

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DESENVOLVIMENTO DE UM PROCESSADOR  
ANALÓGICO PARA HEMODINÂMICA

Autor: DENYS EMILIO CAMPION NICOLOSI  
Orientador: MARIA ADÉLIA COLIER FARIAS  
Co-orientador: IVAN KIYANITZA

Tese de Mestrado apresentada  
à Faculdade de Engenharia de  
Campinas

**UNICAMP**  
**BIBLIOTECA CENTRAL**

MAIO - 1981  
I

Este trabalho foi realizado conjuntamente com o Instituto "Dante Pazzanese" de Cardiologia, da Secretaria de Estado da Saúde e com a cooperação da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP.

*Comissão Julgadora*

*Profs. Drs.: Maria Adélia Collier Farias  
Wang Binseng  
Renato Terzi  
Dalton Soares Arantes*

*Aos meus pais,*

*A Vera,*

*As fadas,  
flores, frutos, estrelas, mares, animais e seres humanos, que são as  
coisas mais importantes que este mundo atual muitas vezes se esquece.*

## AGRADECIMENTOS

Quando se trabalha com a área de instrumentação, muitas pessoas e entidades são envolvidas para se conseguir realizar o trabalho, portanto vamos memorizá-las, já com desculpas caso se tenha esquecido de alguém:

- Instituto Dante Pazzanese de Cardiologia, IDPC, em nome dos Drs. Adib D. Jatene e Hêlio M. Magalhães.
- Laboratório de Eletrônica do projeto UNICAMP - TELEBRÁS, em nome do Dr. Rege R. Scarabucci.
- Laboratório de Farmacologia da Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, em nome do Dr. Vital Brasil.

## Sinceros Agradecimentos:

Primeiramente aos meus orientadores Drs. Maria Adélia Colier Farias e Ivan Kiyonitza, pelo incentivo, orientação e amizade.

Ao Dr. Adib D. Jatene, pelo seu apoio, incentivo e participação nas pesquisas na área de Tecnologia Aplicada.

Ao Dr. Hêlio M. Magalhães, pelas facilidades proporcionadas no IDPC e opiniões sobre o trabalho.

Ao Dr. Francisco Paes Neto, pela colaboração e orientação nos testes "in vivo" com o processador.

Ao Eng<sup>o</sup> Reinaldo V. Akikubo, que realizou o projeto dos circuitos impressos e outras colaborações.

Ao Eng<sup>o</sup> Rodrigo Araês C. Farias, pela detalhada leitura do trabalho e incentivos prestados.

Ao Dr. Ricardo Henrique, pela colaboração na escrita do apêndice sobre o sistema cardiovascular.

Ao Físico José Roberto B. de Souza pela leitura do trabalho e outras colaborações.

Ao Dr. Wang Binseng, pela orientação na estruturação da escrita do trabalho.

Aos Eng<sup>os</sup> José F. Biscegli, Darcio A. Amaral, Fernando F. Boim e Fosé W. M. Bassari, pela atenção e incentivos prestados.

Aos Drs. Antonio E. Germano e Osvaldo A.C. de Oliveira, pelo auxílio na obtenção dos sinais cardiovasculares em cirurgia experimental.

Ao Arquiteto Ary L. Bon, pela colaboração na área de serigrafia e fotografia.

Aos colegas do setor de Cirurgia Experimental do IDPC, em nome da Dra. Elisabete C. Leone, pelo auxílio nos experimentos realizados em cirurgia experimental.

Aos colegas do setor de Hemodinâmica do IDPC, em nome do Dr. José Eduardo M.R. Souza, pelo incentivo e facilidades proporcionadas neste setor.

Aos colegas do setor de Administração do IDPC, em nome do Sr. Helmar Cecchetto, pelas facilidades proporcionadas para a realização do trabalho.

Aos colegas do setor de Biblioteca e Fotografia do IDPC, em nome de Lylian Vasconcellos, pela atenção e serviços prestados.

Aos colegas da Faculdade de Engenharia da UNICAMP, que sempre se mostraram atenciosos à solução de problemas e trocas de informações.

A todas as pessoas do setor de Tecnologia Aplicada à Cardiologia do IDPC, que colaboraram de maneira decisiva na execução do trabalho, principalmente os Srs. João B. de Paiva que construiu e opinou sobre a estrutura mecânica dos protótipos, Wilson Trópico que realizou todos os desenhos e João Barreira, pela montagem dos circuitos eletrônicos.

A minha esposa, Vera Lucia M. Speranza, que teve, além da paciência de acompanhar todos os passos do trabalho, a gentileza de datilografar a primeira versão da tese.

As Srtas. Stela Regina Rosa e Izilda Maria Fischer, pela datilografia deste trabalho.

À todos os colegas que minha memória arbitrariamente esqueceu.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP, cuja entidade tive a felicidade de ser bolsista e que desta forma permitiu que o trabalho fosse realizado.

## I N D I C E

	pág.
RESUMO .....	1
Capítulo 1 - INTRODUÇÃO E HISTÓRICO	
1.1 - Introdução .....	2
1.2 - Histórico .....	3
Capítulo 2 - ASPECTOS DO PROCESSADOR DESENVOLVIDO	
Introdução .....	5
2.1 - Ampliador de Pressão Cardiovascular .....	8
2.1.1 - Princípio de funcionamento .....	8
2.1.2 - Utilização e calibração .....	10
2.1.3 - Características .....	15
2.2 - Multiplicador de Funções .....	16
2.2.1 - Princípio de funcionamento .....	17
2.2.2 - Diagrama completo do multiplicador .....	18
2.2.3 - Utilização e calibração .....	19
2.2.4 - Características .....	21
2.3 - Divisor de Funções .....	22
2.3.1 - Princípio de funcionamento .....	23
2.3.2 - Diagrama completo do divisor .....	24
2.3.3 - Utilização e calibração .....	25
2.3.4 - Características .....	27
2.4 - Integrador de Funções .....	28
2.4.1 - Princípio de funcionamento .....	30
2.4.2 - Utilização e calibração .....	31
2.4.3 - Características .....	32
2.5 - Diferenciador de Funções .....	33
2.5.1 - Princípio de funcionamento .....	34
2.5.2 - Utilização e calibração .....	34
2.5.3 - Características .....	38
Capítulo 3 - EXPERIMENTAÇÃO DO PROCESSADOR	
3.1 - Experimentação com sinais bem comportados .....	39
3.2 - Experimentação com sinais cardíacos .....	47

	pág.
Capítulo 4 - DISCUSSÃO E CONCLUSÃO .....	52
Apêndice 1 - ASPECTOS DO SISTEMA CARDIOVASCULAR .....	55
Apêndice 2 - O SISTEMA CATETER-TRANSDUTOR DE PRESSÃO	
2.1 - Métodos de medida de pressão cardiovascular .....	62
2.2 - O transdutor de pressão .....	62
2.2.1 - Princípio de funcionamento .....	63
2.3 - O acoplamento cateter-transdutor .....	68
2.3.1 - Modelamento e avaliação da resposta em frequência do sistema cateter-transdutor .....	69
2.3.1.1 - Analogia elétrica do sistema cateter-transdutor .....	69
2.3.1.2 - Análise quantitativa da resposta em frequência do sistema cateter-transdutor, em função da compliância .....	74
2.3.1.3 - Métodos experimentais de se obter a resposta em frequência do sistema cateter-transdutor de pressão ..	77
Apêndice 3 - ASPECTOS DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS DO PROCESSADOR	
3.1 - Ampliador de Pressão .....	79
3.1.1 - Ampliador de pressão com sistema A.C. ....	79
3.1.2 - Oscilador .....	80
3.1.3 - Calibrador .....	82
3.1.4 - Ajuste de zero .....	83
3.1.5 - Detector síncrono .....	84
3.1.6 - Ajustes de fase .....	86
3.1.7 - Filtro de saída .....	87
3.1.8 - Circuito completo do ampliador de pressão ..	87
3.2 - Multiplicador de Funções .....	89
3.2.1 - Multiplicador de funções ideal .....	89
3.2.2 - Multiplicador de funções real .....	89
3.2.3 - Circuitos multiplicadores .....	91
3.2.4 - O multiplicador de funções implementado ....	91
3.2.5 - O multiplicador por modulação de pulso ....	91
3.2.5.1 - O modulador em amplitude de pulso (MAP) .....	94

	pág.
3.2.5.2 - O multiplicador em largura de pulso (MLP) .....	100
3.2.5.3 - Filtro passa-baixas - erro de fase .....	104
3.2.6 - Circuito completo do multiplicador de funções .....	107
3.3 - Divisor de Funções .....	110
3.3.1 - Divisor de funções ideal .....	110
3.3.2 - Divisor de funções real .....	110
3.3.3 - Circuitos divisores .....	112
3.3.4 - O divisor de funções implementado .....	113
3.3.5 - Circuito divisor por transcondutância variável .....	113
3.3.6 - Circuito completo do divisor de funções ....	121
3.4 - Integrador de Funções .....	124
3.4.1 - Circuito integrador .....	124
3.4.2 - O integrador de funções implementado .....	126
3.4.2.1 - Sistema de integração .....	127
3.4.2.2 - Sistema de contagem e controle de tempo .....	128
3.4.2.3 - Sistema de disparo .....	128
3.4.3 - Circuito completo do integrador de funções .	129
3.5 - Diferenciador de Funções .....	131
3.5.1 - Circuito diferenciador .....	131
3.5.2 - O diferenciador de funções implementado ....	133
3.5.2.1 - Isolador de entrada .....	133
3.5.2.2 - Diferenciador .....	134
3.5.2.3 - Circuito de saída .....	135
3.5.3 - Circuito completo do diferenciador de funções .....	135
3.6 - Fonte de Alimentação .....	137
Apêndice 4 - ILUSTRAÇÃO DOS PROTÓTIPOS DESENVOLVIDOS .....	139
BIBLIOGRAFIA .....	142

## RESUMO

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um processador analógico modular, constituído de multiplicador, divisor, integrador e diferenciador de funções acoplado a um amplificador de pressão com terra isolado, sendo todos os módulos voltados à Hemodinâmica.

Este processador, apesar de direcionado para a área da Cardiologia, pode também ser utilizado com outras grandezas da área da Biofísica e, com algumas alterações, os seus módulos podem ser utilizados em controle e automação. Foi testado em laboratório de eletrônica e posteriormente em cães, em cirurgia experimental.

Os circuitos eletrônicos foram desenvolvidos com componentes disponíveis no mercado de São Paulo, adotando-se o critério da não utilização de componentes complexos, a fim de minimizar a dependência do projeto com relação à variação do mercado de componentes. Deste modo, os circuitos que perfazem a multiplicação e divisão são discretos, evitando a utilização de um só componente integrado, acreditando-se que desta forma tenha-se contribuído com o desenvolvimento tecnológico nacional nesta área.

## SUMMARY

This work deals with the development of a modular analog processor, constituted of function multiplier, divider, integrator and differentiator, coupled to a pressure amplifier with insulated ground and these modules are directed to Hemodynamics.

Although this processor is directed to Cardiology, it can be used with others quantities of Biophysics and also in automation and control. It was tested in a electronics laboratory and afterwards with dogs in experimental surgery.

The electronic circuits were developed with components that are available in the Sao Paulo market and complex integrated circuits weren't used, with the purpose of not depending on the fluctuation of these market components. Considering this, the multiplier and divider circuits were made discrete, hoping to have contributed to the national technology in this area.

## Capítulo 1 - INTRODUÇÃO E HISTÓRICO

### 1.1 - INTRODUÇÃO

A apresentação dos capítulos deste trabalho tem o propósito de possibilitar tanto aos profissionais da área das Ciências Médicas como aqueles ligados às Ciências Exatas tenham condições de ler e, através dos mesmos, utilizarem-se do processador.

A apresentação dos apêndices está mais voltada à área das Ciências Exatas onde se atém aos aspectos estritamente técnicos do mesmo.

No Capítulo 1 apresenta-se um histórico da evolução dos sistemas de processamento de sinais cardíacos.

No Capítulo 2 apresenta-se cada um dos módulos desenvolvidos citando suas funções, aplicações, processo de calibração e características técnicas.

No Capítulo 3 apresenta-se o resultado do processamento de sinais bem comportados e de sinais do Sistema Cardiovascular.

No Capítulo 4 tem-se a discussão e conclusão, comentando-se sobre a concepção utilizada para seu desenvolvimento e sugestões para futuro aperfeiçoamento do mesmo.

No Apêndice 1 comenta-se alguns princípios sobre o Sistema Cardiovascular objetivando sua introdução às pessoas da área das Ciências Exatas.

No Apêndice 2 desenvolve-se um estudo sobre o sistema cateter-transdutor de pressão abordando aspectos teóricos e práticos.

No Apêndice 3 analisa-se os circuitos eletrônicos de cada módulo desenvolvido e apresenta-se seus circuitos completos.

No Apêndice 4 ilustra-se os dois protótipos desenvolvidos.

## 1.2 - HISTÓRICO

Quando se estuda o Sistema Cardiovascular, em particular o coração sob o aspecto biofísico, depara-se com as pesquisas e teorias formuladas sobre as estruturas musculares. O modelamento do músculo proposto por Hill<sup>22, 48</sup>, baseado nos elementos básicos conhecidos por actina e miosina<sup>24, 48</sup>, deu margem a uma série de investigações. Com o auxílio da Física e da Matemática equacionou-se as variáveis dos modelos propostos para uma unidade muscular e, por extensão, a um agrupamento de unidades musculares, como são as paredes do coração ou miocárdio<sup>48, 51, 44</sup>.

Sempre com o intuito de tentar compreender o funcionamento e interrelações do Sistema Cardiovascular, lançou-se mão de vários tipos de transdutores, como os de força, pressão, fluxo, alongamento, etc., para, através do registro destas grandezas básicas, com provar e/ou sofisticar os modelos propostos.

Com base nestas grandezas, sentiu-se a necessidade de obtenção de outras que facilitassem ou auxiliassem a compreensão do Sistema Cardiovascular, tanto em condições normais como em patológicas.

Inicialmente utilizou-se o processo gráfico de obtenção de grandezas derivadas das básicas, processo este trabalhoso e impossível de ser realizado em tempo real. Com o desenvolvimento da Eletrônica, foi possível utilizar-se sistemas de processamento analógico que forneciam automaticamente, e em tempo real, grandezas como a razão de variação de alongamento, fluxo ou pressão<sup>50, 52, 33, 43</sup> (realizando-se a operação matemática de diferenciação), como também a determinação de potências absorvidas ou fornecidas por certos órgãos ou parte deles (multiplicando-se grandezas como força com deslocamento, pressão com fluxo<sup>51, 52, 53</sup>), determinação de trabalho realizado ou energia dispendida pelos órgãos (realizando a operação de integração da potência<sup>52, 43</sup>) e outras grandezas que se fizeram necessárias de acordo com a particularidade do estudo.

Com isso surgiu a necessidade do desenvolvimento de sistemas de processamentos voltados especificamente à Biofísica, de modo que pudessem ser manipulados diretamente pelo pesquisador.

RUSHMER<sup>52</sup> foi um dos primeiros pesquisadores a salientar a importância e utilizar-se desses sistemas para processar sinais cardíacos, sendo que em 1957 já apresentava resultados da análise da performance ventricular em cães, através de processadores analógicos.

Outros pesquisadores utilizaram-se de uma ou outra função específica de um processador analógico ao longo de seus experimentos. MASON<sup>34</sup> apresentou o estudo da derivada da pressão de ventrículo esquerdo para diagnóstico valvular. SONNENBLICK<sup>58, 59</sup> e MASON<sup>33, 35</sup> dedicaram-se ao estudo do estado contrátil das fibras do miocárdio, etc., cujas grandezas serão descritas com maiores detalhes no Capítulo 2.

## Capítulo 2 - ASPECTOS DO PROCESSADOR DESENVOLVIDO

## INTRODUÇÃO

O processador analógico desenvolvido constitui-se de um amplificador de pressão, multiplicador, divisor, integrador e diferenciador de funções, cuja finalidade é processar sinais cardiovasculares.

Foi desenvolvido de forma modular, permitindo maior flexibilidade de interligação do sistema. Pode-se descrevê-lo, em diagrama em blocos, como na Figura C2.I.1.

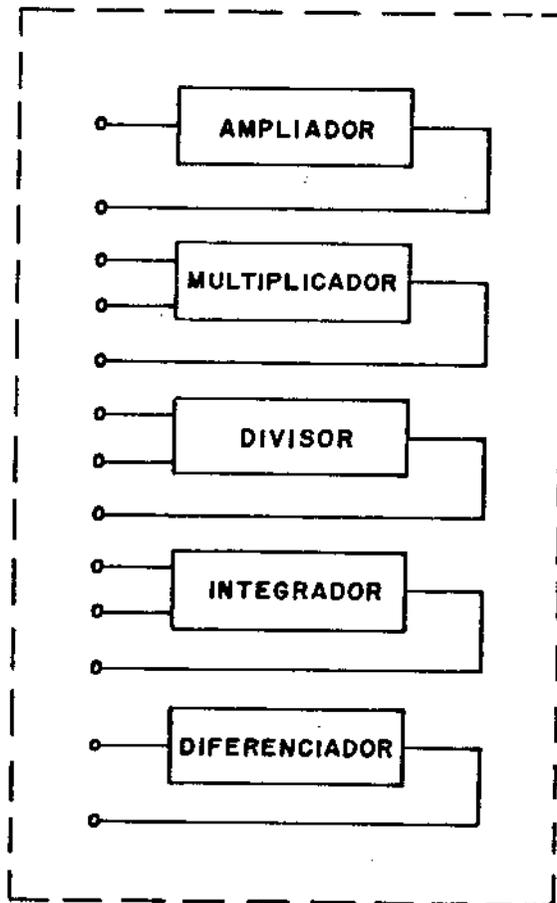


FIGURA C2.I.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO PROCESSADOR ANALÓGICO

Por intermédio deste sistema, e com auxílio de transdutores e fluxômetro, pode-se estudar o comportamento hemodinâmico e mecânico de várias partes do Sistema Cardiovascular.

RUSHMER<sup>52</sup> e colegas utilizaram-se frequentemente de um processador semelhante a este para análise contínua da performance ventricular, sugerindo um esquema de processamento mostrado na Figura C2.I.2.

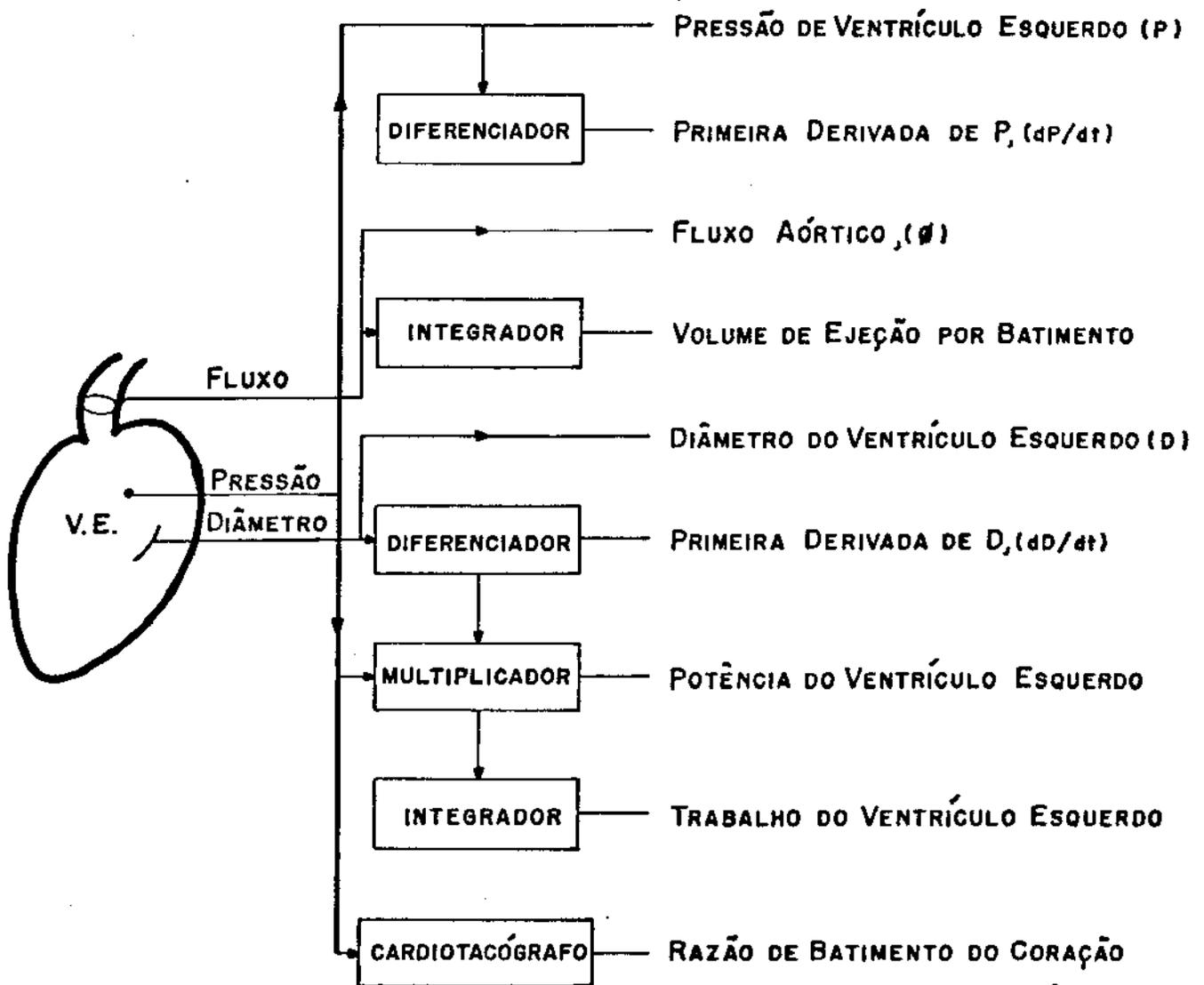


FIGURA C2.I.2 ESQUEMA DE ANÁLISE CONTÍNUA DA PERFORMANCE VENTRICULAR, PROPOSTO POR RUSHMER.<sup>52</sup>

A partir deste esquema, ou parte dele, pode-se analisar a performance dos ventrículos durante um exercício<sup>52</sup>, distribuição de fluxo no organismo em função de várias condições<sup>52</sup>, efeito de hormônios na distribuição de fluxo<sup>52</sup>, efeito da postura no sistema cardíaco<sup>52</sup>, etc..

Outros pesquisadores<sup>43</sup> utilizaram-se de outras grandezas para determinar a potência cardíaca, ao invés do proposto por RUSHMER, como é ilustrado na Figura C2.1.3.

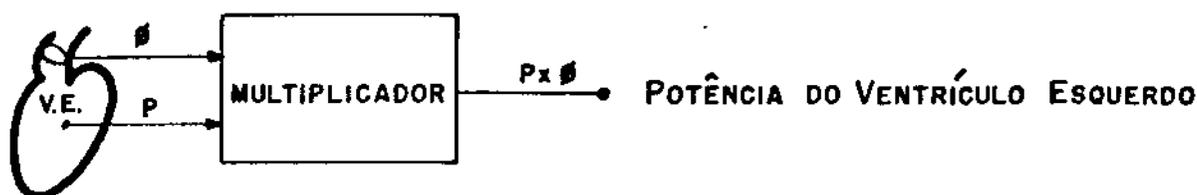


FIGURA C2.1.3 ILUSTRAÇÃO DA OBTENÇÃO DA POTÊNCIA DE SAÍDA DO VENTRÍCULO ESQUERDO.

SONNENBLICK<sup>59, 58</sup> propôs um conceito de estado de contratilidade do miocárdio, relacionando a derivada normalizada da pressão de Ventrículo Esquerdo ( $\frac{dP}{dT}$ ) para determinar a velocidade máxima de encurtamento da fibra contrátil do miocárdio,  $V_{max}$ .

Alguns pesquisadores<sup>19, 43</sup> estudaram o estado contrátil do miocárdio proposto por SONNENBLICK<sup>59, 58</sup> utilizando amplificadores logarítmicos, com base na propriedade matemática:  $\frac{dP}{dt}/P = \frac{d}{dt}(\ln P)$ .

Com este processador, pode-se determinar diretamente a relação  $\frac{dP}{dT}$ , já que se dispõe de um divisor de funções.

Um esquema de obtenção de  $V_{max}$  é ilustrado na Figura C2.1.4.

- No decorrer deste Capítulo, detalhar-se-ã cada um dos módulos citando-se aplicações típicas, princípio de funcionamento, calibração e características técnicas.

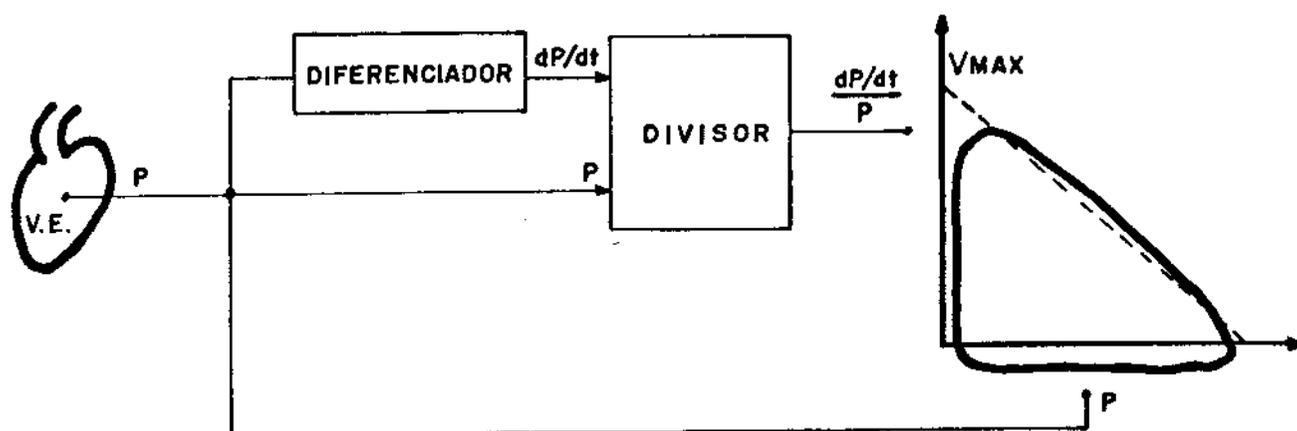


FIGURA C2i.4 ILUSTRAÇÃO DA OBTENÇÃO DE VMAX.

## 2.1 - AMPLIADOR DE PRESSÃO CARDIOVASCULAR

O Ampliador de Pressão Cardiovascular tem como finalidade processar e tratar o sinal captado através de um transdutor de pressão, de modo que este sinal possa ser devidamente monitorado ou registrado. Este Ampliador deve ter certos requisitos como, isolamento elétrico entre transdutor amplificador - ser humano, de modo a não trazer riscos ao ser humano<sup>63, 48</sup>. Deve também rejeitar sinais de indução e ruídos indesejáveis que se situam dentro da faixa de frequência de trabalho (como a indução de 60Hz), como também conter um sistema de referência e calibração que nos permita calibrar o referido transdutor.

O Ampliador de Pressão Cardiovascular é extensivamente utilizado em Cateterismo, Unidades de Terapia Intensiva e em Pesquisas em Hemodinâmica<sup>63, 48, 52</sup>.

