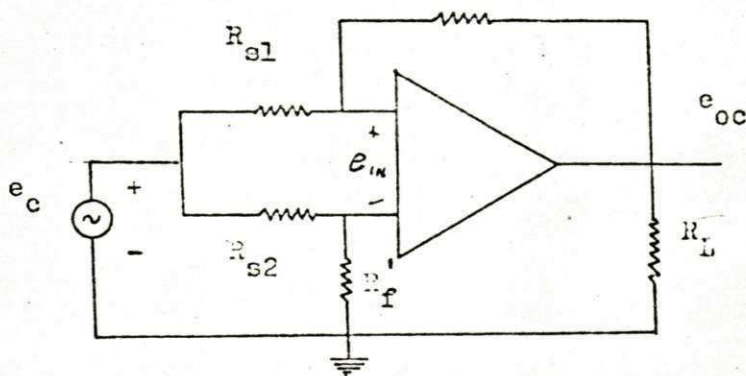


Fig. 6B10 - ANÁLISE DO CIRCUITO DE REALIMENTAÇÃO

As  $e_{in} \rightarrow 0$

$$e_{oc} = - \frac{\frac{R_{s2}}{R_{s1}} - \frac{R_{f2}}{R_{f1}}}{R_{f2} + R_{s2}} R_{f1} e_c, \quad (6B21)$$

quando  $\frac{R_{s2}}{R_{s1}} = \frac{R_{f2}}{R_{f1}}, e_{oc} = 0$ .

No nosso circuito usamos  $R_{s1} = R_{s2}$  e  $R_{f1} = R_{f2}$  para fazer  $e_{oc} = 0$ .— Seria melhor escolher as partes, usando ponte de resistor para fazê-los tão iguais quanto possível.



DADOS DE REFERÊNCIA

RD.1 Eletrodos metálicos comuns e seus potenciais.

Eletrodo	Reação do Eletrodo	Potencial do Eletrodo (volts)
Potássio	$K = K^+ + e^-$	2.92
Sódio	$Na = Na^+ + e^-$	2.71
Alumínio	$Al = Al^{+++} + 3e^-$	1.67
Zinco	$Zn = Zn^{++} + 2e^-$	0.76
Ferro	$Fe = Fe^{++} + 2e^-$	0.44
Níquel	$Ni = Ni^{++} + 2e^-$	0.25
Estanho	$Sn = Sn^{++} + 2e^-$	0.13
Cobre	$Cu = Cu^{++} + 2e^-$	-0.34
Prata	$Ag = Ag^{++} + 2e^-$	-0.80
Platina	$Pt = Pt^{++} + 2e^-$	-1.20
Ouro	$Au = Au^{+++} + 3e^-$	-1.42
Ag.AgCl.Cl <sup>-</sup>	$Ag + Cl^- = AgCl + e^-$	-0.22

Fórmula da Equação de Nernst

$$E = E^{\circ} + \frac{RT}{F} \log (M^+)$$

Onde:  $M = M^+ + e^-$

E = potencial observado

$E^{\circ}$  = potencial padrão para a meia-célula

R = Constante Universal dos Gases

T = Temperatura (absoluta)

F = Coulomb por equivalente

= 68 =

$M^+$  = Concentração de ions de metais (em moles)

Por exemplo, para um eletrodo de prata teórico:

$$E = -0.8 + 0.0591 \text{ Log } (Ag^+) \text{ volts, a } 25^\circ C.$$



RD.2 Os padrões US para amplificadores ECG

Algumas das mais importantes especificações propostas são:

Ganho :	200 a 2000 em etapas fixadas.
Resposta de frequência:	de 0.14 a 950 Hz - 0.5 dB de 0.5 a 2500 Hz - 3 dB
Rejeição de Modo-Comum:	60 dB com uma entrada desbalanceada de 5 kilo ohm.
Ruído :	Menor que 10 uV rms com relação a entrada com 100 K de impedância de fonte balanceada ou 25 K desbalanceada.
Impedância de Entrada:	Diferencial, maior que 20 megohms. Modo-Comum, maior que 200 megohms.
Impedância de Saída:	Impedância menor que 100 ohms 10 mA dentro de 1 kilo ohms ou maior (6).

---

(6) - PACELA, Allan F. - Collecting the Body's Signals.

Electronics, July 10, 1967.

RD.3 Características de fontes biopotenciais

Biopotencial	Amplitude (uv.p.p.)	Banda Freqüencia (Hz)
Fonte do corpo (ECG)	1.000 tip. (300-5000)	pesquisa 0.1 → 2000 clínico .2 → 100 monitor .5 → 50
Cranio	50. tip. (10 - 300)	pesquisa dc → 250 clínico dc → 150 aero-espaco 0.2 → 100
Mioelétrico (EMG)	100-500 tip. (100 - 10.000)	pesquisa dc → 500 clínico 20 → 50
Potencial dos olhos (EOG)	50 - 3.500	aero-espaco .5 → 5000 pesquisa .2 → 15
C.R.G.	500 tip. (0 - 900)	



#### RD.4 Características do Sensor Cardíaco.

##### 1. Características de entrada

Acoplamento: Diferencial DC  
Impedância de entrada: Modo diferencial, excesso  
de 25 megohm a 20 Hz.  
Rejeição de modo comum: modo comum, 200 megohms.  
Acima de 74 dB.