### 2.1.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio de funcionamento do Ampliador de Pressão baseia-se na amplificação de um sinal proveniente de uma ponte de Wheatstone, que é o transdutor de pressão. O Ampliador fornece à ponte o si

nal de alimentação e detecta as variações de tensão entre seus braços, devido às variações de resistência destes. Desta maneira, pode-se basicamente optar por dois tipos de circuitos:

- Alimentação D.C. da ponte, unido a um Ampliador D.C.
- Alimentação A.C. da ponte, unido a um Ampliador A.C. e um detector síncrono.

Com amplificação D.C., necessita-se de uma fonte de alimentação "flutuante", isto é, com isolamento de terras e portanto deve-se implementar um circuito ampliador com deriva térmica desprezível, o que é muito crítico, já que muitas vezes é necessário um ganho total do Ampliador maior que 20.000.

Com ampliação A.C., pode-se isolar o transdutor dos circuitos eletrônicos, por intermédio de transformadores, eliminando-se desta maneira a utilização de fonte flutuante, como também não necessitando de grandes cuidados com a estabilização D.C. dos circuitos amplificadores. Além disso, pode-se através de uma portadora A.C. de frequência bem maior que 60 Hz, utilizar-se na amplificação de filtros passa banda que rejeitarão sensivelmente os sinais de indução e interferências.

Optou-se pelo sistema A.C., considerando-se as vantagens do mesmo.

A Figura C2.1.1 mostra o diagrama em blocos simplificado do Ampliador de Pressão, sistema A.C.

O oscilador gera uma senóide de frequência ajustável, da ordem de 8.000 Hz, acoplado ao transdutor por um transformador. O sinal da ponte de Wheatstone (transdutor), que é modulado em amplitude pelo sinal de pressão, é captado por outro transformador sintonizado em 8.000 Hz. Deste modo, sinais de interferência de baixa frequência induzidos nas linhas de sinal do transdutor, serão rejeitados pelo transformador sintonizado.

O sinal é então ampliado e detectado sincronamente, com a função de obter a amplitude e polaridade do sinal ampliado. O filtro recupera o sinal de pressão devidamente tratado e ampliado.

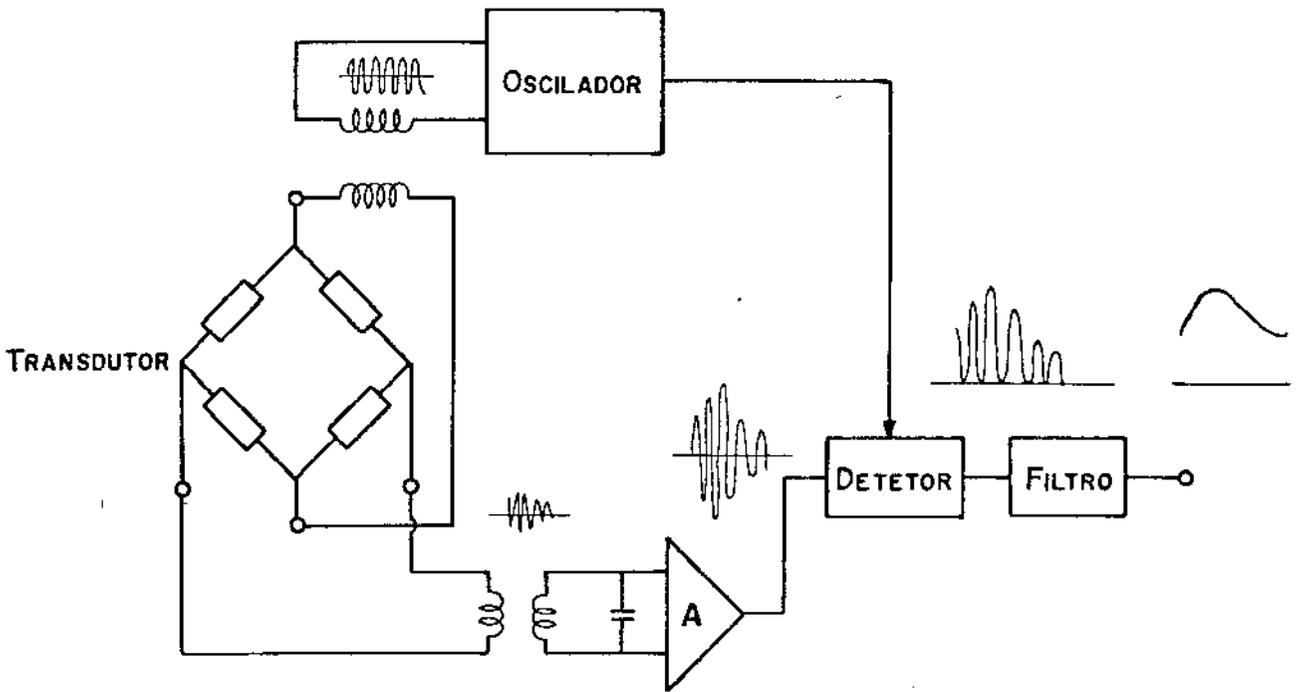


FIGURA C2.1.1 REPRESENTAÇÃO EM DIAGRAMA EM BLOCOS SIMPLIFICADO DO AMPLIADOR DE PRESSÃO

### 2.1.2 - UTILIZAÇÃO E CALIBRAÇÃO

O amplificador de pressão, pelo fato de ser um amplificador de portadora A.C., pode ser facilmente adaptável para outras funções como medição de fluxo, temperatura, etc., desde que os transdutores utilizados constituam-se, eletricamente, de uma ponte de Wheatstone.

Observe a Figura C2.1.2. Para maior facilidade de compreensão, cita-se a seguir, cada um dos recursos do Amplificador:

**CALIBRAÇÃO** - "uso", "0", "20", "100" - A posição "uso" indica que o amplificador está captando o sinal do transdutor; "0", "20", e "100" mmHg são sinais gerador internamente, com a função de cali-

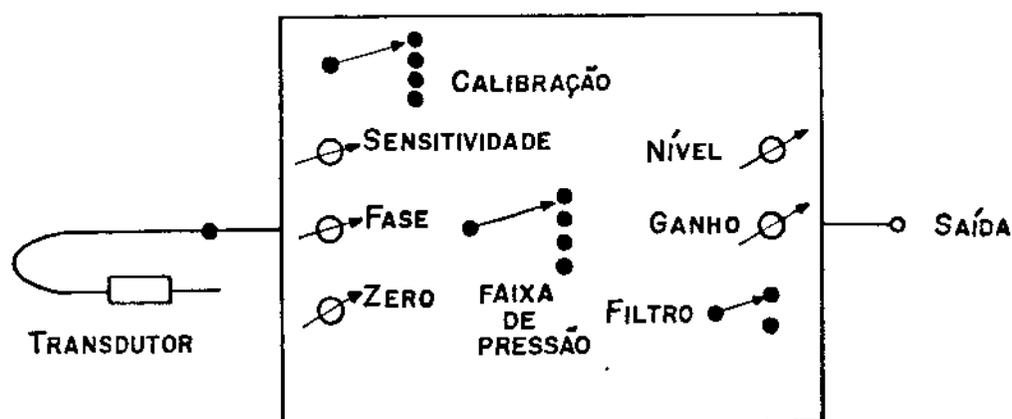


FIGURA C2.1.2 REPRESENTAÇÃO DO AMPLIADOR DE PRESSÃO

brar o Amplificador.

**SENSITIVIDADE** - dial contador de voltas - é utilizado quando se calibra o transdutor com relação ao amplificador. Após calibrado, fornece o fator de calibração do referido transdutor. Assim, quando for utilizado este transdutor novamente, deve-se ajustar o dial para o fator de calibração do mesmo, sem que haja necessidade de realizar a rotina de calibração.

**FASE** - muitos transdutores apresentam uma defasagem entre a entrada e a saída, que pode limitar o ganho total do amplificador. Desse modo, quando não se consegue calibrar o transdutor pela rotina normal de calibração, utiliza-se este ajuste (vide Apêndice 3.1.6).

**ZERO** - quando o transdutor está medindo a pressão atmosférica (que é a pressão de referência de medida, P. atmosférica = 0mmHg), este deve fornecer uma tensão nula. Devido a desbalances internos ao mesmo e variação da pressão atmosférica, deve-se ter um ajuste que contrabalance estes desvios. O ajuste de zero realiza esta função, fazendo com que se anule tensões que aparecem quando a pressão medida for 0 mmHg.

FAIXA DE PRESSÃO - "10" (de -5 a 10 mmHg); "25" (de -12,5 a 25 mmHg); "50" (de -25 a 50 mmHg); "100" (de -50 a 100 mmHg); "150" (de -75 a 150 mmHg); e "250" (-125 a 250 mmHg). Estabelece a faixa de pressão que se vai trabalhar.

FILTRO - 35Hz e 70Hz - Estabelece a banda de frequência da saída do amplificador. Constitui-se de um filtro passa-baixa de 2.<sup>a</sup> ordem.

NÍVEL E GANHO - são auto-explicáveis, isto é, são ajustes que permitem variar o nível e o ganho da saída.

#### *Procedimento para Calibração*

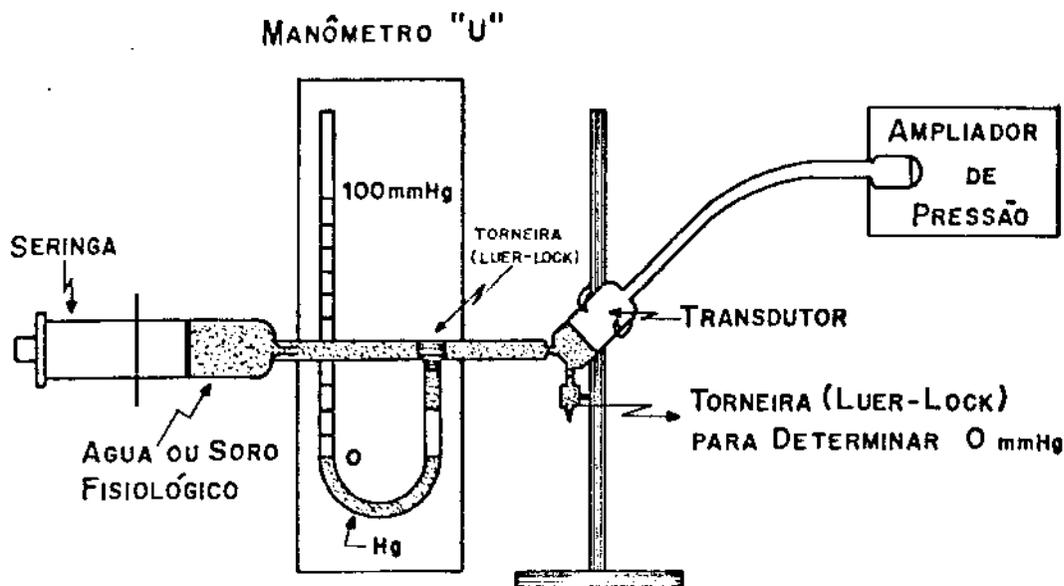
1. Conecte o Transdutor ao Amplificador e mantenha-os ligados à alimentação por 15 minutos, antes de executar a rotina de calibração. Conecte a saída do Amplificador ao sistema de monitoração ou registro.
2. Posicione a chave "calibração" em "0" e a chave de "faixa de pressão" em "100". Ajuste o nível de saída para uma certa referência conveniente no monitor ou registrador (nível equivalente à 0 mmHg).
3. Posicione a chave "calibração" em "100" e ajuste o ganho de saída para uma amplitude conveniente no monitor ou registrador (nível de referência equivalente a 100 mmHg).
4. Posicione a chave "calibração" em "uso". Faça com que o transdutor detecte a pressão atmosférica (0 mmHg) e varie o ajuste de "zero" de modo que o sinal de saída do Amplificador alcance o mesmo nível estabelecido no item 2 (isto é, 0 mmHg).
5. Posicione a chave "faixa de ganho" em "25" ou "10" e varie o ajuste de "fase" até determinar uma posição em que se encontre uma saída mínima ou máxima (para maiores detalhes vide item 3.1.6 do Apêndice 3). Reajuste o "zero", de modo a alcançar novamente o nível de referência de 0 mmHg.

Nota - Se a determinação do ponto máximo ou mínimo estiver

duvidosa, comute alternadamente a chave de "faixa de pressão" entre as faixas que se vai trabalhar, e ajuste a "fase" até que a linha de base não mude de posição quando se muda de faixa de pressão.

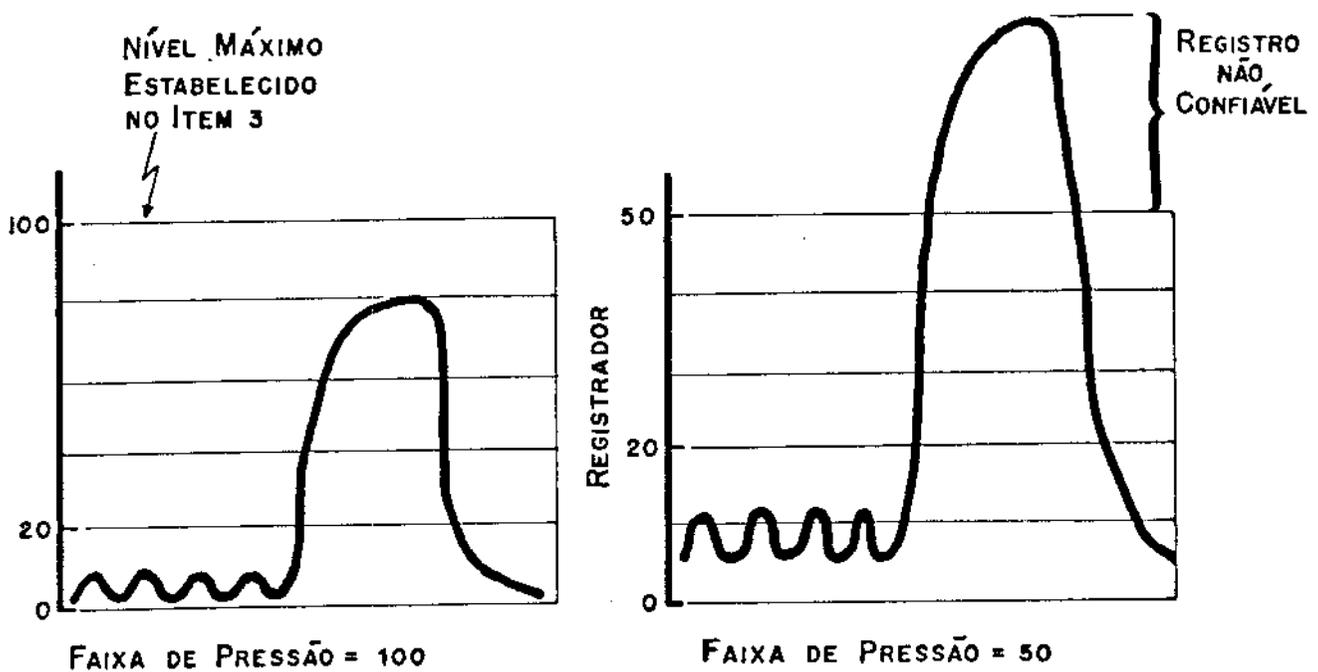
6. Carregue o Transdutor com uma pressão equivalente à 100 mmHg com relação à pressão atmosférica e varie o ajuste de "sensitividade", de modo que o nível de saída alcance a posição igual à do item 3 (100 mmHg).

Nota - Sugere-se o seguinte esquema para carregamento do Transdutor:



7. Trave o ajuste de "sensitividade" e anote o número indicado no seu dial, que é o fator de calibração do transdutor. Este número pode ser utilizado para ajustar este transdutor com relação ao Amplificador, sem que seja necessário repetir o item 6. Se for utilizado mais que um transdutor, deve-se calibrá-los conforme o exposto e anotar o fator de calibração de cada um deles.
8. O Amplificador, transdutor e registrador estão calibrados e pode-se medir as pressões desejadas. Comute a chave de "Faixa de Pressão" para o valor desejado.

Nota - É conveniente trabalhar com uma faixa de pressão com patível com os níveis de pressão que se espera medir (ou u ma faixa de pressão maior que tais níveis). Caso necessitar uma faixa de pressão menor que aquela a ser medida (a fim de investigar parte do sinal), o sinal de saída será disto rido nos seus níveis máximos, devido à saturação dos circui tos do Ampliador e portanto não trará resultados confiáveis. Assim, neste caso, só se deve considerar para análise os si nais dentro dos níveis pré-estabelecidos nos itens 2 e 3. Abaixo dá-se um exemplo ilustrativo desta situação:



#### Determinação da Sensitividade do Transdutor

O dial de ajuste de sensibilidade, quando posicionado para o número "500", indica um transdutor de sensibilidade padrão de  $5 \mu\text{V/V/mmHg}$ .

Quando se calibra um transdutor conforme o procedimento adotado, o fator "N" indicado no dial (referente ao item 7 do procedimento de calibração) pode ser utilizado para determinar a sensibilidade "S" do transdutor, conforme abaixo apresentado:

$$S = \frac{500}{N} \cdot 5 \mu\text{V/V/mmHg}$$

### 2.1.3 - CARACTERÍSTICAS

#### *Ajustes Internos*

- Fase: 0 a 90°
- Frequência de oscilação: ajustável de 6.250 a 12.500Hz
- Amplitude de oscilação: 3 a 10 Vpp

#### *Ajustes Externos*

- Ganho de saída: multiplica o ganho do Ampliador por um valor entre 0,7 a 2,0 ajustável, com um potenciômetro de 20 voltas
- Nível de saída: até  $\pm 1,5$  VDC com um potenciômetro de 20 voltas
- Filtro de saída: passa-baixas de 2ª ordem, fase linear com frequência de corte de 55 e 70Hz
- Faixa de pressão: máximos de 10, 25, 50, 100, 150 e 250 mmHg, sendo que cada faixa estipulada suporta pressões abaixo da atmosférica de até 50% dos valores citados (p. ex: Faixa = 100 mmHg  $\rightarrow$  -50 à +100 mmHg)
- Zero: cancela desbalance do transdutor entre  $\pm 1,1$  mV, o que implica em  $\pm 30$  mmHg de um transdutor padrão de pressão ( $S = 5 \mu\text{V/V/mmHg}$ )
- Sensitividade: dial contador de voltas, com resolução de 3 casas decimais, variando de 0 à 999. O número 500 implica num transdutor padrão de 5  $\mu\text{V/V/mmHg}$
- Calibrador: chave que seleciona "USO", "0", "20" e "100" mmHg,  $\pm 1\%$

- Linearidade:  $\pm 1\%$  (desvio máximo)
- Tensão máxima de saída: 2V

#### *Características Gerais*

- Isolação: corrente de fuga da entrada do transdutor à terra: 5  $\mu$ A máximo
  - Transdutores a serem acoplados: transdutor de pressão (ou outra grandeza), com configuração em ponte de "Wheatstone"
  - Alimentação do transdutor: portadora AC de 3Vpp até 10 Vpp, ajustável internamente. Ajuste padrão: 7,5 Vpp
  - Sensitividade do transdutor: maior que 1  $\mu$ V/V/mmHg (sem contar com o ajuste de ganho de saída)
  - Ganho do Amplificador de Pressão: 13.400 sem a influência do ajuste de ganho (máximo de 26.400)
  - Alimentação: +13V e -13V
- Obs.: Entrada do transdutor totalmente isolado do circuito eletrônico. Saída provida de conexão de telefonia, tipo estéreo, com ligações de sinal, terra eletrônico e terra da carcaça isoladas.

## 2.2 - MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

Este módulo multiplica dois sinais, com banda em frequência de entrada de 0 até 100Hz. As entradas aceitam sinais de quaisquer polaridades, sendo portanto um multiplicador de quatro quadrantes (vide Apêndice 3.2).

As entradas possuem indicadores visuais de sobretensão que indiquem as suas máximas e mínimas tensões de trabalho. O módulo possui recursos externos para ajuste de zero das entradas (zero X e zero Y), como também ajustes de nível e ganho de saída que possibilitam a calibração do módulo com relação às variáveis de entrada e saída.

Este módulo tem aplicação para quaisquer sinais biológicos que

se necessite multiplicar, desde que enquadrados nas características estabelecidas pelo mesmo (vide item 2.2.4 deste Capítulo). Em Hemodinâmica podemos destacar sua utilidade na determinação da Potência Instantânea de Saída do Ventrículo Esquerdo, <sup>51, 52, 43, 40</sup> dada por:

$$P_{o_{VE}}(t) = P_{VE}(t) \times Q_{AO}(t)$$

onde

$P_{o_{VE}}(t)$  - Potência Instantânea de Ventrículo Esquerdo

$P_{VE}(t)$  - Pressão Instantânea Interna ao Ventrículo Esquerdo

$Q_{AO}(t)$  - Fluxo Instantâneo na Aorta

### 2.2.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O multiplicador desenvolvido baseia-se na técnica conhecida por modulação de pulso; é mostrado, em diagrama de blocos, na Figura C2.2.1:

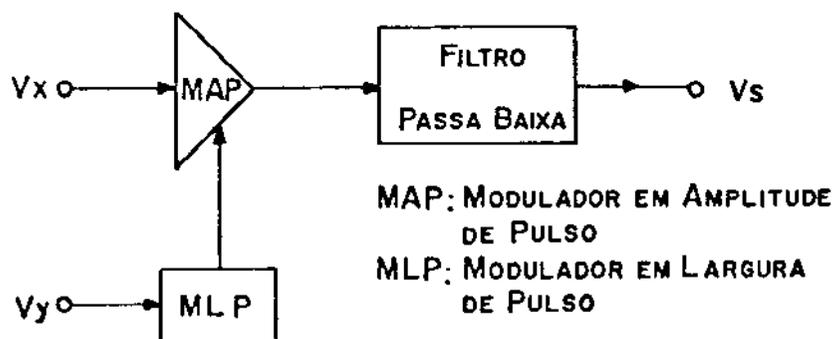
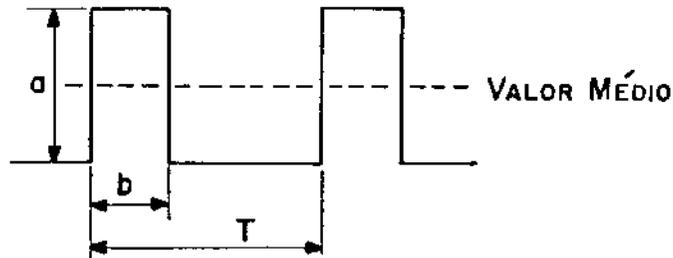


FIGURA C2.2.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO MULTIPLICADOR

Uma das entradas ( $v_y$ ), controla a largura de um pulso de frequência constante, gerado internamente ao circuito (MLP). Este mesmo pulso é modulado em amplitude no MAP, que é controlado pela tensão  $v_x$ . Tem-se então um pulso cuja largura (razão marca-espaco) depende de  $v_y$  e cuja amplitude depende de  $v_x$ . Quando o referido pulso é passado por um filtro passa-baixas, com frequência de corte

bem inferior à frequência de oscilação deste pulso, obtém-se o valor médio do mesmo, isto é:



Sabendo-se que:

- "a" é proporcional à  $v_x$ ;  $a = K_1 \cdot v_x$
- "b" é proporcional à  $v_y$ ;  $b = K_2 \cdot v_y$

$$v_{\text{médio}} = \frac{a \cdot b}{T} = \frac{K_1 \cdot K_2}{T} \cdot v_x \cdot v_y = K \cdot v_x \cdot v_y,$$

obtém-se desta maneira um sinal de saída que é proporcional à multiplicação dos sinais de entrada. É claro que deve-se impor a frequência de oscilação do pulso em um valor bem maior que a máxima frequência permissível nas entradas.

### 2.2.2 - DIAGRAMA COMPLETO DO MULTIPLICADOR

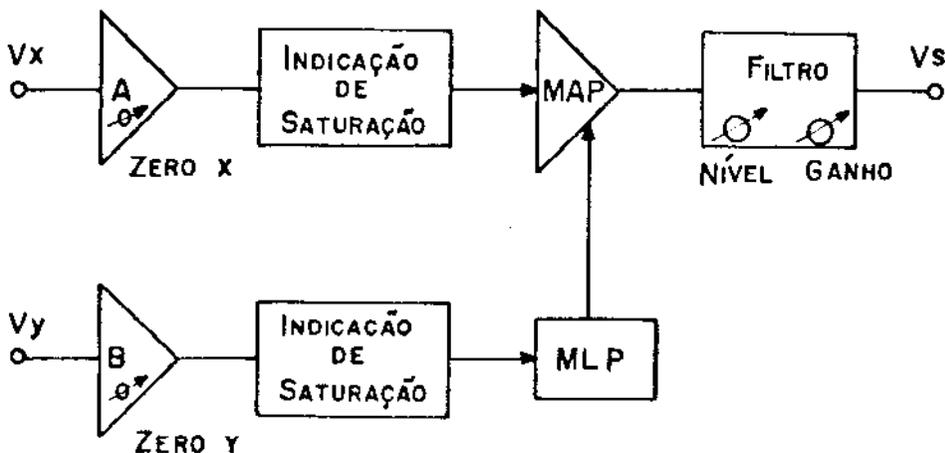


FIGURA C2.2.2 DIAGRAMA EM BLOCOS COMPLETO DO MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

Como indicado na Figura C2.2.2, os blocos A e B são isoladores de entrada que além de padronizar as impedâncias das entradas, permite o ajuste de nível D.C. das mesmas, chamadas de "zero X" e "zero Y". Estes ajustes permitem ao usuário calibrar o "zero" da grandeza de entrada com relação ao zero eletrônico do circuito.

Os indicadores de saturação acusam e indicam visualmente o excesso de tensão nas entradas, quando estas ultrapassam, em módulo, de 2,5 V. O filtro de saída permite os ajustes de nível D.C. e ganho de saída, com a função de se calibrar a saída do multiplicador com relação as suas entradas ou com relação a outro sistema que venha a ser interconectado com o mesmo.

### 2.2.3 - UTILIZAÇÃO E CALIBRAÇÃO

Este módulo pode ser utilizado em processamento de sinais biológicos, ou mesmo controle de processos ou simulação, desde que se enquadrem nas faixas de tensões e banda de frequência estipuladas (vide 2.2.4).

Calibração (observe a Figura C2.2.3)

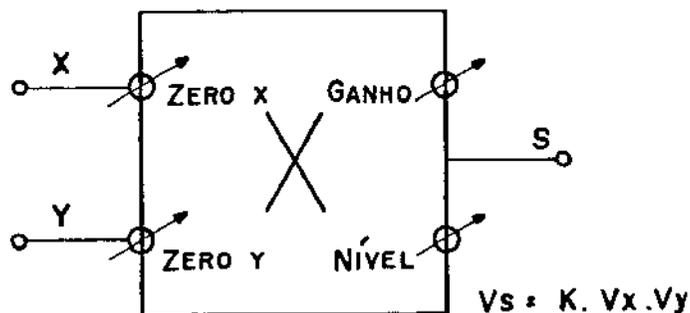


FIGURA C 2.2.3 REPRESENTAÇÃO EM BLOCO DO MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

- Seja:  $V_x$  - variável da entrada X  
 $V_y$  - variável da entrada Y  
 $V_s$  - variável da saída S  
 U - unidade de saída do multiplicador, com relação à tela ou papel de registro  
 n - número de divisões alcançada na tela ou papel, quando se aplica nas entradas sinais calibrados.

Insira as variáveis de entrada  $V_x$  e  $V_y$  previamente calibradas e proceda da seguinte maneira:

1. Faça  $V_x$  igual ao zero da variável e  $V_y$  a um valor qualquer, diferente de zero e variante no tempo
2. Ajuste o zero da entrada X (zero X) até não perceber variação na saída devido a  $V_y$  (isto é,  $0 \cdot V_y = 0$ )
3. Faça  $V_y$  igual ao zero da variável e  $V_x$  igual a um valor qualquer, diferente de zero e variante no tempo
4. Ajuste o zero da entrada Y (zero Y), até não perceber variação na saída devido a  $V_x$  (isto é,  $0 \cdot V_x = 0$ )
5. Faça  $V_x$  e  $V_y$  iguais a dois valores conhecidos e de preferência os máximos destas duas variáveis. Ajuste o nível e o ganho de saída para uma posição e amplitude convenientes na tela ou registrador e equivalente a um certo número de divisões "n" (em cm do papel ou número de traços na tela)
6. Calcule quanto deverá valer a variável de saída ( $V_s$ )

$$V_{s_{\max}} = V_{x_{\max}} \cdot V_{y_{\max}}$$

Portanto,  $V_{s_{\max}}$  deve ser equivalente a um certo número de divisões no papel ou na tela. Assim, cada unidade de saída valerá:

$$U = \frac{V_{s_{\max}}}{n} \quad (\text{unidades de } V_s/\text{divisão})$$

O sistema, desta maneira, estará calibrado.

Nota 1 - Se qualquer uma das variáveis de entrada, nos seus valores máximo ou mínimo disparar os indicadores de saturação, recalibre-as de modo que os seus máximos e mínimos não ultrapassem, em módulo, 2,5 v, isto é, não disparem os indicadores.

Nota 2 - A precisão dos ajustes de zero depende de se encontrar, com exatidão, os pontos de zero dos itens 2 e 4. Desse modo, quando for possível, mantenha o registrador com a maior sensibilidade possível, de modo a facilitar a determinação destes zeros.

### Cálculo da constante "K" do Multiplicador

$$\text{Sabe-se que } V_s = K \cdot V_x \cdot V_y$$

Após calibrado o Multiplicador, aplique nas entradas valores conhecidos de tensão e medindo a tensão de saída, tem-se:

$$K = \frac{V_s}{V_x \cdot V_y}$$

Quando o sistema está calibrado, a constante "K" só dependerá do ganho de saída do Multiplicador (podendo-se ajustá-lo para um valor conveniente).

#### 2.2.4 - CARACTERÍSTICAS DO MULTIPLICADOR

- Alimentação: +13V e -13V
- Máxima tensão nas entradas:  $\pm 2,5$  V, com indicação visual de sobretensão
- Impedância de entrada: 110 K $\Omega$
- Banda em frequência das entradas: 100Hz
- Ajuste de zero das entradas: acrescenta uma tensão de até  $\pm 1,5$  VDC, com potenciômetro de 20 voltas
- Linearidade das Entradas:
 

X e Y: 0,5%, condição: Y = constante, X = 4 Vpp	f = 1Hz
X = constante, Y = 4 Vpp	
X e Y: 1,7%, condição: Y = constante, X = 4 Vpp	f = 5Hz
X = constante, Y = 4 Vpp	

Obs.: - este erro de linearidade é devido ao erro de fase do multiplicador, que depende da banda em frequência de saída (vide Apêndice 3.2.5-3)

- Erro dinâmico do Multiplicador: atualmente não se tem condições de medir corretamente este erro, pois necessitar-se-ia de um padrão (erro  $\leq 0,1\%$ <sup>56</sup>) para a comparação dos erros.
- "Feedthrough" (quanto o multiplicador atenua uma entrada,

quando a outra for nula)

X e Y: 66dB (2.000 vezes) ou 0,05%

condição: X = 0, Y = 4 Vpp, para qualquer frequência

Y = 0, X = 4 Vpp, para qualquer frequência

- Banda em frequência de saída: 500Hz
- Nível de saída: ajustável até  $\pm 1,5$  V, com potenciômetro de 20 voltas

Obs.: - Tanto as entradas como a saída são providas com conexão do tipo telefonia estereó, com ligações de sinal, terra eletrônico e terra da carcaça isoladas.

### 2.3 - DIVISOR DE FUNÇÕES

Este módulo realiza a divisão de dois sinais, com banda de entrada de até 500Hz. A entrada que corresponde ao "dividendo" (Z) aceita sinais de qualquer polaridade; a outra entrada (X), corresponde ao "divisor", é limitada a uma só polaridade (positiva). Portanto, este divisor opera em dois quadrantes. As entradas possuem indicação de sobretensão, sendo que a entrada "Z" indica o seu máximo ou mínimo e a entrada "X" o seu máximo ou zero.

Apresenta recursos externos para ajuste de zero das entradas, como também ajuste de nível e ganho de saída, que permitem calibrar o módulo com relação às variáveis processadas. Quando devidamente calibrado, o erro que o circuito introduz no sinal processado (devido a não-linearidade) é o de 0,2% do fundo de escala, sendo previsto um erro máximo de 0,5% (vide Apêndice 3.3).

Em Hemodinâmica, uma de suas finalidades é obter-se a velocidade de máxima de encurtamento dos elementos contráteis do miocárdio ( $V_{max}$ ), proposta por SONNENBLICK e colegas<sup>50,10,13,47,41,35,45</sup>, dada pela extrapolação da parte descendente da curva  $\frac{dP/dt}{P}$  vs P, ilustrada na Figura C2.5.1, para o valor da pressão P igual a zero, isto é:

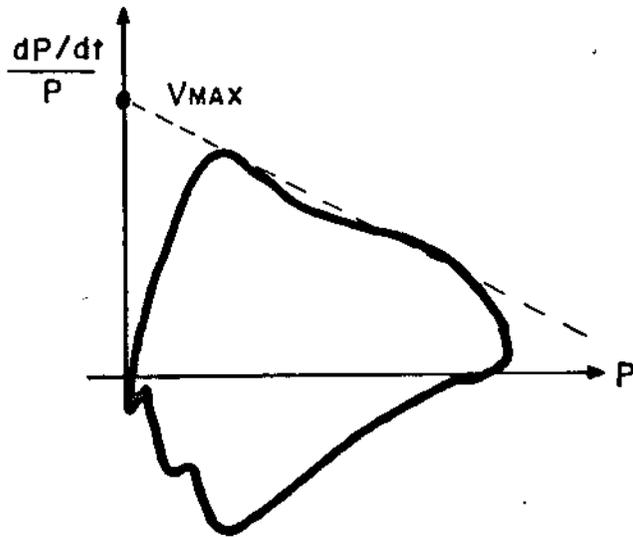


FIGURA C2.3.1 PLANO DE FASE ENTRE  $\frac{dP/dt}{P}$  e  $P$ ,  
MOSTRANDO O PONTO DE VMAX

Outra aplicação é a determinação da resistência periférica<sup>39</sup>, pulmonar<sup>39</sup>, coronária<sup>39</sup>, etc., como por exemplo:

$$R \text{ periférica} = \frac{P_{a \text{ sist.}} - P_{v \text{ sist.}}}{D.C_a}$$

onde

$P_{a \text{ sist.}}$  - Pressão Arterial Média Sistêmica

$P_{v \text{ sist.}}$  - Pressão Venosa Média Sistêmica

$D.C_a$  - Débito Cardíaco

$R \text{ perif.}$  - Resistência Periférica

### 2.3.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O divisor de funções desenvolvido baseia-se na utilização da relação logarítmica entre a tensão e a corrente em um transistor, sintetizando desta maneira, um circuito cuja função resultante seja uma relação de divisão entre duas tensões aplicadas ao mesmo. Este tipo de circuito é conhecido como "Divisor por Transcondutân

cia Variável". Seu funcionamento interno será comentado e analisado no Apêndice 3.3.

### 2.3.2 - DIAGRAMA COMPLETO DO DIVISOR

Na Figura C2.3.2, tem-se o diagrama em blocos do Divisor de Funções. Os isoladores "I", além de padronizarem as impedâncias de entrada, permitem o ajuste de zero das entradas. Estes ajustes tem a função de calibrar a zero da grandeza como relação ao zero eletrônico do circuito. Os indicadores de saturação acusam visualmente o excesso de tensão nas entradas. No caso da entrada X (divisor) os limites de saturação são +4v e 0v, isto é, esta entrada só aceita sinais positivos. A entrada Z (dividendo) tem como limite +4v. O amplificador "S" tem a função de isolar o circuito divisor da saída, permitindo os ajustes de nível DC e ganho de saída. Estes dois ajustes são utilizados para calibrar a saída do divisor com relação às suas entradas ou com relação a um outro sistema com o qual venha a ser interconectado.

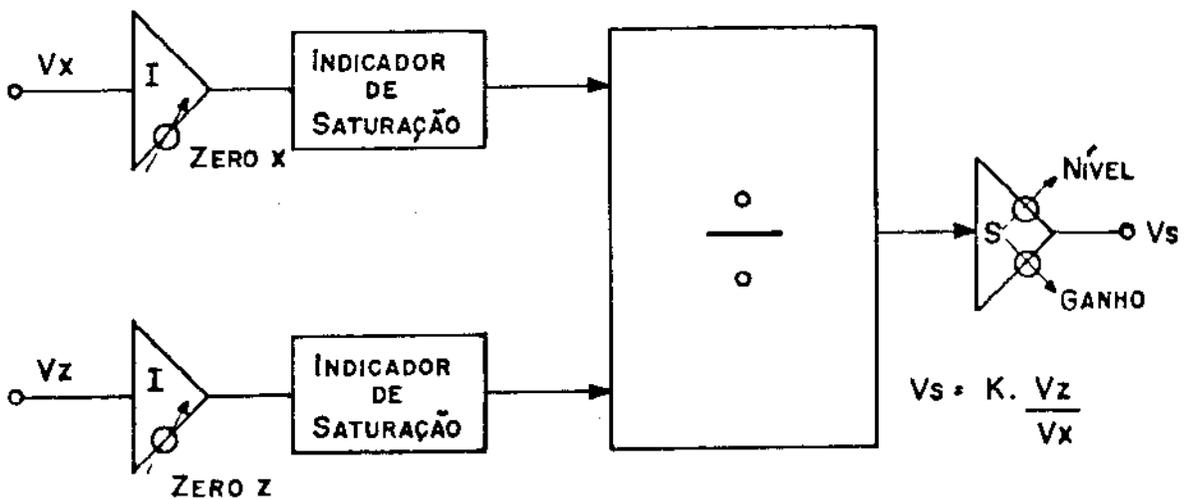


FIGURA C2.3.2 DIAGRAMA EM BLOCOS COMPLETO DO DIVISOR DE FUNÇÕES

### 2.3.3 - UTILIZAÇÃO E CALIBRAÇÃO

Este módulo pode ser utilizado em processamento de sinais biológicos, onde é necessária a divisão de dois sinais ou mesmo em controle de processos ou simulação analógica, desde que se enquadrem nas faixas de tensão e banda de frequência estipuladas (vide item 2.3.4 deste Capítulo).

Processo de Calibração (Observe a Figura C2.3.3)

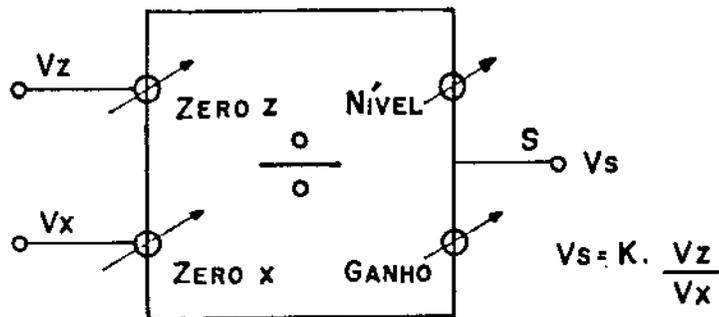


FIGURA C2.3.3 REPRESENTAÇÃO EM BLOCO DO DIVISOR DE FUNÇÕES

Seja:

$V_z$  - Variável de entrada Z (dividendo)

$V_x$  - Variável de entrada X (divisor)

$V_s$  - Variável de saída S

U - Unidade de saída do divisor, com relação à uma tela ou papel registro

n - Número de divisões alcançada na tela ou papel, quando são aplicadas nas entradas sinais calibrados.

Insira as variáveis de entrada  $V_x$  e  $V_z$ , previamente calibradas e proceda da seguinte maneira:

1. Faça  $V_z$  igual ao zero da variável e  $V_x$  um valor qualquer, diferente de zero e variante no tempo (vide nota 1)
2. Ajuste o zero da entrada Z, até não perceber mais a variação na saída devido à  $V_x$  (isto é,  $\frac{0}{V_x} = 0$ ). Ajuste o nível de saída para uma posição adequada  $X$  na tela ou registrador equivalente ao zero da variável de saída.
3. Faça  $V_x$  igual a zero e  $V_z$  um valor qualquer diferente de zero e variante no tempo (vide nota 2) e gire o potenciômetro "Zero X" no sentido anti-horário até notar que o indicador de saturação X está aceso. A partir deste ponto, gire o potenciômetro no sentido horário até notar que a indicação visual de saturação desapareceu.
4. Faça  $V_x = V_z$  ( $V_x$  sempre maior que 0v) e variantes no tempo e observe se a saída é constante. Caso apresente variação, reajuste o "Zero X" de maneira a se obter um sinal constante na saída ( $V_z/V_x = \text{constante}$ , se  $V_z = V_x$ ).
5. Faça  $V_z$  e  $V_x$  iguais a dois valores conhecidos e constantes (de preferência  $V_z$  máximo e  $V_x$  mínimo utilizados, vide nota 3) e ajuste o ganho de saída para uma amplitude e posição convenientes na tela ou registrador, equivalente à um certo número de divisões "n" (centímetros no papel ou número de traços na tela).
6. A partir do número de divisões "n" e a partir da variável de saída ( $V_s$ ), pode-se calcular quanto valerá cada unidade de saída, isto é:

$$U = \frac{V_s}{n} \left( \frac{\text{Variável de saída}}{\text{divisão}} \right)$$

onde

$$V_s = \frac{V_z \text{ max}}{V_x \text{ min}}$$

Assim, o módulo divisor estará calibrado.

Nota 1 - Se a variável X de entrada disparar o indicador de saturação X, varie o ajuste de zero para uma posição onde não haja disparo. Se não for possível, recalibre esta variável dentro de 0 e 4V (não se deve esquecer que esta entrada só aceita sinais positivos).

Nota 2 - Se a variável Z de entrada disparar o indicador de saturação Z, recalibre-a de modo que seus valores situem-se entre  $\pm 4v$ .

Nota 3 - Como a divisão é de natureza não linear, a calibração do denominador é muito crítica ( $V_X \rightarrow 0 \Rightarrow V_S \rightarrow \infty$ ), portanto deve-se estabelecer o valor de  $V_{X \min}$  como sendo a faixa dinâmica a ser utilizada no experimento (por exemplo, se a faixa dinâmica de interesse for de 100 vezes, faça  $V_{X \min} = V_{X \max}/100$ ).

#### *Cálculo da constante "K" do divisor*

Sabe-se que:

$$V_S = K \cdot \frac{V_Z}{V_X}$$

Após ter calibrado o divisor, aplique nas entradas valores conhecidos de tensão; medindo-se a tensão de saída, obtém-se:

$$K = \frac{V_S \cdot V_X}{V_Z}$$

Quando o divisor está calibrado, o valor da constante K só dependerá do ajuste de ganho da saída, podendo-se ajustá-lo para um valor conveniente.

#### 2.5.4 - CARACTERÍSTICAS DO DIVISOR

- Alimentação: +15V e -15V

- Máxima tensão nas entradas:
    - Z -  $\pm 4V$ , com indicação visual de sobretensão
    - X - 0 a +4V, com indicação visual de sobretensão
  - Impedância de entrada: 110 K $\Omega$
  - Banda em frequência dos sinais de entrada: 500Hz
  - Ajuste de zero das entradas: acrescenta uma tensão de até  $\pm 1,5$  VDC, com um potenciômetro de 20 voltas
  - Linearidade das entradas:
    - Z - 0,2% - condições: (X = constante, Z =  $\pm 4V$ )
    - X - não se tem condições de medir; para se medir este parâmetro, é necessário um divisor padrão (de ótima qualidade, erro  $\leq 0,1\%$ <sup>56</sup>) afim de se comparar os resultados. Atualmente não se dispõe este dispositivo, nas instituições onde se desenvolveu este trabalho
  - Erro total de não linearidade: 0,2% - condições:  $V_z = V_x$ , 10Hz, 4 Vp. Erro máximo previsto: 0,3%
  - "Feedthroug": melhor que 0,1% - condições  $V_z = 0$ ,  $V_x = 4$  Vp
  - Banda em frequência de saída: 1.000Hz
  - Nível de saída: ajustável até  $\pm 1,5$  VDC, com potenciômetro de 20 voltas
  - Ajuste de ganho: razão de até 20:1, com potenciômetro de 20 voltas
- Obs.: - Entradas e saída providas com conexão do tipo telefonia, estéreo, com ligações de sinal, terra eletrônico e terra carcaça isoladas.

#### 2.4 - INTEGRADOR DE FUNÇÕES

Este módulo tem a função de realizar a operação matemática de integração de um sinal com relação ao tempo. Seu disparo e controle de tempo de integração é acessível externamente. O integrador é disparado por um sinal externo, que pode ser o mesmo sinal a ser integrado ou outro qualquer. O tempo de integração do sinal é imposto por um contador de tempo. Após o término do tempo imposto, o integrador volta a condição de partida e aceita novo pulso de

disparo. Este módulo pode ser utilizado para qualquer sinal biológico passível de ser integrado, respeitando-se as características estabelecidas para o mesmo, conforme o item 2.4.2 deste Capítulo.

Em Hemodinâmica, com o auxílio deste módulo, pode-se determinar:

- a.) Trabalho Mecânico Potencial do Ventrículo Esquerdo, num intervalo de tempo pré-determinado<sup>39, 51, 52, 43, 4, 11</sup>:

$$W_{VE} = \int_{T_0}^{T_1} P_{AO}(t) \cdot Q_{AO}(t) \cdot dt$$

onde:

$P_{AO}(t)$  - Pressão instantânea na raiz da Aorta

$Q_{AO}(t)$  - Fluxo instantâneo na raiz da Aorta

$T_0, T_1$  - Tempos de início e término da integração

$W_{VE}$  - Trabalho do Ventrículo Esquerdo, entre  $T_0$  e  $T_1$

- b.) Volume das cavidades cardíacas, como:

- Volume de Ejeção do Ventrículo Esquerdo, por batimento<sup>60</sup>:

$$V = \int_0^T Q_{AO}(t) \cdot dt$$

onde:

$Q_{AO}(t)$  - Fluxo instantâneo na raiz Aorta<sup>60</sup>

$V$  - Volume de ejeção do Ventrículo Esquerdo, por batimento.

$0, T$  - Intervalo de um batimento.

### 2.4.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O integrador desenvolvido pode ser separado como mostrado na Figura C2.4.1.

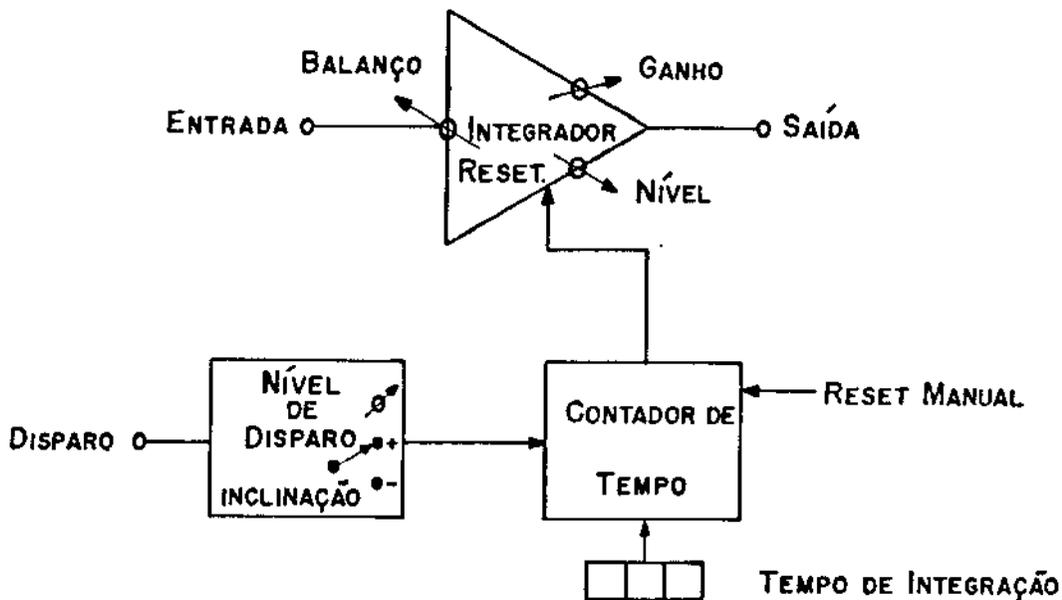


FIGURA C2.4.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO MÓDULO INTEGRADOR DE FUNÇÕES

O integrador permite ajustes de balanço da entrada, ganho e nível de saída. O sistema de "Reset" do integrador constitui-se de um transistor de efeito de campo atuando como chave. Assim, a chave é aberta até que se esgote o tempo de integração imposto.

O sistema de disparo sincroniza o integrador com a subida ou descida do sinal de disparo. Foi projetado de modo a sincronizar com sinais com frequência fundamental de, no máximo, 10 Hz.

O contador de tempo inicia a sua contagem juntamente com o disparo do integrador e, após esgotado o tempo imposto, atua no "Reset", fazendo-o voltar à sua condição inicial.

Este contador, depois de acionado, é imune a um novo pulso de disparo ou novo tempo de integração, até que o tempo de integração imposto se esgote. É conveniente salientar que o acionamento da chave "Reset Manual" é o comando de maior prioridade neste sis

tema.

#### 2.4.2 - UTILIZAÇÃO E CALIBRAÇÃO

O módulo Integrador pode ser utilizado em processamento de qualquer tipo de sinal biológico, cuja banda em frequência e níveis de tensão se enquadrem nas características citadas no item 2.4.3 deste Capítulo.

*Calibração (Observe a Figura C2.4.2)*

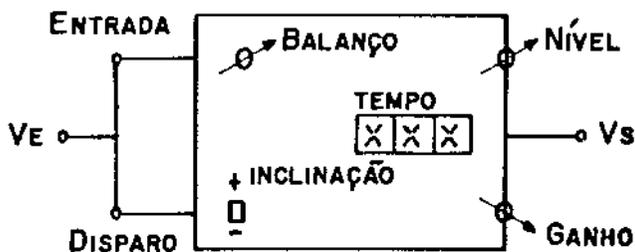


FIGURA C2.4.2 REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO INTEGRADOR DE FUNÇÕES

Seja:

$V_E$  - Variável de entrada

T - Tempo de integração imposto

U - Divisão da escala

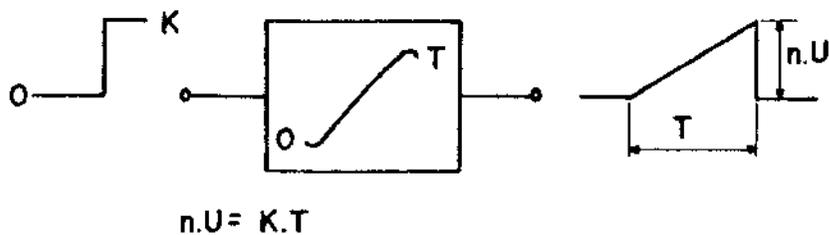
n - Número de divisões alcançado pela saída

$V_S$  - Variável de saída

Com a variável de entrada previamente calibrada, proceda da seguinte maneira:

1. Escolha um valor constante da variável de entrada (de preferência o seu máximo) e também seu zero

2. Insira o "zero" da  $V_E$  e dispare o integrador, mudando alternadamente a posição da chave de inclinação. Se o sinal de saída não for constante, ajuste o controle de balanço da entrada e repita a operação até conseguir que o sinal de saída permaneça constante ( $\int 0 \cdot dt = 0$ )
3. Imponha um tempo  $T$  nas chaves digitais e, com  $V_E$  no valor igual ao máximo, dispare o integrador e ajuste os controles de nível e ganho de saída para uma excursão conveniente. A note o número de divisões  $U$  que o sinal alcança na tela ou registrador
4. Conhecendo-se a altura do sinal integrado ( $n \cdot U$ ), o valor máximo de  $V_E$  e  $T$ , pode-se determinar o valor da variável da saída.



$$U = \frac{K \cdot T}{n}$$

Deste modo obtém-se o integrador calibrado em função da variável de entrada.

#### 2.4.3 - CARACTERÍSTICAS

- Alimentação: +13V e -13V

Integrador

- Máxima tensão de entrada:  $\pm 13$  V

- Máxima tensão de saída:  $\pm 5$  V

- Ajuste de balanço: ajusta até  $\pm 1,5$  VDC da entrada, com um potenciômetro de 20 voltas

#### Sistema de Disparo

- Inclinação: selecionável por chave para permitir sincronização com a subida (+) ou descida (-) do sinal de disparo
- Nível de disparo: compara a razão de subida ou descida do sinal de disparo com uma tensão D.C., ajustável de 0 a 2,6 V, por potenciômetro de 20 voltas
- Frequência máxima aceitável para disparo: 10 Hz
- Impedância de entrada: 110 K $\Omega$

#### Sistema de Controle de Tempo

- Tempo mínimo de integração: 1 ms
- Tempo máximo de integração: 999 ms
- Modo de inserção do tempo: chave digital, tipo "Thumbwheel"
- Modo de funcionamento: após disparado é imune tanto a outro pulso de disparo como a outro tempo de contagem, até que a última contagem iniciada finalize.
- Chave de "Reset Manual": quando acionada obriga tanto o integrador como o contador de tempo voltarem à condição inicial, independente de outra condição de funcionamento.
- Atraso total do sistema de controle e chave de "Reset": 50 $\mu$ s

Obs.: - Entradas e saída providas com conexão de telefonia, estéreo, com ligação isolada de sinal, terra eletrônico e terra da carcaça.

## 2.5 - DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

O Módulo Diferenciador de Funções fornece um sinal de saída que é proporcional à derivada do sinal de entrada. Sua frequência de corte é selecionável e baseada em estudos de aplicação do diferenciador em processamento de sinais cardiovasculares e outros sistemas semelhantes a este<sup>1,26,28</sup>.

Em Hemodinâmica pode ser utilizado para:

- a.) Diagnóstico de doença valvular<sup>1, 34</sup>
- b.) Avaliação e determinação do estado de contratilidade do miocárdio<sup>59, 33, 29, 9</sup>
- c.) Razão de variação do fluxo sanguíneo<sup>51, 52</sup>

### 2.5.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O Diferenciador de Funções pode ser representado como na Figura C2.5.1.