##### 2. Características de transferência

Ganho: 3000  
Resposta de frequência: 0,6 a 1000 Hz (pontos de  
-3dB)  
Voltagem: Mais e menos 9 volts.  
Faixa de temperatura de operação: 0°C a 45°C.

##### 3. Características de saída.

Impedância de saída: 150 ohms.  
Nível de saída: 0 a 2,0 volts p.p.  
Linearidade: 1% para saída de 0,1 a 2  
volts p.p.

= 72 =

RD.5 Dados de Ondas ECG

Segmento	Amplitude (milivolts)	Duração (milisegundos)
Onda P	0,1	90
Intervalo PR		160
Q	0,03	
R	0,98	
S	0,01	
Duração QRS		83
T	0,29	
Intervalo QT		397



T A B E L A

RD. 6 - Resposta em Frequência do Sensor Cardíaco

Gerador de Sinal 3310 A  $Z_{saída} = 50 \text{ ohm}$

Osciloscópio 453 A  $Z_{entrada} = 1 \text{ Meg ohm (20 pF)}$

Freq. (Hz)	$V_{entrada}$ (mv)	$V_{saída}$ (mv)	Ganho	Ganho (db)
0,1	1	400	400	41,20
0,2	1	1.200	1.200	61,40
0,3	1	1.800	1.800	65,10
0,4	1	2.200	2.200	66,28
0,5	1	2.400	2.400	67,60
0,7	1	3.000	3.000	69,50
0,8	1	3.200	3.200	70,00
0,9	1	3.300	3.300	70,35
1,0	1	3.400	3.400	70,60
3,0	1	4.000	4.000	72,06
10,0	1	4.000	4.000	72,06
50,0	1	4.000	4.000	72,06
100,0	1	4.000	4.000	72,06
1.000,0	1	4.000	4.000	72,06
1.200,0	1	3.800	3.800	71,60
1.500,0	1	3.200	3.200	70,00
1.800,0	1	2.900	2.900	69,00
2.000,0	1	2.600	2.600	68,50
2.200,0	1	2.500	2.500	68,00
2.600,0	1	2.000	2.000	66,00
2.700,0	1	1.800	1.800	65,00
3.200,0	1	1.600	1.600	64,00
3.500,0	1	1.400	1.400	62,80

= 74 =

3.000,0	1	1.200	1.200	61,40
4.500,0	1	1.150	1.150	51,00
5.000,0	1	1.100	1.100	60,00
6.000,0	1	300	300	53,00
7.000,0	1	600	600	55,00
10.000,0	1	300	300	49,00



RD.7 LISTA DE PARTES ELETRICAS

No. de Circuito

Descrição

Capacitores

Tolerância de 20% a não ser indicada de outra forma.

C <sub>1</sub>	100 uf	Ele.
C <sub>2</sub>	100 uf	Ele.
C <sub>3</sub>	1,8 kpf	Cer.
C <sub>4</sub>	2,5 uf	Ele.
C <sub>5</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>6</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>7</sub>	2 kpf	Cer.
C <sub>8</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>9</sub>	200 pf	Cer.
C <sub>10</sub>	1 kpf	Cer.
C <sub>11</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>12</sub>	200 pf	Cer.
C <sub>13</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>14</sub>	20 kpf	Cer.
C <sub>15</sub>	2,5 uf	Ele.

Diodos

D <sub>1</sub>	Silício	BZY-88
D <sub>2</sub>	Silício	BZY-88
D <sub>3</sub>	Silício	BA-102

Indutores

L<sub>1</sub> 600  $\mu$ hs  
L<sub>2</sub> 600  $\mu$ hs

Circuito Integral

CI<sub>1</sub> MC-1741 C

Transistores

Q <sub>1</sub>	N-canal	Silício	FET BFW 10
Q <sub>2</sub>	N-canal	Silício	FET BFW 10
Q <sub>3</sub>	NPN	Silício	BC-109
Q <sub>4</sub>	NPN	Silício	BC-109
Q <sub>5</sub>	NPN	Silício	BC-109
Q <sub>6</sub>	PNP	Silício	BC-179
Q <sub>7</sub>	PNP	Silício	BC-179
Q <sub>8</sub>	NPN	Silício	BC-109
Q <sub>9</sub>	NPN	Silício	BC-109
Q <sub>10</sub>	NPN	Silício	BC-109

Resistores

R<sub>1</sub> 10 k ohm 1 %



26. Ref. 13, p. 344.

27. Ref. 15, p. 49.

28. Ref. 15, p. 46.

29. WYLAND, D. C. - FET cascode technique optimizes differential amplifier performance. Electronics, Vol. 44 n° 2, January 18, 1971.