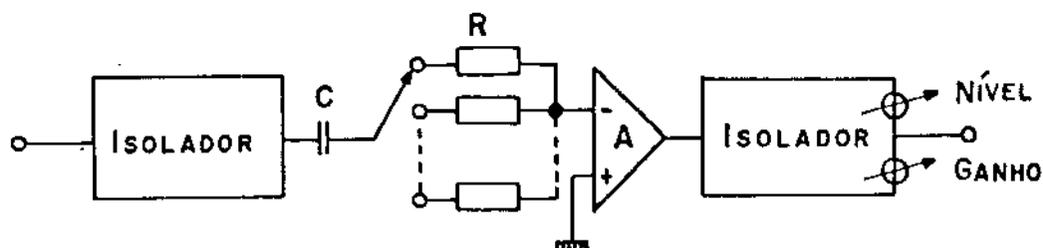


FIGURA C2.5.1 REPRESENTAÇÃO EM DIAGRAMA EM BLOCOS DO MÓDULO DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

Os isoladores de entrada e saída tem a função de manter o diferenciador insensível às variações de carga. O isolador da saída fornece os ajustes de nível e ganho de saída.

O diferenciador é sintetizado com uma rede "R-C" série, cujo "R" é selecionado para se mudar a frequência de corte.

### 2.5.2 - UTILIZAÇÃO E CALIBRAÇÃO

O Módulo Diferenciador pode ser utilizado em processamento de qualquer tipo de sinal biológico cuja banda em frequência se enquadre nas frequências de corte disponíveis.

#### Processo de Calibração

O processo de calibração baseia-se na derivada da equação de reta:

$y = ax + b$  (equação de reta), sendo:

$x$  e  $y$  - variáveis

$a$  e  $b$  - constantes

$dy/dx = a$  (derivada da equação de reta)

Na Figura C2.5.2 é mostrada a representação do Módulo Diferenciador

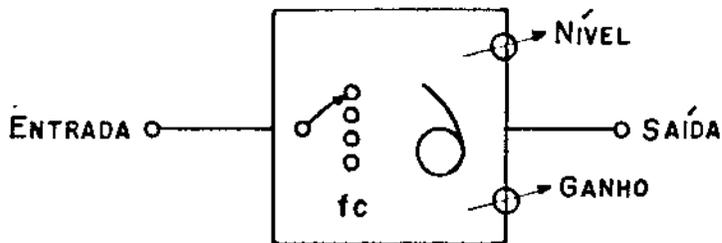


FIGURA C2.5.2 REPRESENTAÇÃO EM BLOCO DO MÓDULO DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

Seja:

$V_E$  - Variável de entrada

$T$  - Tempo de existência da rampa

$t$  - Tempo

$D$  - Unidade de divisão de saída

$n$  - Número de divisões alcançadas na saída

$X$  - Máxima amplitude da rampa

$V_S$  - variável de saída



Proceda da seguinte maneira:

1. Aplique na entrada do diferenciador uma rampa de  $V_E$ , com a máxima razão de variação que se vai trabalhar.
2. Estabeleça a frequência de corte de trabalho.
3. Ajuste o nível e ganho da saída para que o degrau que aparece na saída, causado pela rampa de entrada, apresente uma posição e amplitude no registrador ou tela satisfatórias para sua utilização.
4. Meça o número de divisões que o degrau alcança no registrador ou tela. O valor de cada divisão será:

$$D = \frac{X}{nT}$$

Nota - Como em geral é muito difícil se obter uma rampa da variável de entrada, sugere-se proceder da seguinte maneira:

Suponha que a  $V_E$  seja uma pressão. Desejando-se medir a razão de variação da pressão ( $dP/dt$ ), deve-se previamente ter idéia do valor aproximado da máxima variação de pressão a ser medida durante o experimento.

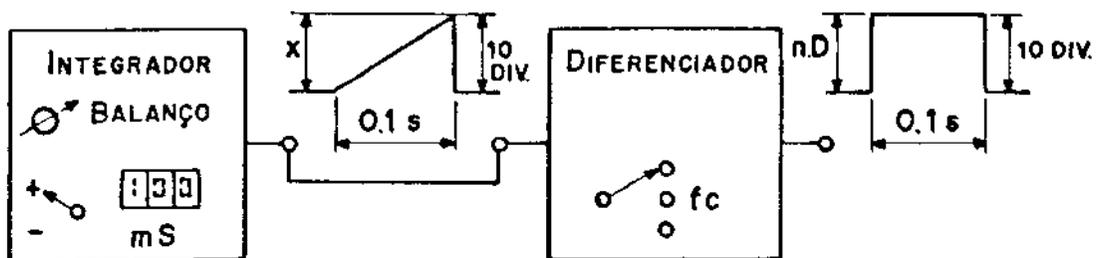
Suponha que  $dP/dt$  máximo foi estipulado em 2.000 mmHg/s e que a pressão de 100 mmHg alcança no registrador 5 divisões. Deste modo:

$$\frac{dP}{dt} = 2.000 \frac{\text{mmHg}}{\text{s}} = \frac{2.000 \text{ mmHg/s}}{100 \text{ mmHg}} \cdot 5 \text{ div} = 100 \frac{\text{divisões}}{\text{s}}$$

Se o registrador, para a derivada, comportar no máximo 10 divisões, então, para o máximo  $dP/dt$  alcançar 10 divisões no registrador, o tempo de ocorrência de  $dP/dt$  max deverá ser de 0,1 segundo ( $100 \frac{\text{divisões}}{\text{s}} \rightarrow 10 \text{ divisões em } 0,1 \text{ s}$ ).

Através do Módulo Integrador de Funções, gere uma rampa que alcance 10 divisões do registrador em 0,1 s. Para tal, é necessário impor o tempo de integração de 100 ms, disparar o integrador pela mudança de posição da chave de "inclinação" e, por intermédio do ajuste de "balanço", fazer com que a rampa de sua saída alcance 10 divisões (Vide Capítulo 2.4).

Aplique esta rampa ao Diferenciador e ajuste sua saída para que o degrau obtido dê a excursão máxima do registrador.



Então:

$$n = \frac{x}{nT} = \frac{10 \text{ divisões}}{10 \text{ div} \cdot 0,1 \text{ s}} = \frac{200 \text{ mmHg}}{10 \cdot 0,1} = 200 \text{ mmHg/div./s}$$

Isto é, cada divisão na saída do Diferenciador indica uma  $dp/dt$  de 200 mmHg/s.

### 2.5.3 - CARACTERÍSTICAS

- Alimentação: +13 V e -13 V
- Máximo sinal de entrada:  $\pm 13$  V
- Frequência de corte de entrada: 720Hz
- Frequências de corte do diferenciador: 20, 50, 80, 100, 120 e 150Hz, desvio de  $\pm 10\%$ , inclinação de 6dB por oitava
- Impedância de entrada: 110 K $\Omega$
- Ganho de saída: 0 a 10, ajustável com potenciômetro de 20 voltas .
- Nível de saída: ajustável até  $\pm 1,5$  VDC com potenciômetro de 20 voltas

Obs.: - Entrada e saída providas com conexão de telefonia, tipo estéreo, com ligações isoladas de terra eletrônico, terra da carcaça e sinal.

## Capítulo 3 - EXPERIMENTAÇÃO DO PROCESSADOR

## 3.1 - EXPERIMENTAÇÃO COM SINAIS BEM COMPORTADOS

A seguir será mostrado o resultado do processamento de sinais bem comportados, utilizando-se o sistema desenvolvido.

## 3.1.1 - MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

A Figura C3.1.1 mostra o resultado da multiplicação de duas ondas triangulares idênticas. Deve-se obter na saída uma tensão de forma de onda parabólica, como se ilustra na figura.

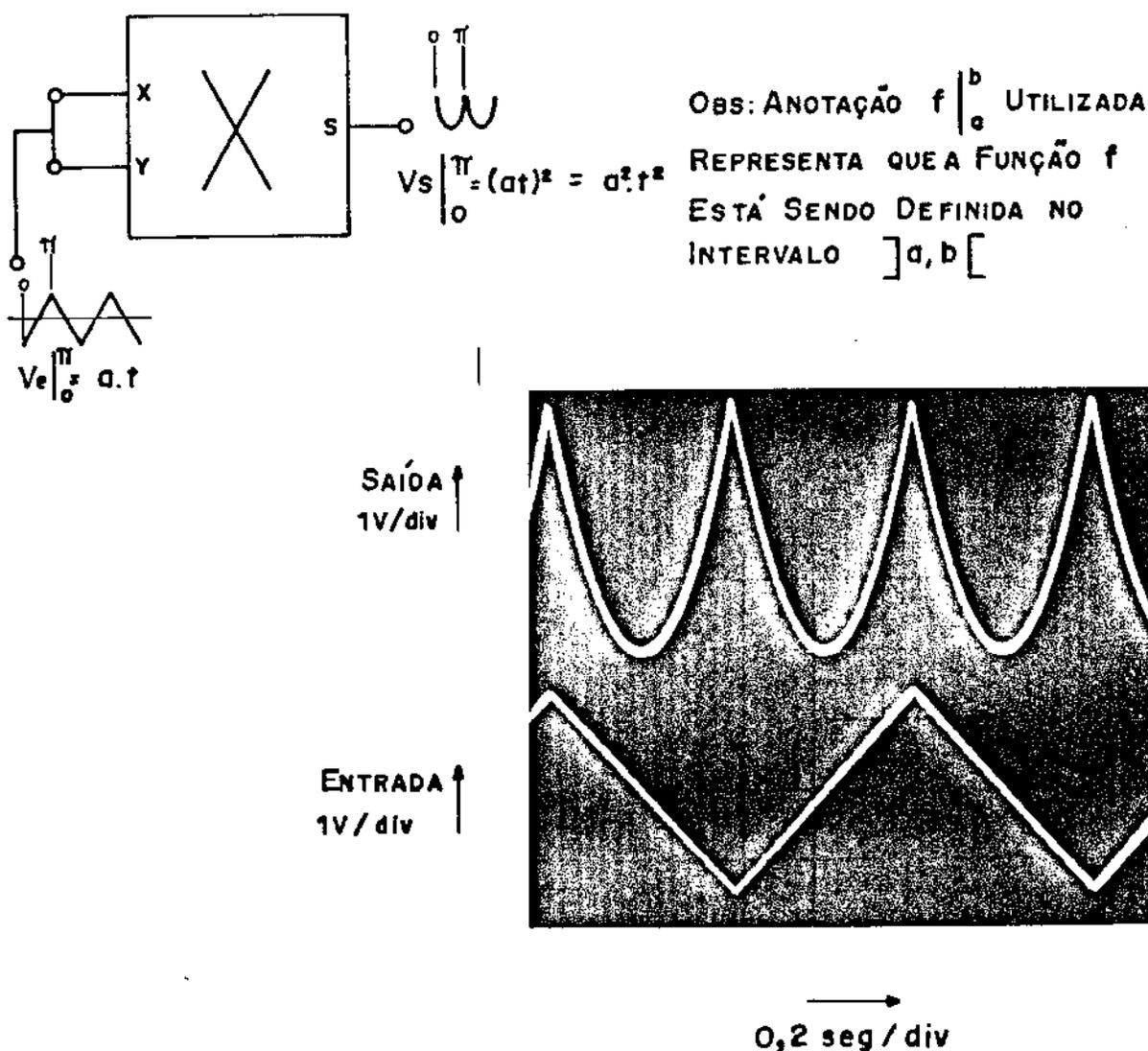
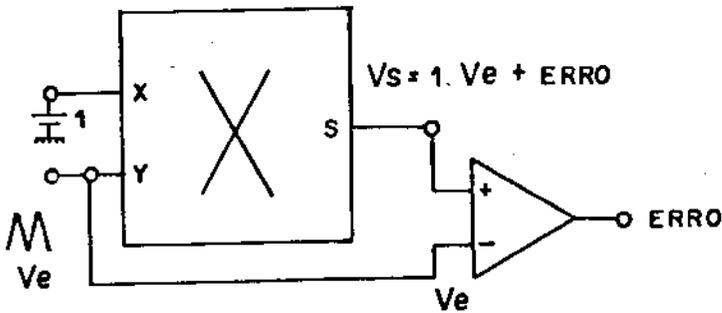


FIGURA C3.1.1 ILUSTRAÇÃO DA MULTIPLICAÇÃO DE DUAS ONDAS TRIANGULARES E IGUAIS

A Figura C3.1.2 mostra o erro produzido pelo multiplicador, devido principalmente à banda em frequência do mesmo, isto é, a de fase (atraso em tempo) produzida pelo multiplicador no sinal, como deduzido no Apêndice A3.2.5-3.



$$\text{ERRO} = \frac{10 \text{ m Vpp}}{2 \text{ Vpp}} = 0,5 \%$$

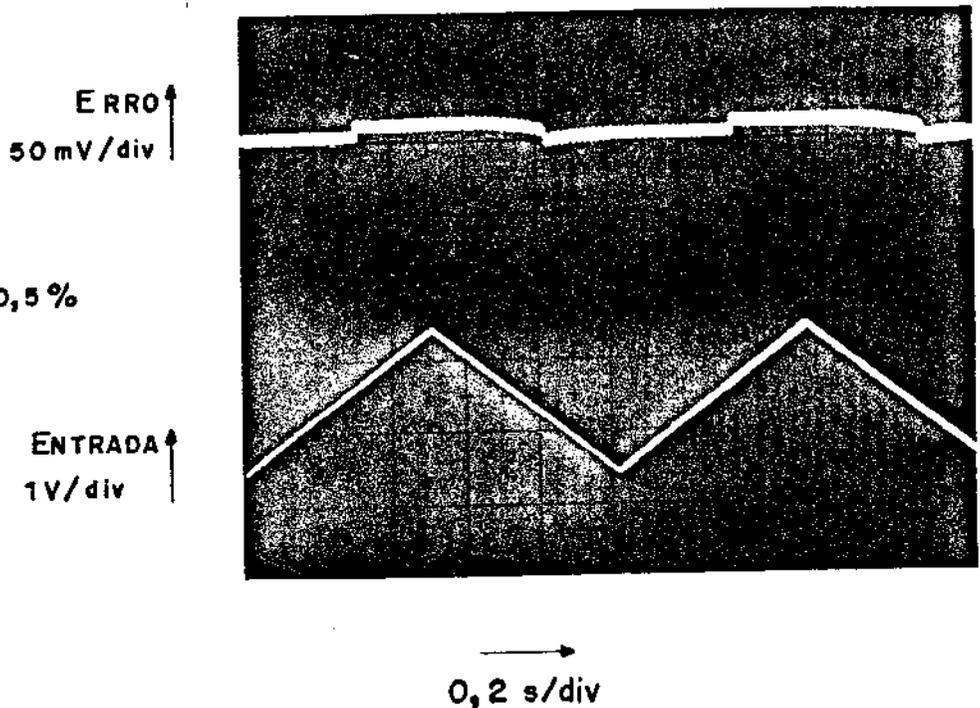


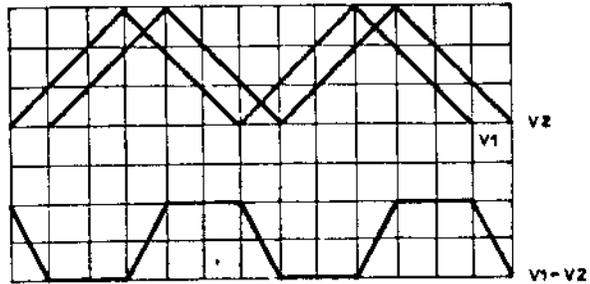
FIGURA C3.1.2 ILUSTRAÇÃO E MEDIDA DO ERRO DO MULTIPLICADOR

Note, pela Figura C3.1.2, que o erro é devido principalmente à defasagem entre os sinais de entrada e saída e não devido às não linearidades produzidas pelo multiplicador, pois tem-se:

$$VE \Big|_0^{\pi} = at$$

$$Vs \Big|_0^{\pi} = at + \theta, \theta \text{ CONST.}$$

$$\text{ERRO} = Vs \Big|_0^{\pi} - VE \Big|_0^{\pi} = \theta = \text{CONST.}$$



Este tipo de erro pode ser minimizado facilmente aumentando-se a banda em frequência do filtro de saída, juntamente com a frequência do oscilador de pulso.

### 3.1.2 - DIVISOR DE FUNÇÕES

A Figura C3.1.3 mostra o resultado da divisão de uma tensão constante, por uma tensão com forma de onda triangular. Deve-se obter na saída uma tensão de forma de onda proporcional à  $1/x$ , como se ilustra na própria figura.

A Figura C3.1.4 mostra o erro produzido pelo circuito divisor, devido à ruído e não linearidade.

Vê-se, pela Figura C3.1.4, que o erro representa aproximadamente 0,2% da tensão máxima de entrada. O ruído presente decorreu, em parte, do método e condições de blindagem do sistema de medida.

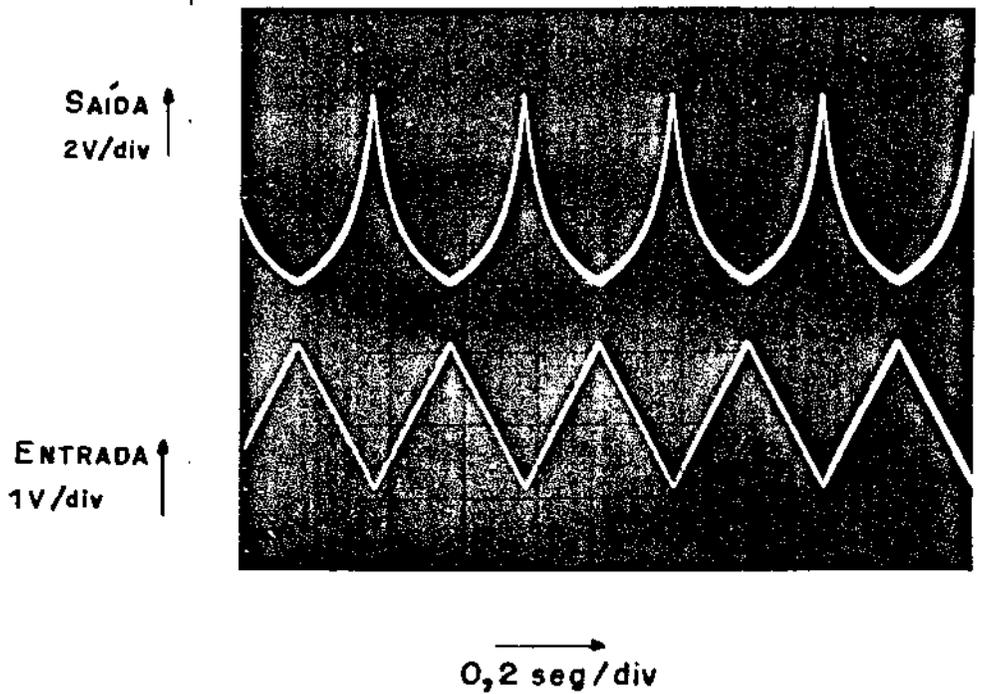
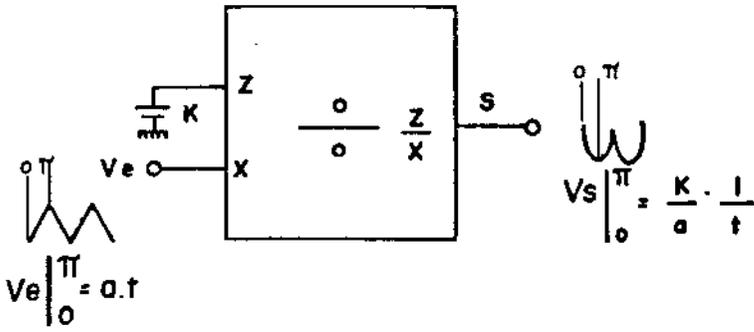


FIGURA C3.1.3 ILUSTRAÇÃO DA DIVISÃO DE UMA CONSTANTE POR UMA TENSÃO DE FORMA DE ONDA TRIANGULAR

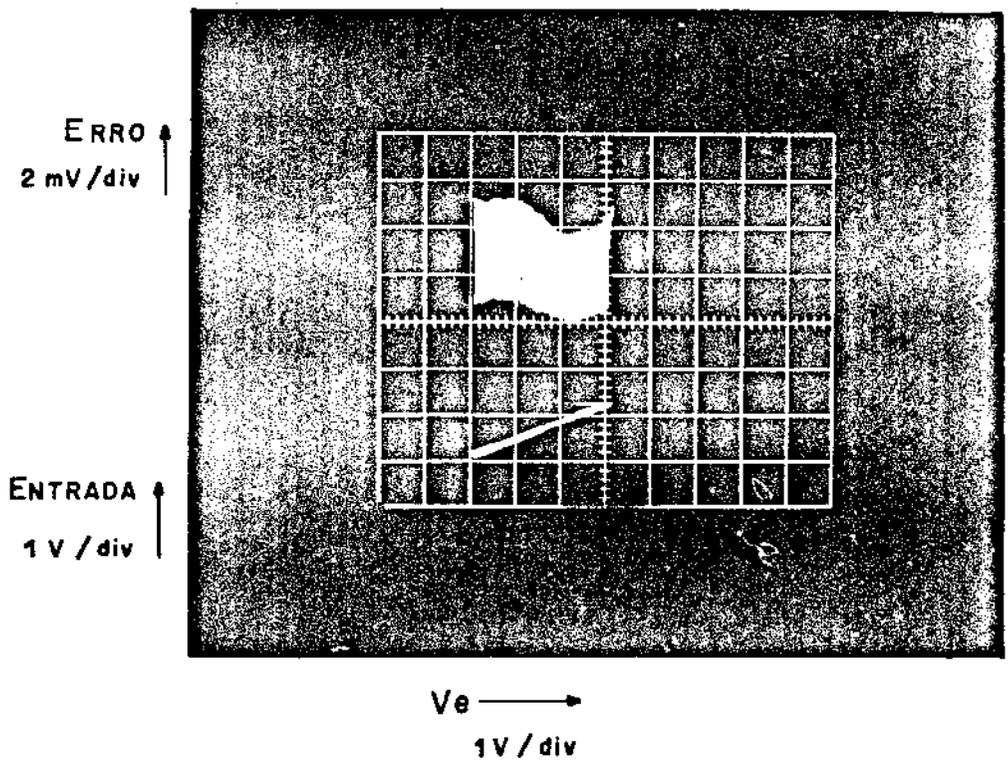
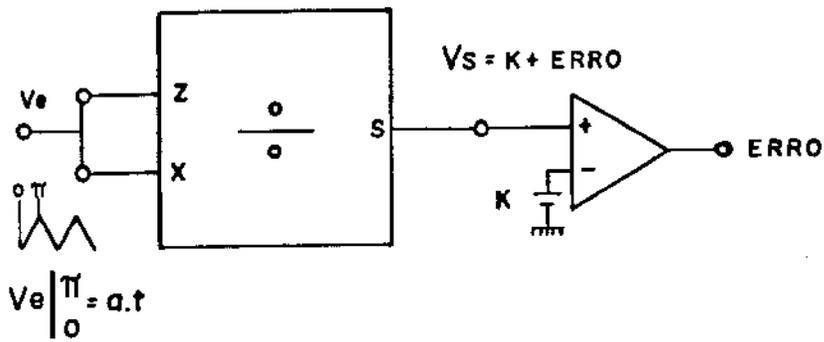


FIGURA C3.1.4 ILUSTRAÇÃO E MEDIDA DO ERRO PRODUZIDO PELO CIRCUITO DIVISOR

### 3.1.3 - INTEGRADOR DE FUNÇÕES

A Figura C3.1.5 mostra o resultado da integração de uma onda quadrada, cujo período de integração estipulado foi de 700 ms onde, após esgotado o referido intervalo de tempo, o sistema volta à condição inicial.

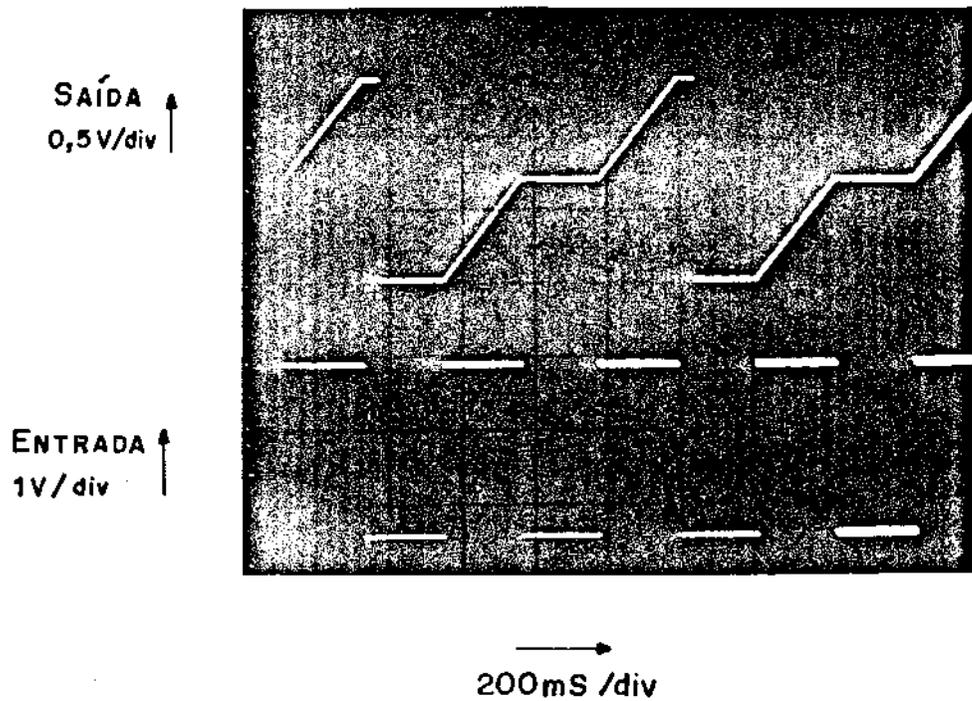
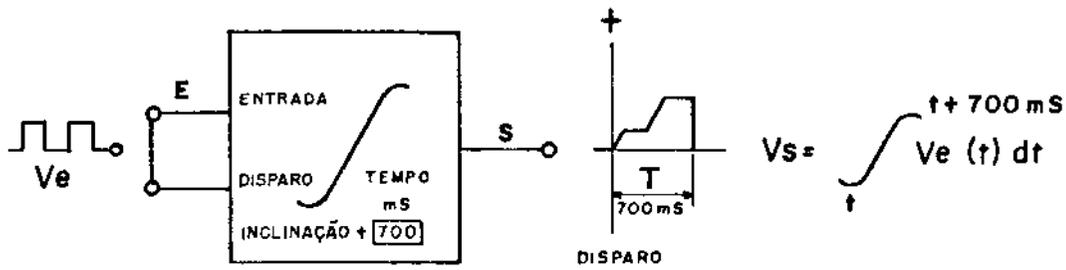


FIGURA C3.1.5 ILUSTRAÇÃO DA INTEGRAÇÃO DE UMA ONDA QUADRADA, POR UM PERÍODO DE 700 mS

A Figura C3.1.6 mostra, através da utilização do osciloscópio com varredura expandida, o tempo de "RESET" do sistema, que é aproximadamente  $40 \mu\text{s}$  do tempo devido à descarga do capacitor, sem contar os  $10 \mu\text{s}$  máximos de erro devido ao contador interno de tempo.

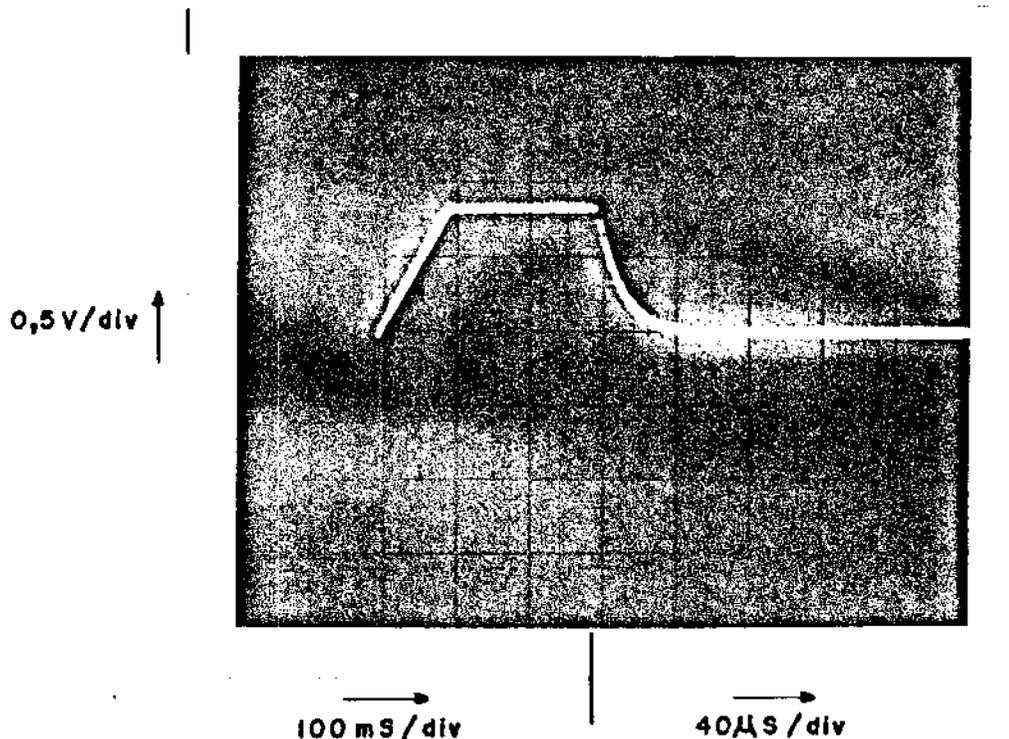


FIGURA C3.1.6 ILUSTRAÇÃO E MEDIDA DO TEMPO "RESET" DO INTEGRADOR

#### 3.1.4 - DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

A Figura C3.1.7 mostra o resultado da diferenciação de uma on da quadrada, com frequência de corte do diferenciador de 150 Hz.

A Figura C3.1.8 mostra o resultado da diferenciação de uma on da triangular, obtendo-se como saída uma onda quadrada, já que a derivada da onda triangular é constante em cada semi-período. A frequência de corte do diferenciador é de 150Hz.

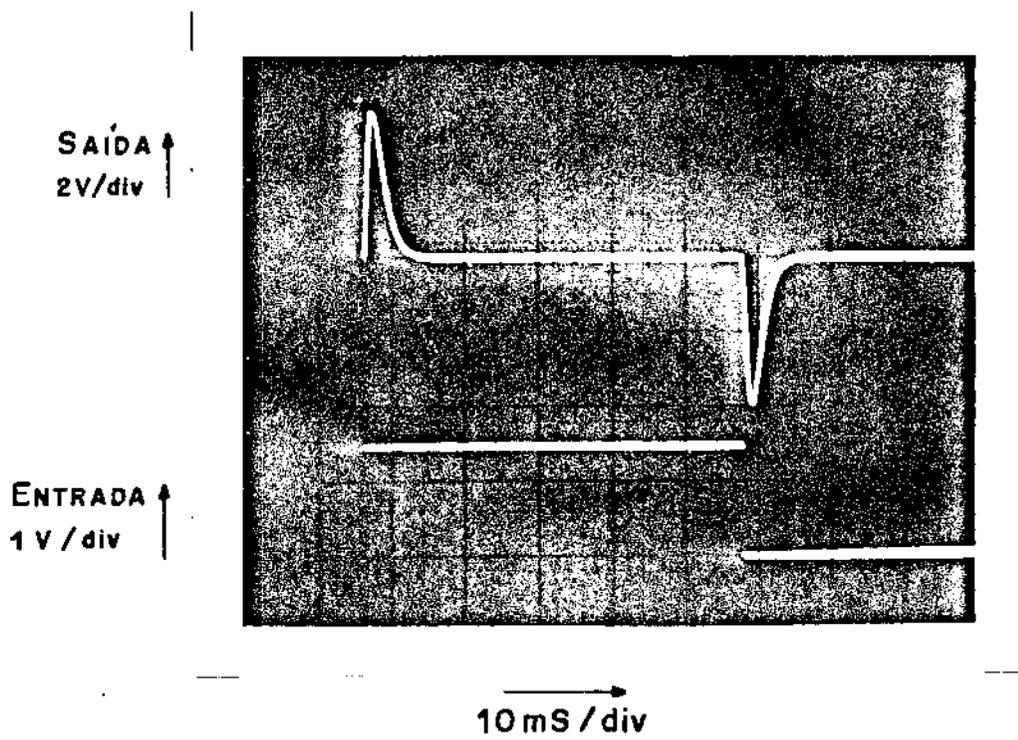


FIGURA C3.1.7 ILUSTRAÇÃO DA DIFERENCIAÇÃO DE UMA ONDA QUADRADA

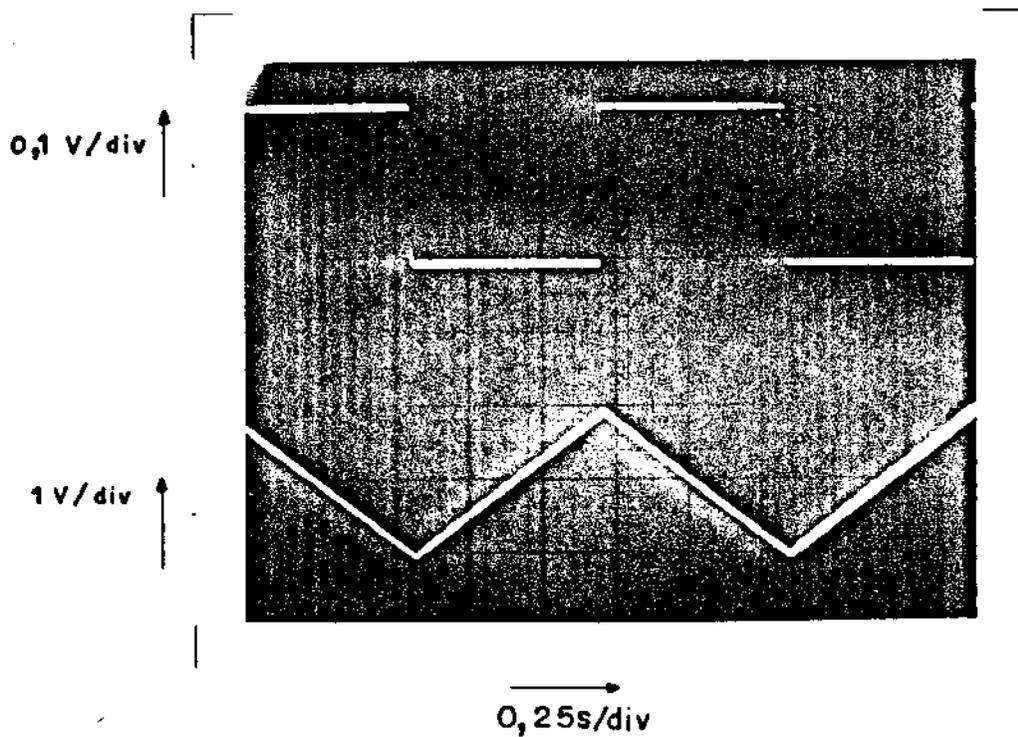


FIGURA C3.1.8 ILUSTRAÇÃO DA DIFERENCIAÇÃO DE UMA ONDA TRIANGULAR

### 3.1.5 - AMPLIADOR DE PRESSÃO

A Figura C3.1.9 mostra a forma de onda do oscilador interno e do sinal interno de referência de calibração, que foi ampliado e detectado pelo sistema de detecção síncrona.

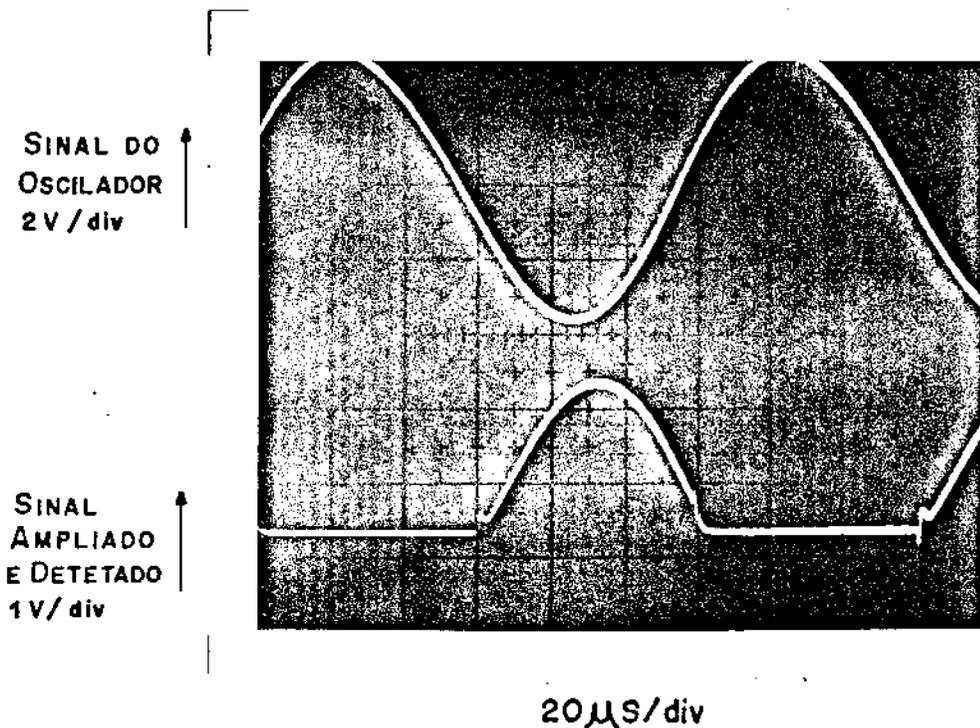


FIGURA C3.1.9 ILUSTRAÇÃO DA AMPLIFICAÇÃO E DETECÇÃO DO SINAL DE PORTADORA

### 3.2 - EXPERIMENTAÇÃO COM SINAIS CARDÍACOS

Será mostrado o resultado do processamento de sinais de pressão e fluxo, colhidos de um cão com peso aproximado de 15 Kg, submetido à toracotomia mediana, sendo o pericárdio aberto longitudinalmente. A aorta ascendente foi dissecada e isolada, onde foi colocado um transdutor de fluxo de Stathan tipo P-789. Inseriu-se um cateter de Sonos de 80 mm na ponta do ventrículo esquerdo, que foi acoplado a um transdutor de pressão da Stathan tipo P23Db.

Através destes transdutores, obteve-se os sinais de fluxo na raiz da aorta e pressão de ventrículo esquerdo, que foram amplificados pelos amplificadores de fluxo da Stathan tipo SP2201 e o de pressão desenvolvido. Os sinais foram registrados em fita magnética e

posteriormente registrados em papel.

As Figuras C3.2.1 e C3.2.2 mostram respectivamente os sinais de pressão de ventrículo esquerdo e fluxo na raiz da aorta obtidos a través da instrumentação citada.

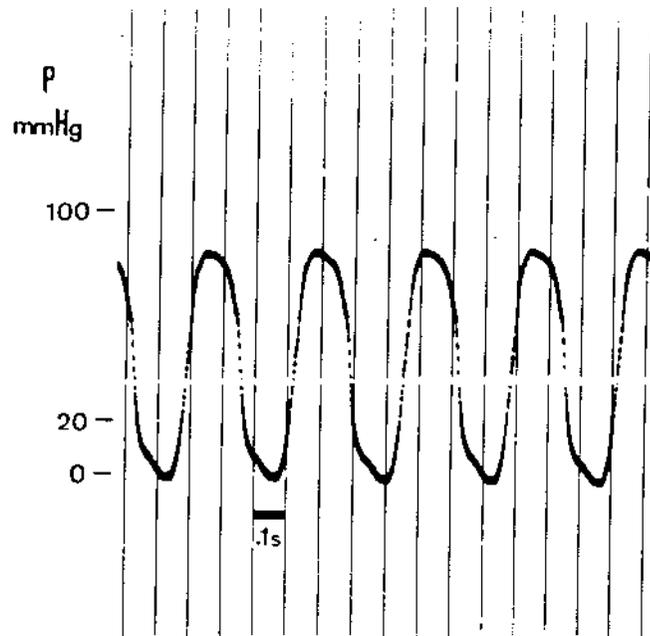


FIGURA C3.2.1 MOSTRA DA PRESSÃO DO VENTRÍCULO ESQUERDO

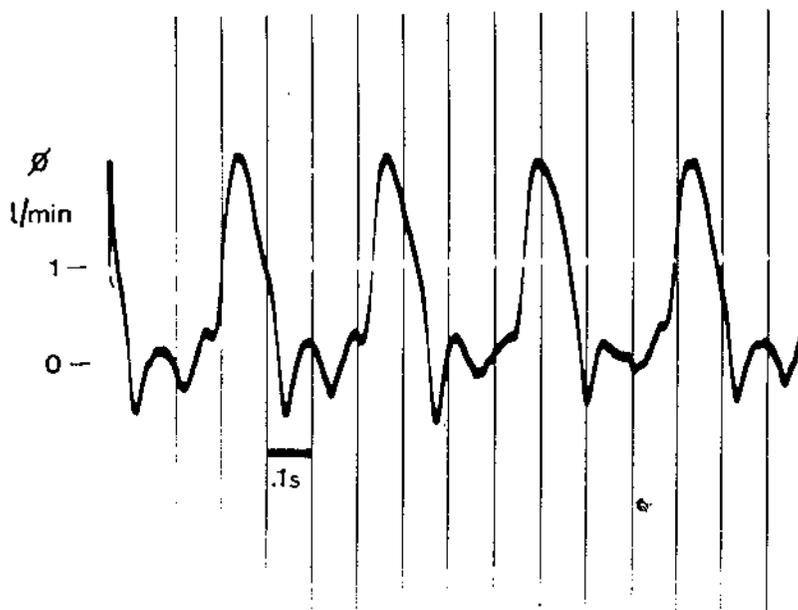


FIGURA C3.2.2 MOSTRA DO FLUXO NA RAIZ DA AORTA

A Figura C3.2.3 mostra o resultado da multiplicação da pressão do ventrículo esquerdo pelo fluxo na raiz da aorta. O resultado desta multiplicação é a potência instantânea de saída do ventrículo esquerdo, como citado no Capítulo 2.2. Nesta figura mostra-se, de cima para baixo, os sinais de fluxo, pressão e potência respectivamente.

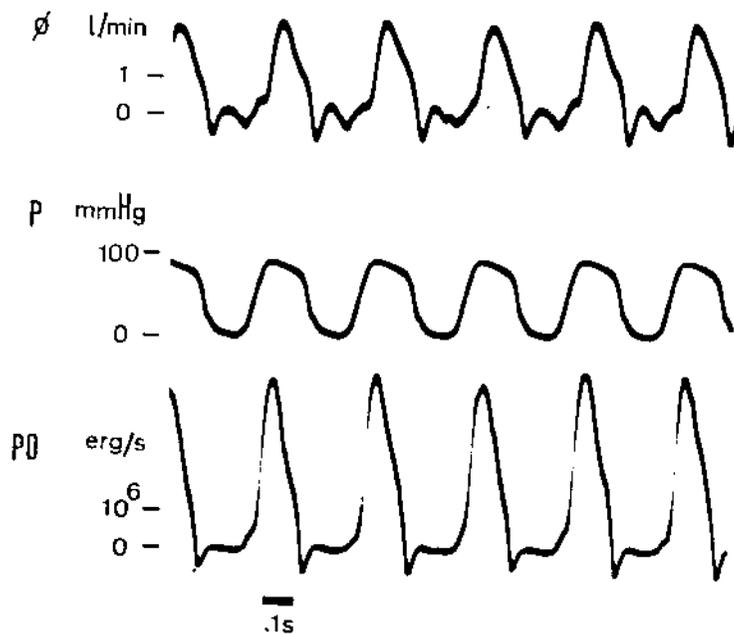


FIGURA C3.2.3 MOSTRA DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA DE SAÍDA DO VENTRÍCULO ESQUERDO

A Figura C3.2.4 mostra o resultado da integração do sinal de potência instantânea do ventrículo esquerdo, obtendo-se o trabalho mecânico do ventrículo esquerdo, dentro de um tempo de dois batimentos, conhecido também por trabalho mecânico acumulado. Foi utilizado como sinal de disparo o mesmo sinal a ser integrado, isto é, a potência, e imposto um tempo de 640 ms no contador de tempo. São mostrados na figura, de cima para baixo, os sinais de trabalho, potência, pressão e fluxo respectivamente.

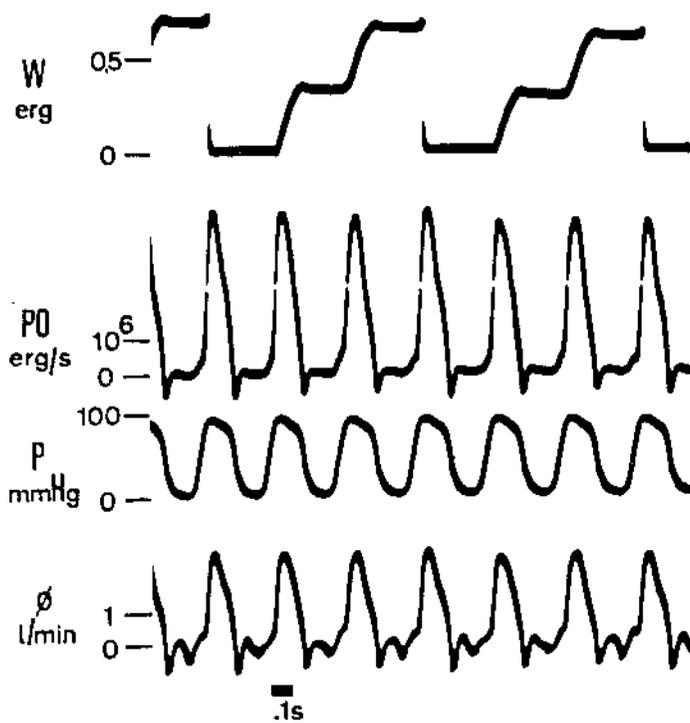


FIGURA C3.2.4 MOSTRA DO TRABALHO MECÂNICO POTENCIAL DO VENTRÍCULO ESQUERDO

A Figura C3.2.5 mostra o resultado da diferenciação do sinal de pressão de ventrículo esquerdo, com uma frequência de corte de 120Hz. São mostrados na figura, de baixo para cima, os sinais de pressão e sua derivada, respectivamente.

A Figura C3.2.6 mostra o plano de fase formado entre  $\frac{dP/dt}{P}$  e  $P$ , onde se realizou a extrapolação da parte descendente da curva  $\frac{dP/dt}{P}$  vs  $P$ , a fim de obter-se a denominada velocidade máxima de encurtamento dos elementos contráteis do Miocárdio,  $V_{max}$ , como foi citado no Capítulo 2.3.

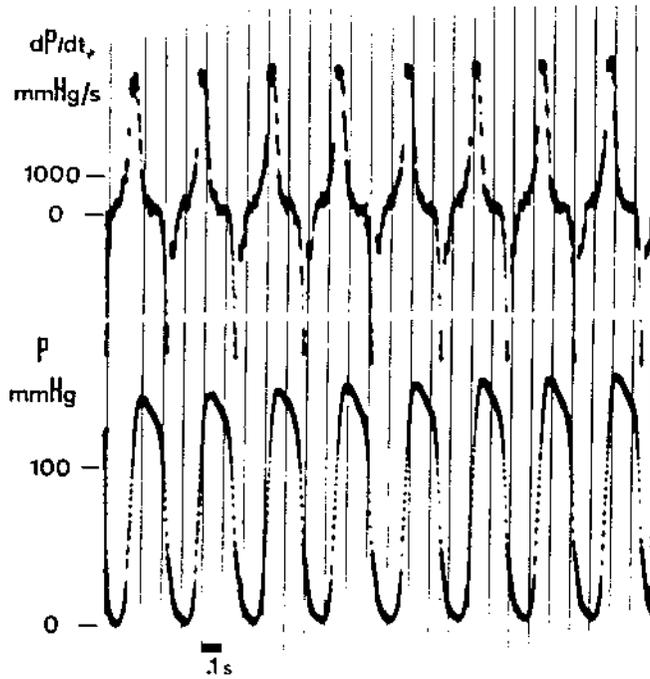


FIGURA C3.2.5 MOSTRA DA PRIMEIRA DERIVADA DA PRESSÃO DO VENTRÍCULO ESQUERDO

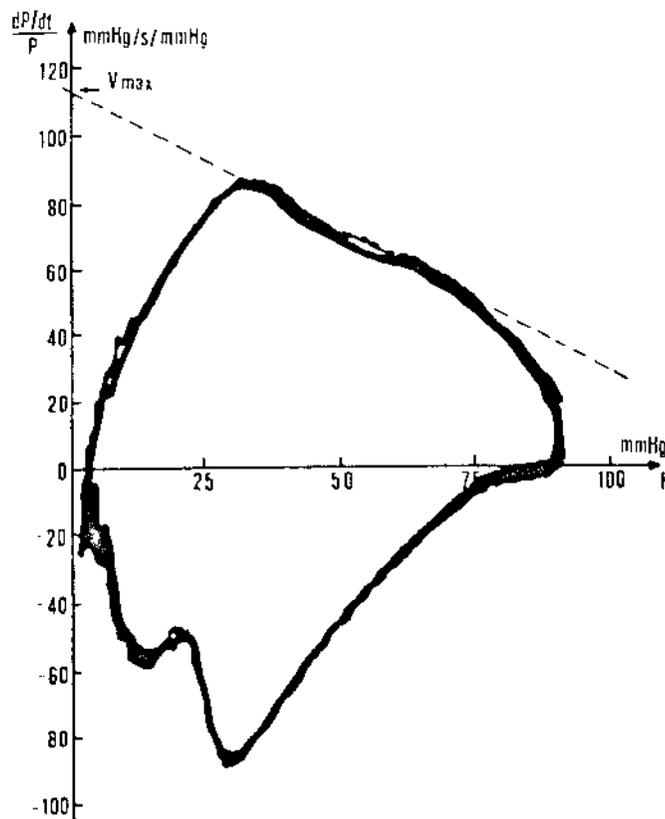


FIGURA C3.2.6 MOSTRA DO PLANO DE FASE FORMADO ENTRE  $\frac{dP/dt}{P}$  E P, INDICANDO O VALOR DE VMAX

## Capítulo 4 - DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

A filosofia adotada para se realizar o processamento dos sinais, isto é, processamento por computação analógica, está a cada dia que passa mais comprometida, tendo em vista a possibilidade de construir-se sistemas mistos (analógico-digitais), utilizando-se microprocessadores. Como o custo dos sistemas digitais está caindo surpreendentemente, acredita-se que em pouco tempo não mais será viável no Brasil adotar-se uma filosofia somente analógica. Porém, quando se necessita utilizar uma função específica, não é economicamente viável, em nosso país, adquirir-se um sistema bem mais complexo. Por exemplo, se um investigador necessita apenas da operação de multiplicação de sinais ao longo de todos os seus experimentos, não é razoável obter-se um sistema sensivelmente mais complexo e subutilizá-lo. Nestes casos, os sistemas somente analógicos ainda serão os mais indicados.

Pensando-se desta forma, desenvolveu-se todos os módulos do processador com circuitos analógicos e de forma independente, a fim de que se possa construir apenas parte do mesmo, conforme a necessidade de cada um.

O fato de ter-se desenvolvido os circuitos eletrônicos a partir de componentes não especializados e encontráveis no mercado nacional, além de facilitar a sua reprodução, contribui para a aquisição de tecnologia pouco difundida em nosso país.

Acredita-se que a partir da experiência absorvida com a realização e utilização do mesmo, possa-se iniciar um projeto misto, onde fosse possível fornecer ao usuário maiores facilidades de manuseio, calibração e conseqüentemente maior confiabilidade.

Cita-se a seguir algumas sugestões para um futuro aperfeiçoamento do processador em termos de possibilitar maior flexibilidade de utilização:

- a - O processo de calibração do Ampliador de Pressão pode ser simplificado, substituindo-se o ajuste manual de fase por

um circuito eletrônico que realize este ajuste automaticamente. Deste modo, simplifica-se o processo de calibração, porém complica-se substancialmente o circuito eletrônico. É possível acrescentar mais algumas opções de frequência de corte do filtro de saída, caso necessite-se.

- b - O erro de fase apresentado pelo Multiplicador de Funções pode ser diminuído, desde que se necessite, aumentando-se a frequência do pulso modulado, de modo que seja possível aumentar a frequência de corte do filtro de saída e conseqüentemente diminuir o seu atraso de fase.
- c - O indicador visual de saturação da entrada "X" (divisor) do Divisor de Funções acusa qualquer sinal que transponha os limites inferior a 0 V e superior a 4 V. Sugere-se a utilização de dois indicadores separados para cada limite, a fim de facilitar a calibração.
- d - O sistema de disparo do Integrador de Funções pode ser sofisticado, permitindo seu disparo através da detecção de um nível contínuo de tensão, além do sistema já realizado que se relaciona com a subida ou descida do sinal. Pode-se também, caso se necessite, permitir que o integrador volte a condição inicial não apenas pelo controle de tempo, mas também pelo mesmo sinal a ser integrado, através de um detector de nível zero (zero crossing detector).

Os circuitos eletrônicos, após um ano de utilização do primeiro protótipo, não apresentaram problemas de falha ou alteração de suas características.

Foi desenvolvido e utilizado no segundo protótipo um sistema de trava mecânica acoplado aos potenciômetros de ajuste de nível, zero e ganho, a fim de impedir que o processo de calibração fique comprometido, pois foi notado que no primeiro protótipo não se tinha certeza se a posição de um potenciômetro ajustado, em uma rotina de calibração, foi alterado ao longo do experimento.

Os protótipos funcionaram satisfatoriamente, dentro da performance e precisão esperada, como mostram as experimentações reali-

zadas no Capítulo 3. Notou-se que é possível, com pequenas alterações de circuito, fornecer alguns recursos adicionais que permitirão maior flexibilidade na utilização do processador, como foi sugerido neste capítulo.

Apêndice 1 - ASPECTOS DO SISTEMA CARDIOVASCULAR<sup>52, 51, 52, 24, 58, 25</sup>

O Sistema Cardiovascular é indispensável à manutenção da vida do homem. O corpo humano é composto basicamente por células, que necessitam para o seu normal funcionamento, de um aporte de nutrientes e oxigênio, assim como da coleta dos produtos residuais de suas diversas funções e do transporte de substâncias a serem utilizadas por outros órgãos.

Para tal, o Sistema Cardiovascular é composto fundamentalmente de uma bomba hidráulica impelente, ligada em série com um sistema canalicular fechado. A função primária da bomba é movimentar um líquido (sangue) que percorre todo o organismo. Para seu correto funcionamento, é necessário uma sincronização entre seus diversos componentes. Esta sincronização é conseguida graças a um mecanismo bioelétrico do próprio meio, composto de um centro de comando e um sistema de distribuição dos mesmos.

Os sistemas bioelétrico e de bombeamento necessitam de energia. Para satisfazer as necessidades energéticas destes dois sistemas as células possuem uma fonte bioquímica de produção de energia, que dependerá do aporte de oxigênio e nutrientes, para que pela combustão destes gere uma forma de energia química, a partir do adenosina trifosfato (ATP).

Em outras palavras, a bomba do Sistema Cardiovascular funciona mediante a transformação de energia bioquímica em mecânica e bioelétrica que, movimentando o sangue, fornece ao corpo elementos necessários para a manutenção de suas inúmeras funções.

Todo este sistema é auto-regulado por um grupo de sensores (transdutores bioquímicos) e atuadores. Os sensores fornecem uma informação que pode ser reconhecida e processada à nível local, periférico ou central.

Pode-se dividir o Sistema Cardiovascular em dois componentes principais:

- o coração

- o Sistema Vascular Periférico e Pulmonar.

Um esquema simples do Sistema Cardiovascular é mostrado na Figura A1.1.

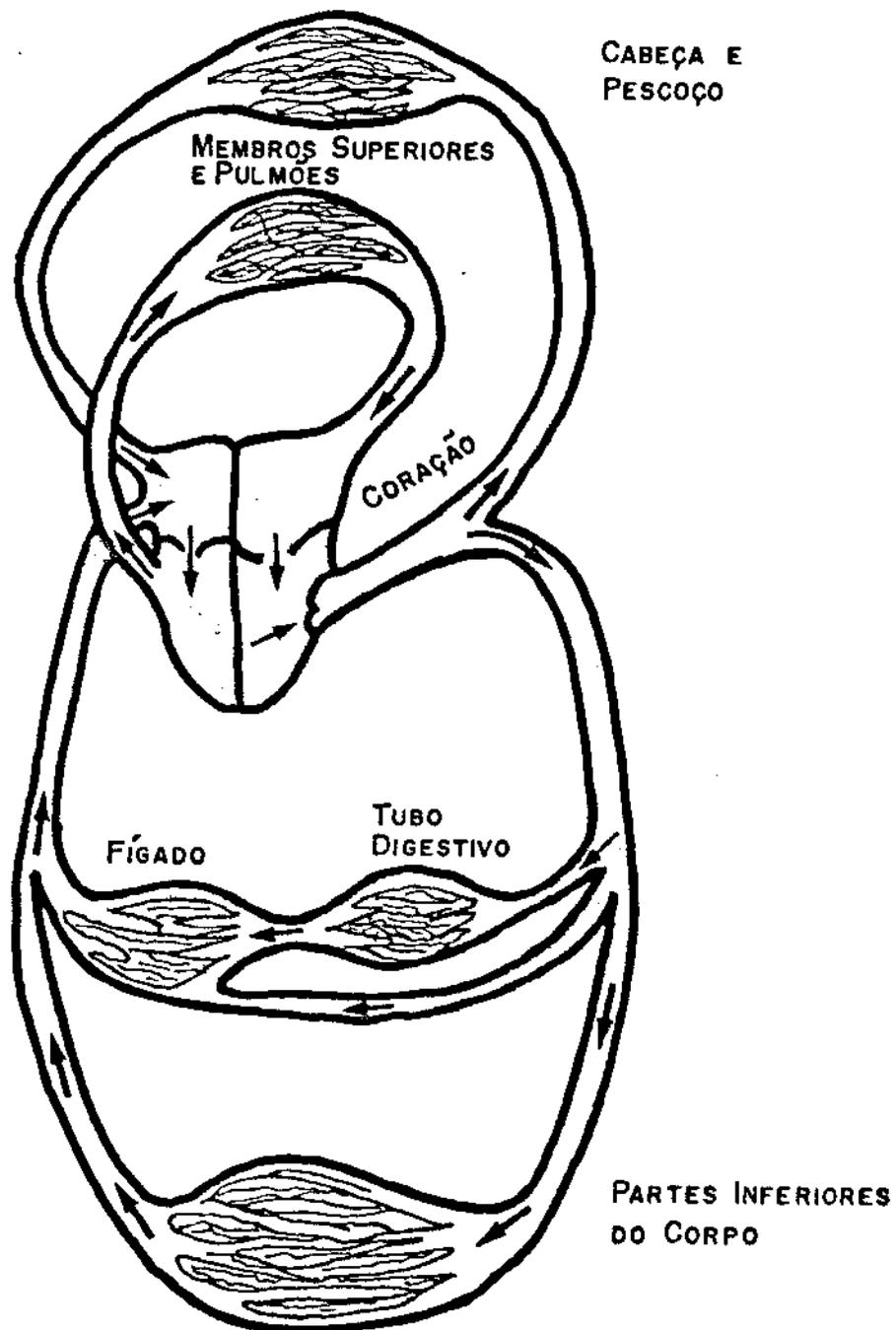


FIGURA A1.1 ESQUEMA DA CIRCULAÇÃO SANGUÍNEA

O coração pode ser estudado considerando-se três modelos, abaixo citados:

1 - Modelo mecânico, caracterizado pela função aspirante e im-

pelente do coração e pelo sistema vascular de transporte do sangue.

- 2 - Modelo bioelétrico, caracterizado pela geração e distribuição de sinais elétricos de controle e sincronização.
- 3 - Modelo bioquímico, responsável pela geração de energia química e do metabolismo celular.

Funcionalmente, pode-se dividir o coração em dois grupos de cavidades, direito e esquerdo, que atuam sincronamente e que por suas similitudes, pode-se aplicar a descrição de um grupo de cavidades ao outro. Pode-se ilustrar os dois grupos separados esquematicamente, como na Figura A1.2.

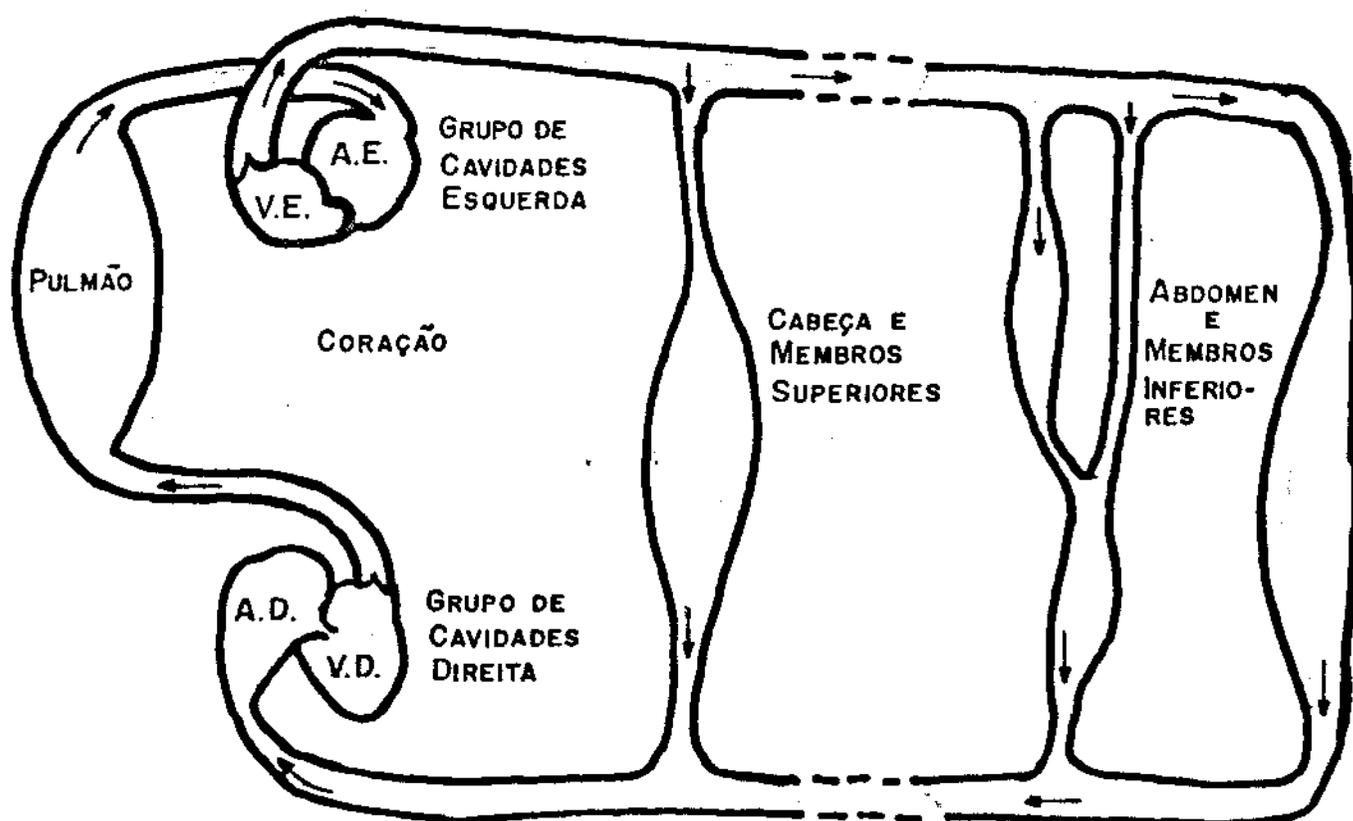


FIGURA A1.2 ILUSTRAÇÃO ESQUEMÁTICA DO SISTEMA CARDIOVASCULAR

O grupo de cavidades esquerdo é composto de uma Aurícula (cavidade de baixa pressão) e um Ventrículo (cavidade de alta pressão).

A Aurícula e o Ventrículo estão em comunicação entre si, como

também com o sistema vascular. Tanto na comunicação entre Aurícula e Ventrículo, como entre Ventrículo e Vasos, existem válvulas unidirecionais, que estabelecem o sentido de fluxo sanguíneo e possibilitam o aumento de pressão na cavidade ventricular na fase prévia à ejeção sanguínea. Este sistema de bombeamento, isto é, o coração, apresenta uma característica especial que é a de ser contrátil. Para realizar o efeito de contração das cavidades, existe o músculo cardíaco ou Miocárdio. As fases de atuação mecânica do Miocárdio são conhecidas por contração e relaxação.

A estrutura contrátil do Miocárdio está conformada por duas estruturas proteicas básicas, chamadas de Actina e Miosina. Da interação das duas na presença de cálcio iônico, dá-se a contração muscular, sendo a relaxação o desacoplamento molecular entre as mesmas, quando é retirado o cálcio iônico. Com a interação destes dois elementos utiliza-se ATP (energia química), transformando-se energia química em mecânica. A somatória deste efeito por muitas unidades contráteis sincronizadas dá o efeito mecânico conhecido como atividade cardíaca.

A atividade cardíaca divide-se classicamente em duas fases:

- a de contração ou Sístole
- a de relaxação ou Diástole

Quando em atividade, o Ventrículo cria uma pressão que ejeta o sangue para o sistema vascular, irrigando desta maneira todos os tecidos periféricos. Esta função ventricular (Sístole) é realizada em duas fases. A primeira fase tem a finalidade de aumentar a pressão interna ao Ventrículo, na qual a fibra exerce uma força sobre a massa sanguínea, sem sofrer encurtamento (Fase Isovolumétrica). Na segunda fase ocorre a ejeção do sangue, na qual se produz o encurtamento das fibras e conseqüentemente a expulsão do sangue (Fase Isotônica).

A fase isovolumétrica pressupõe um espaço fechado, no qual o sangue é contraído a um volume constante e a uma pressão crescente (vide Figura A1.3). Para assegurar nesta fase as características de espaço fechado as válvulas atrioventriculares, aórtica e pulmonar, mantem-se fechadas.

No caso dos ventrículos, quando as suas pressões superam as pressões de Aorta e Artéria Pulmonar, dá-se a abertura das válvulas aórtica e pulmonar, iniciando-se a fase isotônica, isto é, da ejeção sangüínea.

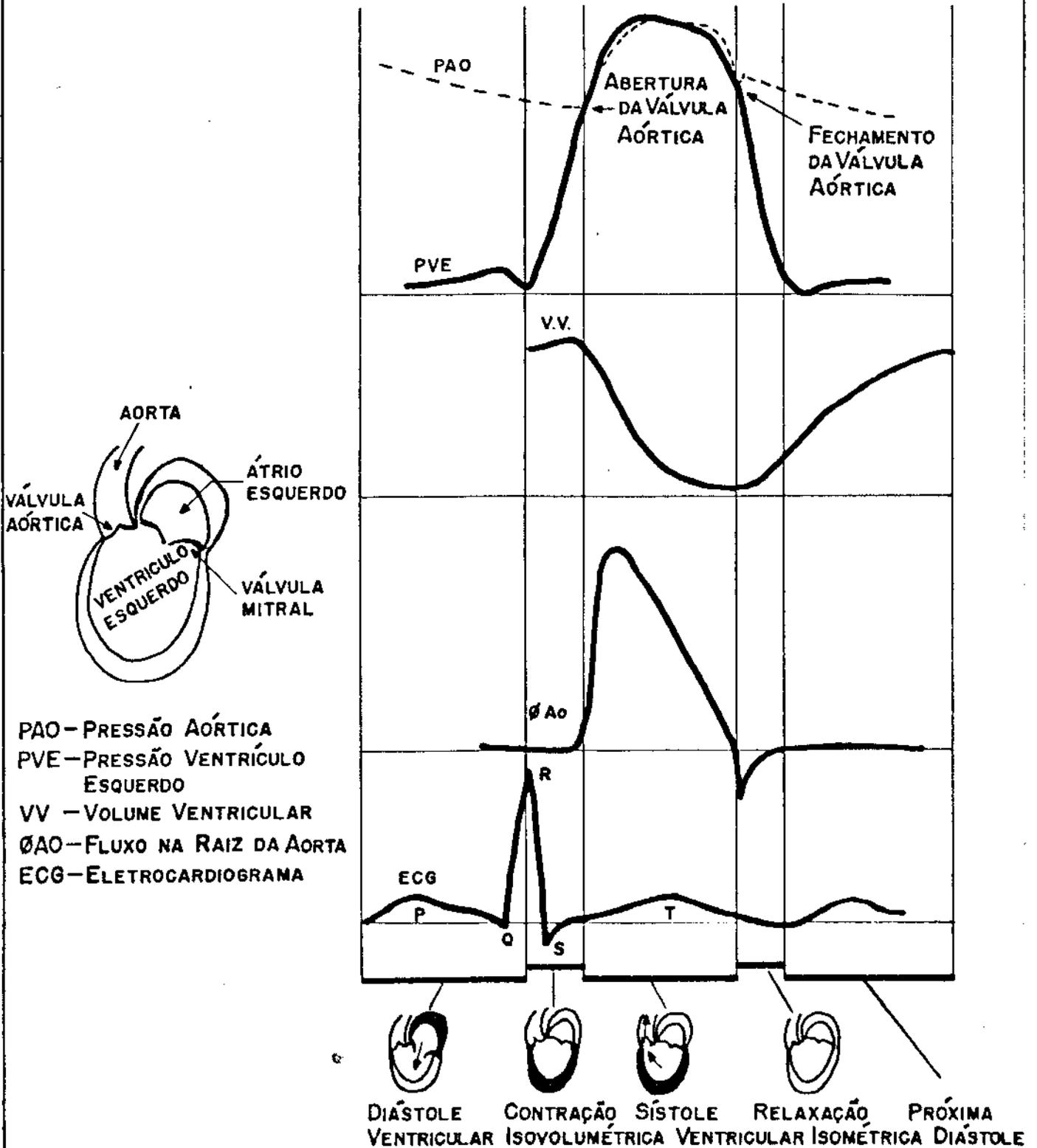


FIGURA A1.3 ILUSTRAÇÃO DAS FASES DAS CURVAS DE PRESSÃO DE VENTRÍCULO ESQUERDO, PRESSÃO DE AORTA, VOLUME VENTRICULAR ESQUERDO, FLUXO NA RAIZ DA AORTA E ELETROCARDIOGRAMA, RELACIONADAS NO TEMPO

A Figura A1.3 mostra as pressões de Ventrículo Esquerdo e Aorta, o Volume Ventricular, o Fluxo na raiz da Aorta e o Eletrocardiograma, ilustrando a ocorrência das fases supra citadas.

A eficiência da bomba cardíaca depende de uma rigorosa sincronização das unidades básicas de contração. Esta sincronização é assegurada pela geração e propagação de um pulso bioelétrico de comando.

Este pulso é originado por um tecido altamente especializado, localizado em um centro conhecido por Nô Sino-atrial, que tem um papel de "Relógio Mestre" controlando a frequência cardíaca. Este centro está interligado com um outro nódulo, localizado entre a Aurícula e o Ventrículo, chamado de Nódulo Atrioventricular. A função do mesmo é retardar a condução do sinal gerado pelo Nódulo Sino-atrial, de tal forma que permita a coordenação da função mecânica das Aurículas, com a função mecânica dos Ventrículos.

No Nódulo Atrioventricular parte um feixe de condução (feixe de His), dividido em dois ramos, sendo cada um deles dirigido para um Ventrículo. A Figura A1.4 ilustra uma esquematização deste meio de condução.

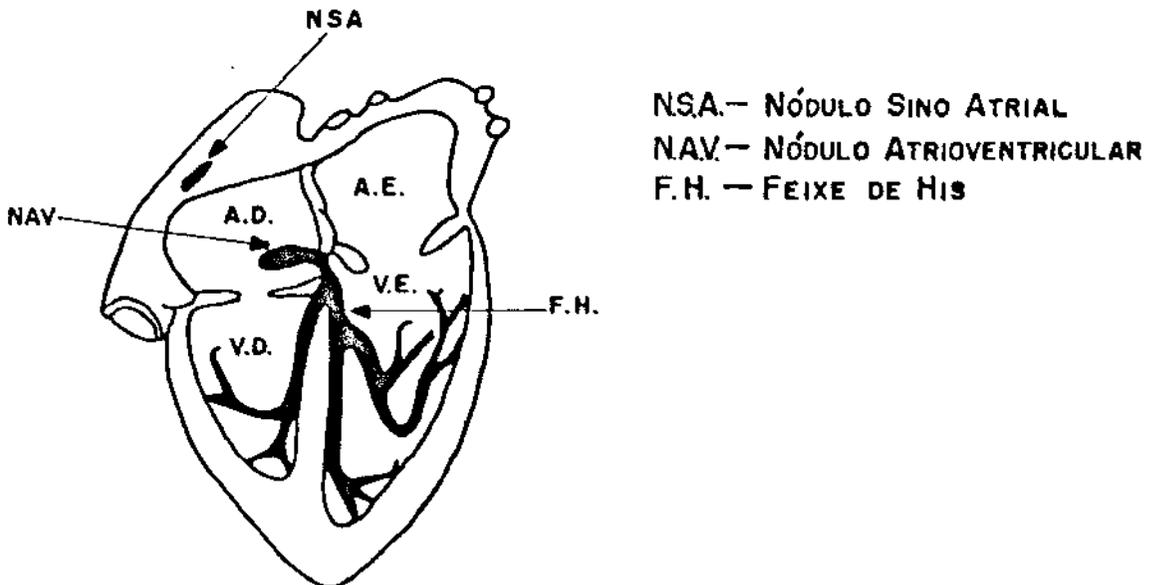


FIGURA A1.4 ESQUEMA DO MEIO DE CONDUÇÃO E GERAÇÃO DOS PULSOS BIOELÉTRICOS NO CORAÇÃO

Deste modo processa-se a distribuição do sinal de comando pelos Ventrículos, sincronizando o Miocárdio como um todo, em uma frequência que é variável de acordo com modificações do meio interno e solicitações do organismo (por exemplo, o exercício aumenta a atividade cardíaca a fim de satisfazer o aumento de consumo energético solicitado pela atividade física).

A energia necessária por estes dois sistemas (função mecânica e bioelétrica) tem sua origem no sistema bioquímico celular. A eficiência deste mecanismo todo pode ser avaliada observando que, no transcorrer da vida de uma pessoa de 70 anos, o coração bombeia, em média, 181 milhões de litros de sangue. Esta grande eficiência está baseada na existência de catalizadores químicos, chamados enzimas, que transformam os nutrientes básicos (proteínas, carboidratos e gorduras) em energia química (ATP), permitindo um grande rendimento se comparado as suas dimensões físicas.

O processo desta transformação chama-se metabolismo energético. O metabolismo das proteínas e gorduras necessitam de oxigênio para sua realização; já o metabolismo dos carboidratos faz uma exceção, podendo-se metabolizar na ausência de oxigênio. O sistema oxidativo é o mais eficiente, sendo que por exemplo, o metabolismo do açúcar (glicose), na presença de oxigênio, fornece cinco vezes mais ATP que na ausência do mesmo.

É importante salientar que este sistema energético depende do adequado aporte de nutrientes e oxigênio cujo transporte, por sua vez, depende da normalidade circulatória.

A função mecânica do coração pode ser estudada através das características hidráulicas (Pressão e Fluxo) do Sistema Cardiovascular. Destas grandezas básicas pode-se obter outras, como Potência de Saída do Ventrículo Esquerdo, Derivada da Pressão do Ventrículo Esquerdo, Trabalho Cardíaco por Batimento, Derivada do Fluxo Aórtico, Velocidade Máxima de Contração dos Elementos Contráteis do Miocárdio, etc. Estas grandezas, associadas a outros parâmetros, tanto físicos como químicos, permitem chegar às conclusões acerca do funcionamento ou anomalias do Sistema Cardiovascular.

## Apêndice 2 - O SISTEMA CATETER - TRANSDUTOR DE PRESSÃO

### 2.1 - MÉTODOS DE MEDIDA DE PRESSÃO CARDIOVASCULAR

Pode-se agrupar os métodos de medida de pressão em métodos invasivos e não invasivos.

O método não invasivo ou método indireto de medida de pressão comumente utilizado é de Riva Rocci, conhecido como Esfigmomanometria, através do qual pode-se medir a pressão arterial máxima e mínima. Seu funcionamento é explicado detalhadamente por RUSHMER<sup>5º</sup> e STRONG<sup>6º</sup>.

O método invasivo ou método direto de medida de pressão, utiliza-se de um sistema que capta o sinal de pressão através de um cateter e um meio fluídico de transmissão e o transfere para um transdutor de pressão eletromecânico. Usando-se cateteres dentro de um vaso sanguíneo, pode-se alcançar regiões onde se efetua medidas sem a necessidade de uma cirurgia (p. ex., pode-se medir as pressões internas das cavidades cardíacas, através de um cateter inserido em uma artéria do braço). Desta maneira, registra-se continuamente sinais de pressão, cuja forma de onda pode auxiliar no estudo do princípio de funcionamento ou da patologia do Sistema Cardiovascular.

### 2.2 - O TRANSDUTOR DE PRESSÃO

Fisicamente o transdutor de pressão, baseia-se na conversão da pressão em uma força ou deslocamento que atua em um elemento que, por sua vez, responde a estes parâmetros com uma variação de outra grandeza física como resistência, capacitância, indutância ou tensão.

O presente trabalho é baseado em um tipo de transdutor extensivamente utilizado em Hemodinâmica e Clínica Médica que responde à variação de pressão com uma variação de resistência. Utilizou-se

o transdutor da STATHAN, série P23Db tipo "Unbounded Strain Gage".

### 2.2.1 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Este transdutor constitui-se internamente de quatro elementos resistivos, ligados em ponte de Wheatstone.

Pode-se esquematizá-lo como mostrado na Figura A2.1.

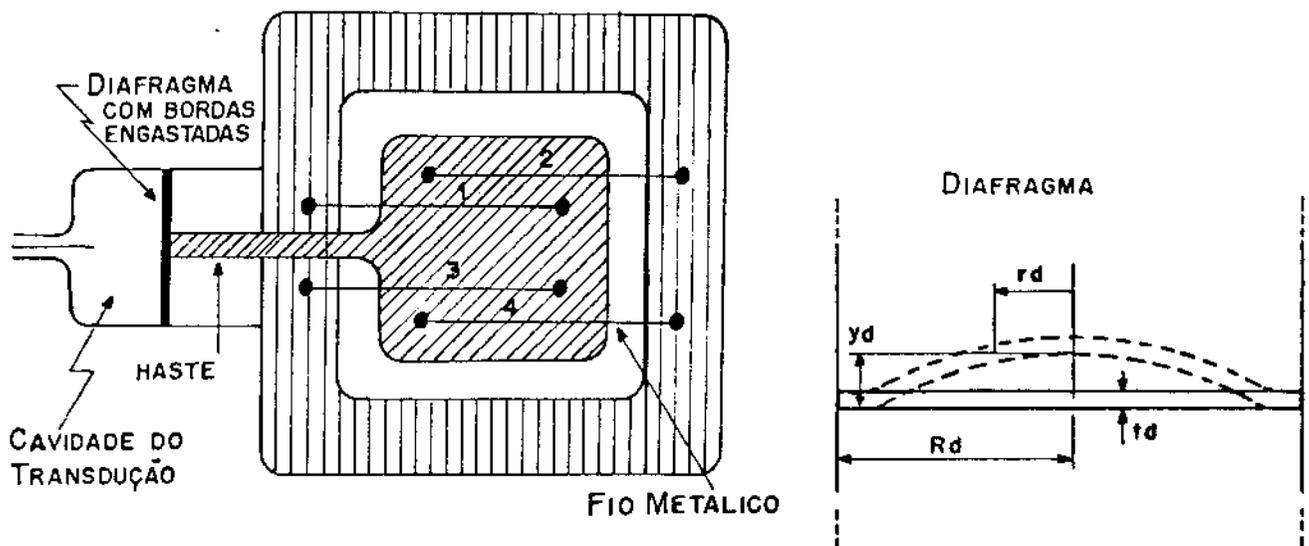


FIGURA A2.1 REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO TRANSDUTOR DE PRESSÃO TIPO "UNBOUNDED STRAIN GAGE."

O diafragma, cujas bordas são fixadas na estrutura do transdutor, é o elemento que realiza a transdução pressão-deslocamento, e que por intermédio de uma haste, este deslocamento é transmitido a um sistema de fios metálicos. A haste e os fios não oferecem resistência mecânica à deflexão do diafragma.

Aparecendo uma pressão na cavidade de transdução, esta atua sobre o diafragma que irá se defletir.

Esta deflexão é transmitida a um sistema de quatro fios que estão pré-tensionados dentro da região elástica. O sistema é montado (vide Figura A2.1) de maneira que quando o diafragma se deflete devido à uma pressão na cavidade de transdução maior que a pressão atmosférica, dois fios (1 e 3) se tracionam além do ponto de pré-tensão estabelecido, enquanto que os outros fios (2 e 4) se distendem com relação ao mesmo ponto de pré-tensão.

A equação que relaciona a deflexão do diafragma com relação a pressão é dada por<sup>12</sup>:

$$y_d = \frac{3 \cdot P \cdot (1 - \mu_d^2) \cdot (R_d^2 - r_d^2)}{16 \cdot E_d \cdot t_d^3}$$

onde:

$y_d$  - deflexão do diafragma

$P$  - pressão na cavidade de transdução com relação à pressão atmosférica

$r_d$  - distância de um certo ponto do diafragma com relação ao seu centro

$R_d$  - raio do diafragma

$t_d$  - espessura do diafragma

$E_d$  - módulo de elasticidade do diafragma

$\mu_d$  - coeficiente de Poisson do diafragma

Como a haste que transfere o movimento do diafragma aos fios é ligada ao centro do mesmo, temos:

$$y_d = 3 \cdot P \cdot \frac{(1 - \mu_d^2) \cdot R_d^2}{16 \cdot E_d \cdot t_d^3} = K_d \cdot P$$

onde

$K_d$  - constante, para pequenas deformações do diafragma

Como os fios trabalham dentro da região elástica do material que os constituem, a variação da resistência elétrica de cada fio, com relação ao alongamento pode ser dada como a seguir:

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{A}$$

onde:

R - Resistência elétrica

$\rho$  - Resistividade do material

$\ell$  - Comprimento do fio

A - Secção do fio

Assim, pode-se dizer que a variação diferencial desta resistência é:

$$dR = d\left(\rho \cdot \frac{\ell}{A}\right) = \rho \cdot \frac{d\ell}{A} - \rho \cdot \ell \cdot \frac{dA}{A^2} + d\rho \cdot \frac{\ell}{A}$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\ell}{\ell} - \frac{dA}{A} + \frac{d\rho}{\rho}$$

Sabe-se que a relação entre o comprimento e o diâmetro de um material tensionado longitudinalmente é dada por<sup>60, 63</sup>:

$$\frac{dD}{D} = -\mu \cdot \frac{d\ell}{\ell}$$

onde:

D - diâmetro do fio

$\mu$  - coeficiente de Poisson do fio

$\ell$  - comprimento do fio

Lembrando que  $A = \frac{\pi}{4} \cdot D^2$ , temos:  $\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \cdot \frac{d\ell}{\ell} + \frac{d\rho}{\rho}$

Vê-se que a variação da resistência é devido à variação da dimensão do material e por efeito piezoelétrico<sup>63</sup>.

Como o fio é metálico, o efeito principal é devido a fatores dimensionais<sup>63,60,2</sup>.

Portanto, para um fio metálico, tem-se:

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \cdot \frac{d\ell}{\ell}$$

Como a haste transmite a deflexão do centro do diafragma diretamente aos fios, tem-se:

$$d\ell = dy_d = Kd \cdot dp$$

$$\therefore \frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \cdot \frac{dy_d}{\ell}$$

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \cdot \frac{Kd}{\ell} \cdot dp$$

Vê-se então que a variação da resistência de cada fio apresenta uma relação linear com a variação de pressão na cavidade de transdução.

Com relação à sua ligação elétrica, os fios do transdutor são montados como uma ponte de Wheatstone que tem os seus quatro elementos variáveis. Considere-a ligada a uma fonte de alimentação com tensão constante, como visto na Figura A2.2.

Como  $d\ell/\ell$  é muito pequeno, tem-se:

$$R_1 = R_3 = R + dR$$

$$R_2 = R_4 = R - dR, \text{ onde } dR \ll R$$

A tensão na saída será:

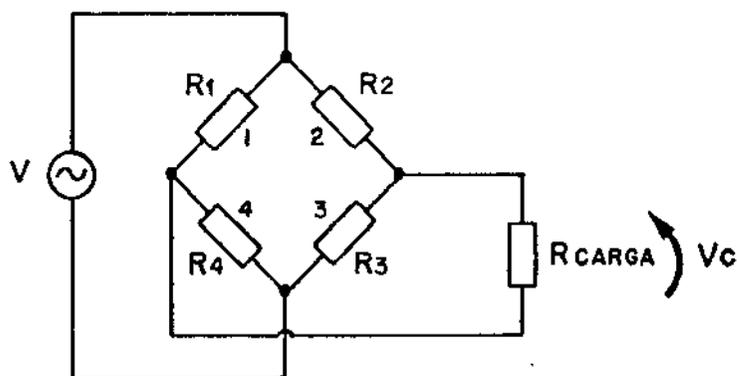


FIGURA A2.2 REPRESENTAÇÃO ELÉTRICA DO TRANSDUTOR DE PRESSÃO DE TIPO "UNBOUNDED STRAIN GAGE"

$$dv_c = \frac{dR}{R + \frac{R^2 + (dR)^2}{R_{\text{carga}}}} \cdot V$$

Se  $R_{\text{carga}} \gg R$ , tem-se:

$$dv_c = \frac{dR}{R} \cdot V$$

Portanto, a tensão na saída será dada por:

$$dv_c = \frac{dR}{R} \cdot V = \frac{(1 + 2\mu)}{l} \cdot Kd \cdot V \cdot dp = K \cdot dp$$

Tem-se, desta maneira a variação de tensão na saída do transdutor diretamente proporcional à variação da pressão existente na cavidade de transdução.

Os transdutores de pressão deste tipo, voltados à Hemodinâmica tem uma sensibilidade média de 5  $\mu V$  por cada volt aplicado na pon

te de Wheatstone, por cada milímetro de Hg aplicado no transdutor ( $S = 5 \mu\text{V}/\text{V}/\text{mmHg}$ ).

As faixas de pressão que o mesmo sente são variáveis. Um dos mais utilizados em Hemodinâmica é o STATHAN P23Db, com uma faixa de -50 à 300 mmHg.

### 2.3 - O ACOPLAMENTO CATETER - TRANSDUTOR

Na maioria dos casos onde se deseja obter uma medida precisa de pressão utiliza-se transdutores que, devido ao seu tamanho e necessidade de calibração, ficam em local remoto em relação ao paciente. Por meio de um cateter, interliga-se o transdutor ao corpo humano, portanto transmitindo-se a variação de pressão no local em estudo para a cavidade de transdução.

Este cateter é preenchido com algum fluido (em geral soro fisiológico) que serve como meio de transmissão entre o local onde se quer saber a pressão e o transdutor (este fluido serve também como meio de se inserir drogas no paciente).

Desta maneira, o sinal que chega ao transdutor constitui-se de um sinal modificado do original, devido tanto as propriedades físicas dos meios de condução (cateter, fluido e conexões) como às influências externas (vibração no cateter, variação da temperatura, etc).

Portanto, no acoplamento cateter-transdutor, é fundamental conhecer e avaliar a resposta em frequência deste sistema pois, em geral, a fidelidade e precisão do sinal recebido depende em maior grau destes acoplamentos do que dos circuitos eletrônicos que amplificam e monitoram o sinal.

Muitos investigadores tem se preocupado com os aspectos práticos e teóricos deste sistema. Em geral modela-se o acoplamento cateter-transdutor por uma função linear de 2.<sup>a</sup> ordem<sup>14, 57, 10</sup>, porém vários pesquisadores tem encontrado na prática uma resposta com

mais de uma frequência de ressonância<sup>27, 36, 30, 3</sup> o que sugere a procura de modelos mais complexos.

Teoricamente, tem-se modelado o sistema, por intermédio de parâmetros distribuídos, que são simplificados para parâmetros concentrados do tipo mola-massa ou capacitor-indutor<sup>14, 7, 63</sup> e basea do neste modelo, calcula-se a resposta em frequência de um sistema real.

Simplificadamente, tem-se uma analogia entre a resistência à passagem do fluido no cateter e um resistor elétrico, a inércia do fluido e um indutor, a compliância do sistema cateter-transdutor e um capacitor.

### 2.3.1 - MODELAGEM E AVALIAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA CATETER-TRANSDUTOR

#### 2.3.1 - 1 - Analogia Elétrica do Sistema Cateter Transdutor<sup>14, 57, 10, 63</sup>

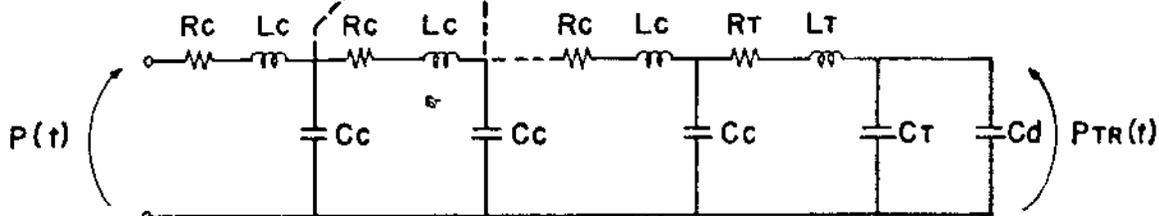
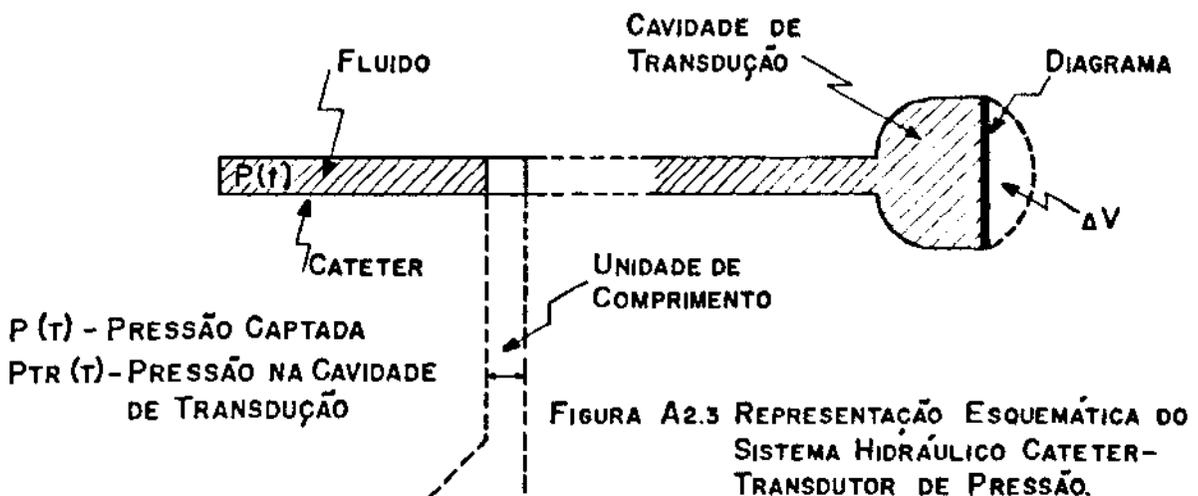


FIGURA A2.4 MODELO ELÉTRICO ANÁLOGO À REPRESENTAÇÃO DA FIGURA A2.3

Na Figura A2.4, tem-se o modelo elétrico análogo ao sistema hidráulico cateter-transdutor, onde:

$R_C$  - Resistência hidráulica (fricção) distribuída do fluido no cateter, por unidade de comprimento.

$L_C$  - Inertância da massa do fluido no cateter, por unidade de comprimento.

$C_C$  - Compliância da massa do fluido no cateter, por unidade de comprimento.

$R_t$  - Resistência hidráulica distribuída do fluido, na cavidade de transdução.

$L_t$  - Inertância da massa do fluido, na cavidade de transdução.

$C_t$  - Compliância da cavidade de transdução.

$C_d$  - Compliância do diafragma do transdutor.

Este modelo pode ser simplificado, considerando-se que:

1 - A compliância  $C_C$  pode ser representada por uma compliância total  $C$ , dividida em duas partes iguais<sup>57,7</sup>.

2 -  $R_C$  pode então ser representada por uma resistência total do fluido, chamada de  $R$ .

3 -  $L_C$  pode ser representada por uma inertância total  $L$ .

4 -  $C_t$  pode ser desprezada em relação a  $C_d$ , pois a cavidade de transdução é extremamente rígida.

Desta maneira, o modelo simplifica-se para o da Figura A2.5.

A resistência apresentada pelo fluido em relação ao cateter pode ser expressa pela lei de Poiseuille, já que o cateter é razoavelmente rígido e o fluido é aproximadamente Newtoniano<sup>65</sup>, isto é:

$$R = \frac{8 \cdot \eta \cdot lc}{\pi \cdot r^4}$$

onde:

- $\eta$  - viscosidade do fluido
- $r$  - raio do cateter
- $lc$  - comprimento do cateter

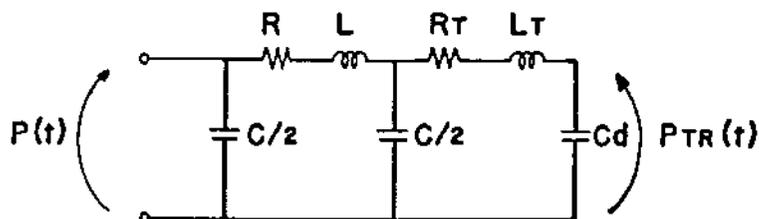


FIGURA A2.5 MODELO ANÁLOGO SIMPLIFICADO DO SISTEMA CATETER-TRANSDUTOR DE PRESSÃO

A inertância do fluido no cateter é devido principalmente a sua massa e é dada por<sup>63</sup>:

$$L = \frac{\Delta P}{d\phi/dt}$$

onde:

- $\phi$  - fluxo no cateter
- $\Delta P$  - diferença de pressão entre dois pontos do cateter, por onde passa o fluxo  $\phi$
- $t$  - tempo

Sabendo-se que  $\phi = v \cdot A$ ,  $\Delta F = m \cdot a$ ,  $m = \rho \cdot A \cdot lc$ , e substituindo-se na equação anterior, chega-se a:

$$L = \frac{\rho \cdot l c}{\pi \cdot r^2}$$

onde:

$\Delta F$  - força exercida pelo fluido, devido à  $P$

$v$  - velocidade média do fluido

$A$  - secção do cateter

$\rho$  - densidade do fluido

$a$  - aceleração do fluido

$m$  - massa do fluido no cateter

Devido às dimensões do cateter e cavidade de transdução, tem-se:

$$l_{\text{cateter}} \gg l_{\text{cavidade}} \quad \text{e} \quad r_{\text{cateter}} \ll r_{\text{cavidade}}$$

Consequentemente, tem-se:

$$R_{\text{cateter}} \gg R_{\text{cavidade}} \quad \text{e} \quad L_{\text{cateter}} \gg L_{\text{cavidade}}$$

Então, para efeito de cálculo, pode-se desprezar  $R$  e  $L$  da cavidade do modelo simplificado.

A compliância do diafragma ( $C_d$ ) é dada por:

$$C_d = \frac{\Delta V}{\Delta P_{TR}}$$

onde

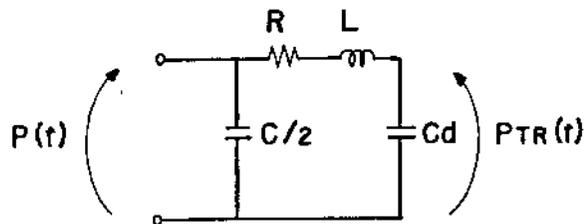
$\Delta V$  - variação de volume da cavidade devido à  $\Delta P_{TR}$

$\Delta P_{TR}$  - variação de pressão na cavidade de transdução

O valor da compliância do diafragma é sempre maior que a compliância do cateter (pois este é razoavelmente rígido), tendo-se então:

$$C_d \gg C/2$$

Deste modo, o modelo simplificado resultará no da Figura A2.6:



**FIGURA A2.6 MODELO ANÁLOGO SIMPLES DO SISTEMA CATETER-TRANSDUTOR DE PRESSÃO**

Observa-se que, em termos de função de transferência,  $C/2$  da Figura A2.6 não influi, pois está em paralelo com a fonte de excitação  $P(t)$ . Porém deve-se notar que a impedância total do modelo pode vir a carregar a fonte de excitação  $P(t)$ , isto é, o sistema de medida pode afetar as condições físicas do local onde o cateter está captando a pressão.

Isto implica em colher uma informação já alterada pelo próprio sistema sensor uma vez que se está retirando muita energia do local de medida. Assim, em locais onde a energia disponível é pequena, a inserção de um sistema de medida como o citado pode provocar erros que não são propriamente devidos à função de transferência do sistema cateter-transdutor de pressão.

A função de transferência do modelo da Figura A2.6 será dada por:

$$\frac{P_{TR}(s)}{P(s)} = \frac{1/Cd}{s^2 \cdot L + sR + 1/Cd}$$

onde:

s - operador de Laplace

Comparando-se esta equação com a equação de transferência de um sistema linear de 2.<sup>a</sup> ordem, tem-se:

$$\frac{P_{TR}(s)}{P(s)} = \frac{1/(L \cdot Cd)}{s^2 + s \cdot \frac{R}{L} + \frac{1}{LCd}} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot s w_n + w_n^2}$$

onde

$w_n$  - frequência natural não amortecida (rd/s)

$\zeta$  - razão de amortecimento

Substituindo-se R, L e  $C_d$  por seus valores chega-se a:

$$f_n = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{\Delta P}{\pi \cdot \rho \cdot L \cdot \Delta V}}$$

onde:

$f_n$  - frequência natural não amortecida (Hz)

$$\zeta = \frac{4n}{r^5} \sqrt{\frac{L}{\rho \cdot \pi} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta P}}$$

2.3.1 - 2 - Análise Quantitativa da Resposta em Frequência do Sistema Cateter-Transdutor, em Função da Compliância

A variação da compliância é um dos fatores que mais afetam a

resposta em frequência do sistema cateter-transdutor.

Para se ter uma idéia da sua dependência com relação principalmente às bolhas de ar no cateter, vai-se calcular a frequência de ressonância de um sistema cateter-transdutor comumente utilizado para medições de pressão de Ventrículo Esquerdo<sup>43</sup>:

Cateter - Diâmetro Interno: 1,4 mm  
 Diâmetro Externo: 2,4 mm  
 Comprimento : 0,8 m

Transdutor - modelo: Stathan P23Db  
 deslocamento volumétrico: 0,04 mm<sup>3</sup>/100 mmHg

Supondo-se que o cateter e a cavidade de transdução estejam preenchidos com água à 20°C e apresentando as seguintes propriedades:

Densidade : 10<sup>3</sup> Kgr/m<sup>3</sup>  
 Viscosidade: 0,001 Pascal.segundo  
 Compliância: 0,53.10<sup>-15</sup> m<sup>5</sup>/N/ml,

considera-se três situações:

- 1 - Considerando apenas a compliância do transdutor, obtém-se:  
 $f_n = 128,7 \text{ Hz}$   
 $\zeta = 0,01$
- 2 - Considerando as compliâncias do transdutor e água, obtém-se:  
 $f_n = 113 \text{ Hz}$   
 $\zeta = 0,011$   
 Obs.: - O volume de água no cateter foi calculado, obtendo-se o valor de 1,23 ml  
 O volume de água na cavidade de transdução foi medida, obtendo-se o valor de 0,4 ml
- 3 - Considerando-se além das compliâncias do transdutor e água, a compliância de uma pequena bolha de ar, de 0,5 mm de raio, alojada no interior da cavidade de transdução:

$$f_n = 73,5 \text{ Hz}$$

$$\zeta = 0,018$$

Obs.: - A compressão isotérmica do ar,  $\Delta V/\Delta P$ , é igual a:

$$\frac{\Delta V}{\Delta P} = 1 \text{ ml/cm H}_2\text{O/litro}$$

Na Figura A2.7 mostra-se a resposta em frequência do sistema para as três situações.

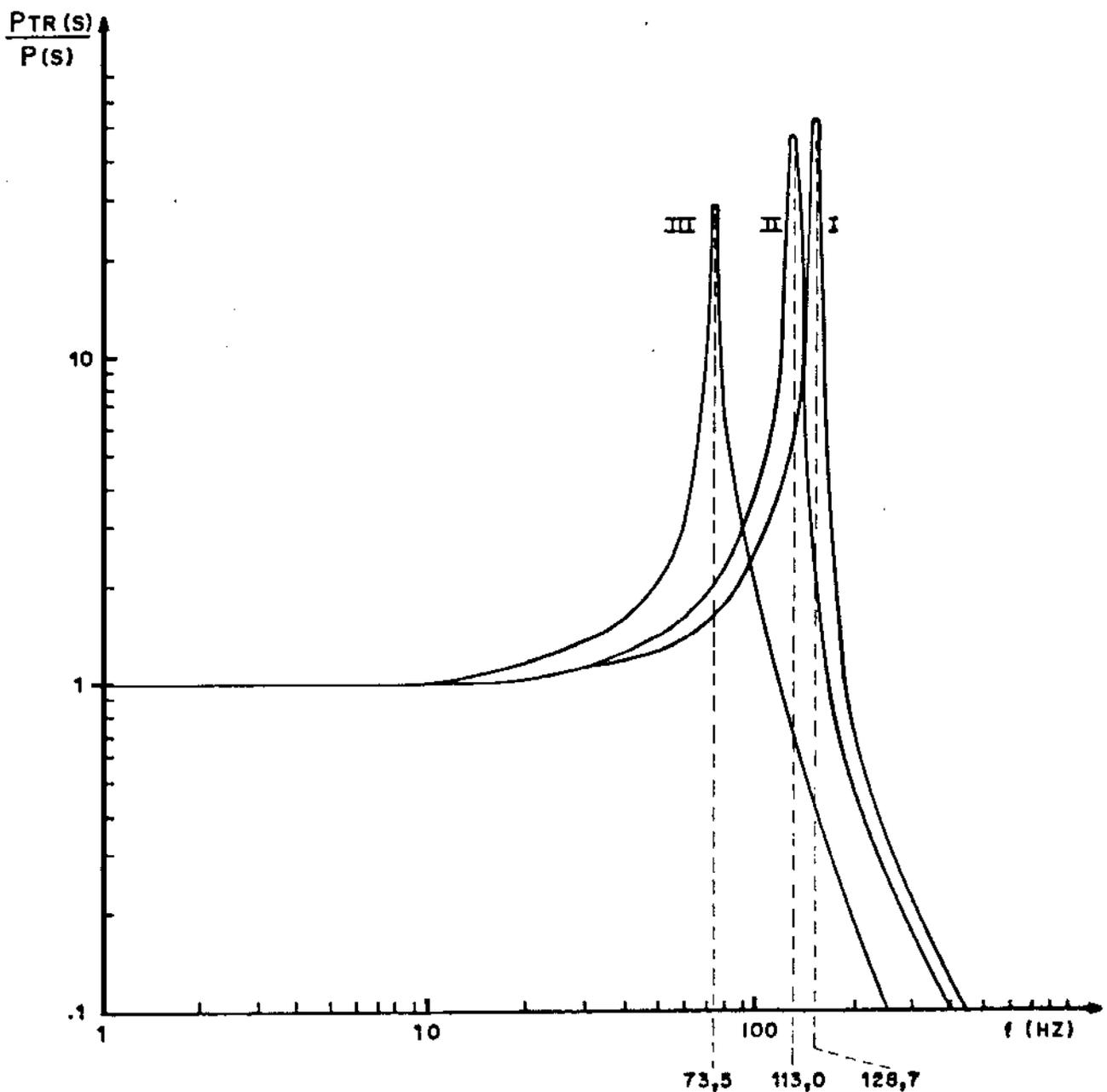


FIGURA A2.7 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM SISTEMA CATETER TRANSDUTOR, CONSIDERANDO-SE NA DETERMINAÇÃO DA MESMA, A COMPLIÂNCIA DO TRANSDUTOR (I), TRANSDUTOR E ÁGUA (II) E TRANSDUTOR, ÁGUA E BOLHA DE AR (III)

Observa-se pela Figura A2.7 que a influência da compliância da água, quando comparada com a compliância do transdutor, não é muito significativa. Porém, vê-se que uma pequena bolha de ar alojada no meio de transmissão, provoca uma alteração bastante significativa na resposta. Deste modo, os erros que este sistema pode introduzir no sinal de pressão são em geral maiores que os erros introduzidos pela ampliação e registro do sinal.

Portanto, é de fundamental importância ter-se cuidados com o manuseio do cateter e transdutor, no sentido de se evitar principalmente bolhas de ar no meio de transmissão. Más conexões destes sistemas provocam efeitos semelhantes e portanto devem também ser evitadas.

### 2.3.1 - 3 - Métodos Experimentais de se Obter a Resposta em Frequência do Sistema Cateter-Transdutor de Pressão

Existem basicamente dois métodos para se determinar a resposta em frequência do sistema cateter-transdutor de pressão<sup>57, 10, 27, 23, 12</sup>:

- Utilização de um gerador senoidal de pressão com o qual levanta-se a curva da resposta em frequência ponto a ponto.
- Excitação do sistema por um "degrau de pressão", com o qual se obtém dados para avaliar a resposta em frequência (considera-se o sistema linear de 2.<sup>a</sup> ordem).

Devido às dificuldades técnicas<sup>10, 23, 64</sup> para a construção, calibração e esterilização de um gerador senoidal de pressão, o método de geração de um degrau de pressão é mais utilizado.

O degrau de pressão pode ser obtido de várias maneiras, como estouro de balão<sup>27, 58, 3, 55</sup>, uso de seringa<sup>23, 40, 20</sup>, a boca gerando vácuo<sup>57</sup>, etc..

O estouro de balão produz um degrau de pressão com muita interferência, que se reflete na resposta obtida como uma distorção, além de não se ter fácil controle sobre a amplitude do degrau e tam

bém necessitar trocar o balão e enchê-lo novamente cada vez que se deseja repetir o experimento. Para evitar estes problemas, é necessário sofisticar demais o método<sup>3</sup>.

O uso da boca para gerar vácuo na ponta do cateter, além de não manter o sistema estéril, sofre também dos problemas citados anteriormente.

A utilização de uma seringa, como geradora de pressão ou vácuo, liberada subitamente à atmosfera de alguma maneira é um método simples, prático e fácil de se esterelizar ou repetir o experimento<sup>23, 40, 20</sup>.

Considerando o sistema aproximadamente linear de segunda ordem, através da resposta ao degrau pode-se colher dados que permitam avaliar a resposta em frequência.

Assim, com posse da frequência natural amortecida e a relação de duas amplitudes sucessivas da oscilação obtida como resposta ao degrau, pode-se calcular a frequência natural e a razão de amortecimento do sistema. Pode-se ter um gráfico normalizado<sup>14, 18</sup> onde, com posse da frequência natural amortecida e a relação de duas amplitudes sucessivas, determina-se a curva da resposta em frequência do sistema.

## Apêndice 3 - ASPECTOS DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS DO PROCESSADOR

## 3.1 - AMPLIADOR DE PRESSÃO

## 3.1.1 - AMPLIADOR DE PRESSÃO COM SISTEMA A.C.

O Ampliador de Pressão com alimentação A.C. desenvolvido é mostrado na Figura A.3.1.1.

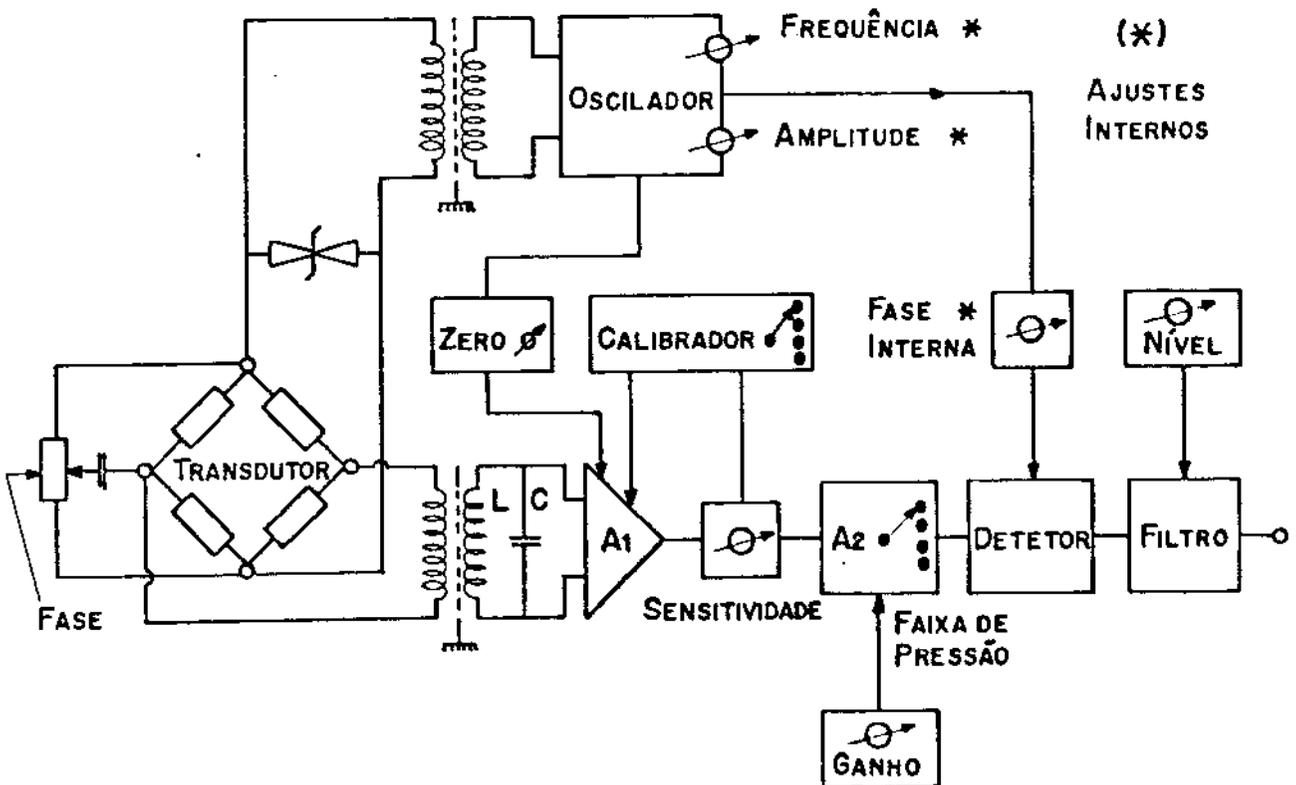


FIGURA A3.1.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO AMPLIADOR DE PRESSÃO

O funcionamento do circuito pode ser resumido como a seguir: Um oscilador senoidal alimenta os terminais do transdutor através de um transformador. O transdutor fornece um sinal proporcional à pressão aplicada sobre o mesmo, que é captada por um outro transformador, este sintonizado na frequência de oscilação. O sinal é amplificado ( $A_1$ ), corrigido para o fator de sensibilidade do transdutor em uso e amplificado novamente ( $A_2$ ). Em seguida, é detectado

sincronamente, fornecendo a informação de amplitude e polaridade do sinal. O sinal detectado é filtrado a fim de eliminar a portadora A.C.. O nível e ganho do sinal pode ser controlado pelos ajustes de nível e ganho.

O circuito eletrônico do Amplificador de Pressão é mostrado na Figura A3.1.9. Vamos a seguir comentar alguns aspectos do mesmo..

### 3.1.2 - OSCILADOR

O oscilador é baseado no oscilador de Wien, cujo circuito básico é mostrado na Figura A3.1.2.

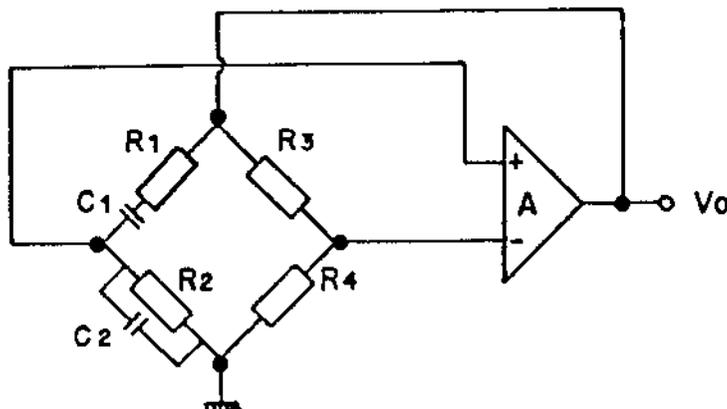


FIGURA A3.1.2 CIRCUITO OSCILADOR DE WIEN

No regime de oscilação estável, tem-se:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (1) \text{ (frequência de oscilação)}$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (2) \text{ (condição de oscilação estável)}$$

Para se obedecer à equação 2 varia-se a relação  $R_3/R_4$  por intermédio de uma resistência controlada por tensão, de modo que esta relação se iguale sempre a  $(R_1/R_2 + C_2/C_1)$ , qualquer que seja a variação dos valores de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ .

Deste modo, o elemento  $R_4$  é substituído por um transistor de efeito de campo (FET), canal N, que faz o papel da resistência controlada por tensão. A tensão de controle do "FET" provém de um detector de pico da tensão de saída, de modo a fazer com que esta tensão seja sempre constante, independentemente da variação dos componentes ou variação de carga na saída do oscilador. O circuito utilizado é mostrado de maneira simplificada na Figura A3.1.3.

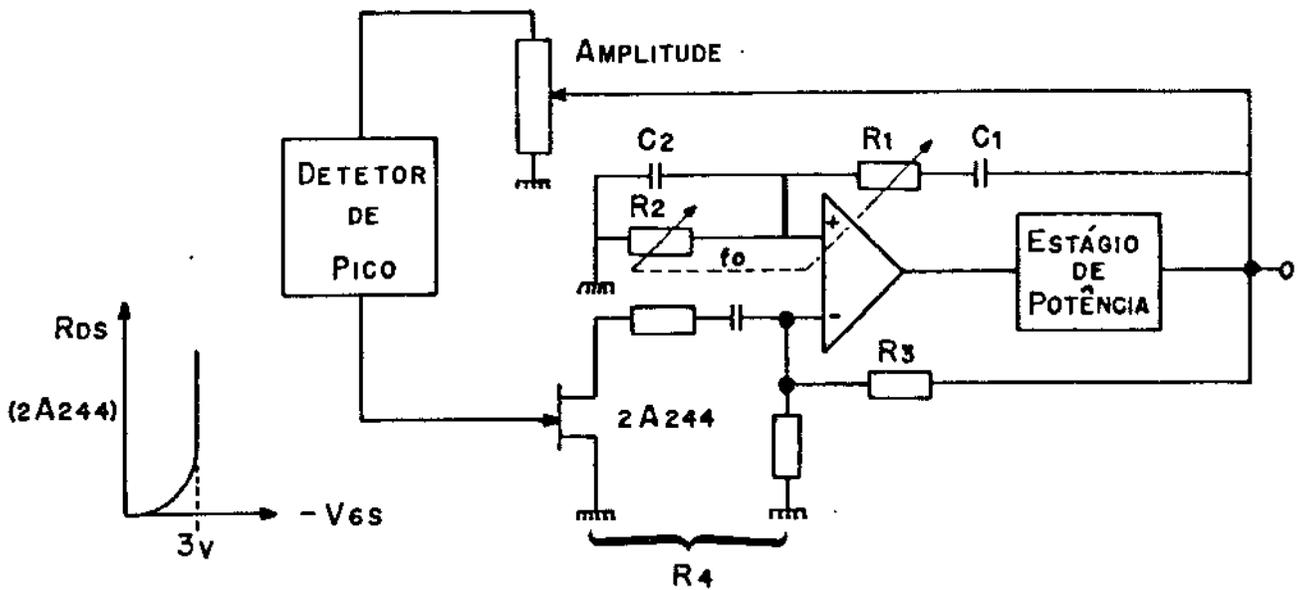


FIGURA A3.1.3 CIRCUITO OSCILADOR ESTABILIZADO

O estágio de potência na saída do amplificador operacional tem a função de fornecer a corrente necessária para alimentar o transdutor.

O detector de pico é constituído de dois transistores e um diodo, sendo que os transistores produzem um ganho de 2 no elo de realimentação. Como o "FET" utilizado tem maior variação de resistência por tensão aplicada, abaixo de  $-3V$ , isto implicaria em uma tensão mínima de saída de aproximadamente 6 Vpp, caso não houvesse ganho no elo de realimentação. Com o ganho, esta tensão mínima cai para 3 Vpp.

## 3.1.3 - CALIBRADOR

O circuito de calibração é mostrado na Figura A3.1.4

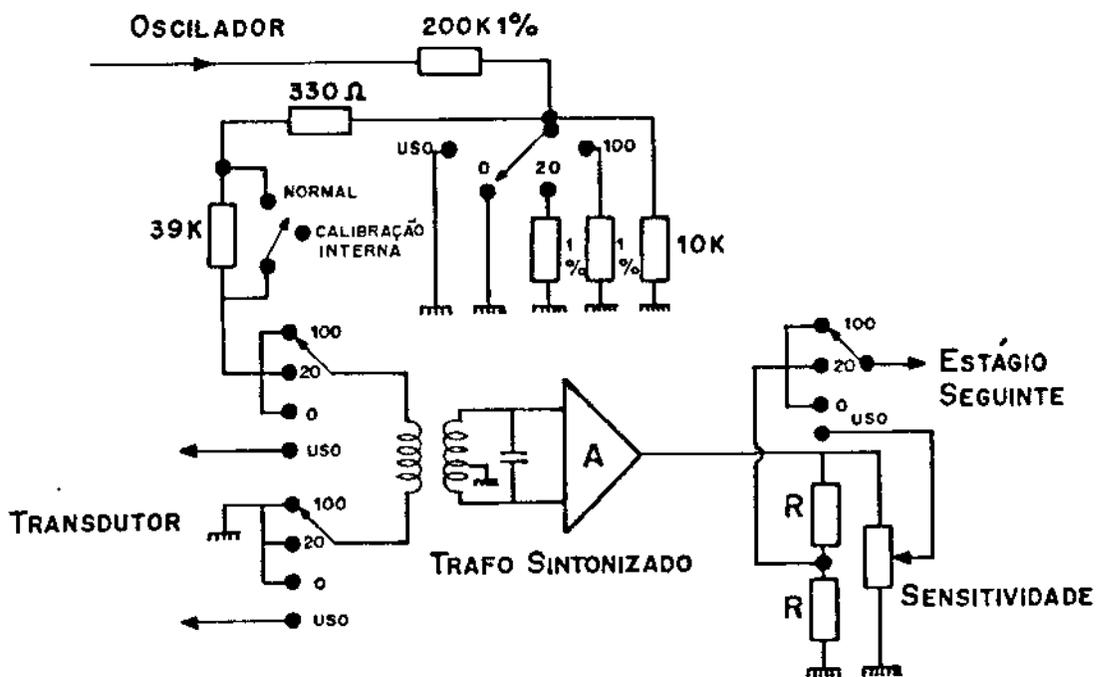


FIGURA A3.1.4 CIRCUITO DE CALIBRAÇÃO

O circuito de calibração produz tensões correspondentes à 0, 20 e 100 mmHg, referidas a um transdutor padrão com sensibilidade de 5  $\mu\text{V}/\text{V}/\text{mmHg}$ .

Quando se calibra o Amplificador, o ajuste de sensibilidade é desconectado e substituído por um divisor de tensão que simula o número "500" do dial de ajuste da sensibilidade. O número "500" deste dial se refere ao transdutor padrão citado.

O resistor de 330  $\Omega$  da Figura A3.1.4 tem a função de simular aproximadamente o mesmo índice de mérito que se produz quando se conecta o transdutor ao transformador sintonizado da entrada. Os transdutores em ponte para medir pressão cardiovascular tem os resistores que os constituem, com valores próximos à 330  $\Omega$ .

A chave "normal - cal. interna" é mantida na posição "normal" quando o Amplificador está sendo utilizado para medir pressões.

A posição "cal. interna" é utilizada quando se deseja sintonizar o oscilador com relação ao transformador sintonizado. Nesta situação é interessante ter neste uma banda em frequência bem estreita, de modo a se determinar mais precisamente o ponto de sintonia. Assim, insere-se um resistor de  $39\text{ K}\Omega$  que aumenta o índice de mérito do circuito e, conseqüentemente, diminui a banda passante do mesmo.

### 3.1.4 - AJUSTE DE ZERO

O circuito de ajuste de zero é mostrado na Figura A3.1.5.

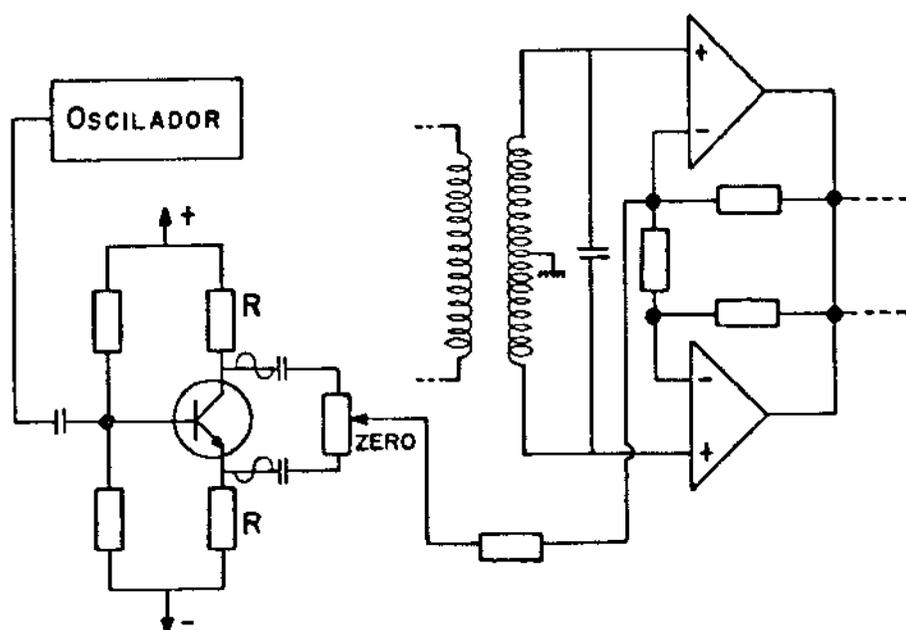


FIGURA A3.1.5 CIRCUITO DE AJUSTE DE ZERO

O sistema de ajuste de zero constitui-se de um circuito que fornece dois sinais defasados de  $180^\circ$  entre si, a partir do sinal do oscilador. Assim, através de um potenciômetro ligado entre estes dois pontos, injeta-se no amplificador de entrada um sinal que pode estar em fase ou fora de fase ( $180^\circ$ ) com o sinal do transdutor. Desta maneira, pode-se compensar eventuais desbalances devido ao transdutor ou à variação da pressão atmosférica.

## 3.1.5 - DETECTOR SÍNCRONO

O circuito simplificado do sistema de detecção síncrona é mostrado na Figura A3.1.6.

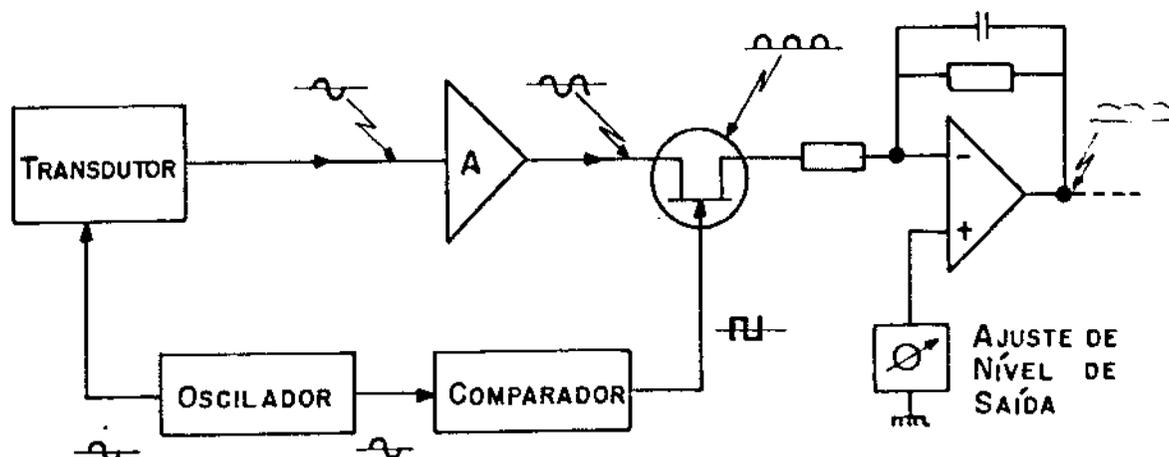


FIGURA A3.1.6 CIRCUITO SIMPLIFICADO DO SISTEMA DE DETECÇÃO SÍNCRONA

O sinal do oscilador é utilizado para acionamento de uma chave em série com o sinal amplificado do transdutor. A chave é realizada por um transistor de efeito de campo, canal N. Como o transistor de efeito de campo não apresenta característica de simetria em relação à tensão entre o Dreno e a Fonte ( $V_{DS}$ ), temos uma função de detecção que é linear por partes, apesar de satisfazer as nossas necessidades.

Na Figura A3.1.7, observa-se que a inclinação da reta no primeiro quadrante (sinais positivos) do gráfico de transferência do detector é levemente diferente da inclinação da mesma reta no terceiro quadrante (sinais negativos). Devido a este fato limitou-se a excursão total do sinal, para uma linearidade de 1% em módulo, entre +100% e -50% de cada faixa de pressão estabelecida (vide Capítulo 2.1, parte 2.1.3, "faixa de pressão"), que satisfaz os requisitos de variação de pressão da área da Hemodinâmica.

A tensão de "offset" do amplificador operacional, indicada na Figura A3.1.7, não é importante, pois o Amplificador tem recursos externos de ajuste de nível D.C., que acaba compensando esta tensão

quando o amplificador é calibrado

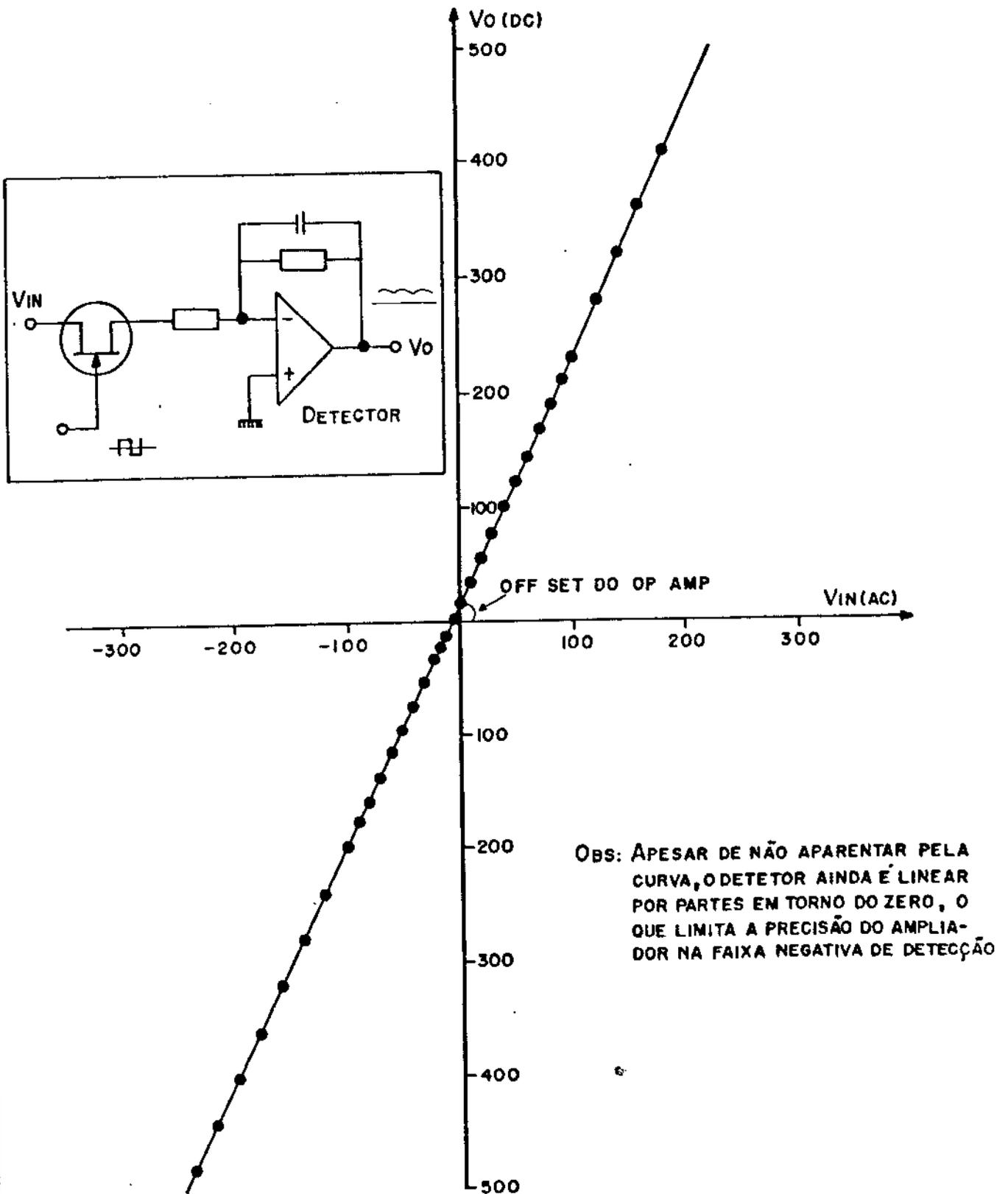


FIGURA A3.1.7 GRÁFICO DE TRANSFERÊNCIA DO DETECTOR

## 3.1.6 - AJUSTES DE FASE

Na Figura A3.1.8 tem-se o circuito simplificado do Amplificador de Pressão, com os respectivos ajustes de fase.

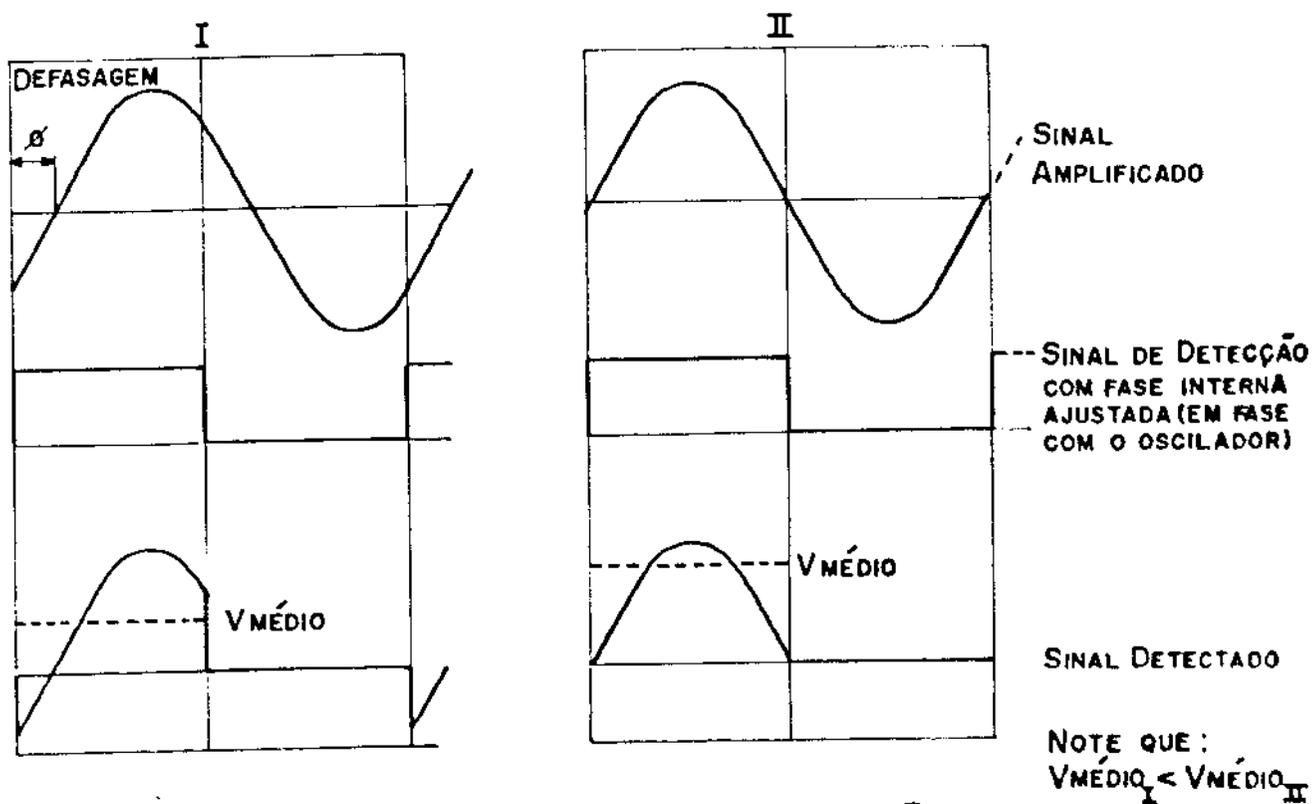
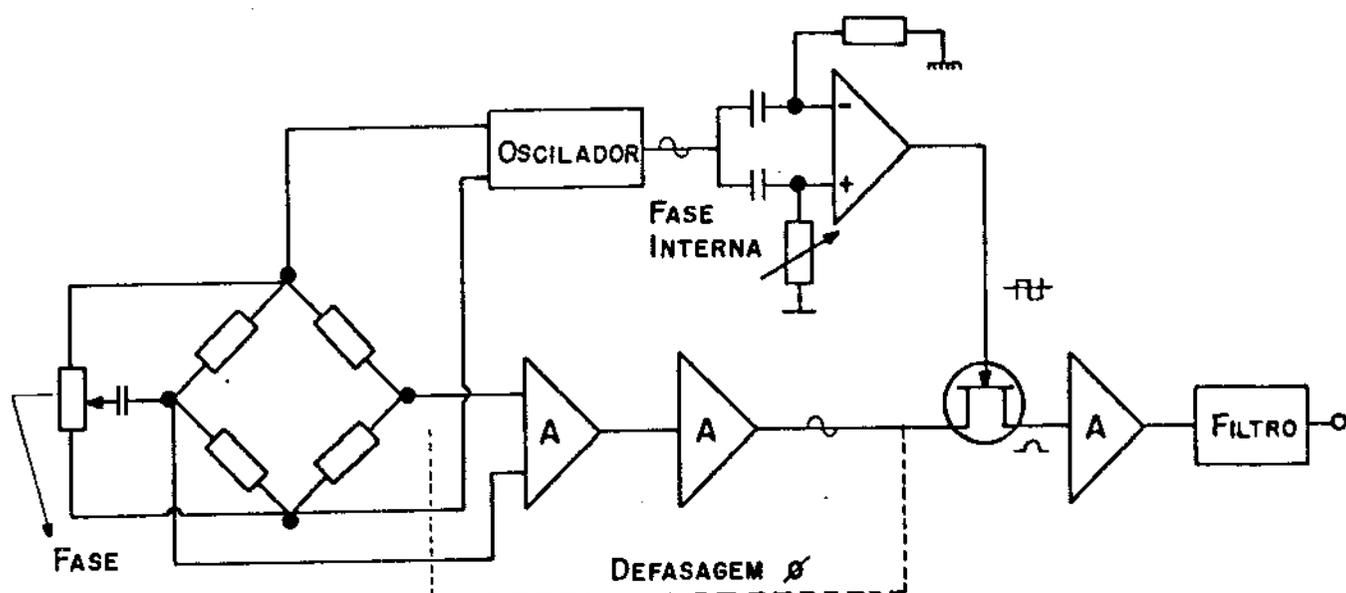


FIGURA A3.1.8 AMPLIADOR DE PRESSÃO COM OS AJUSTES DE FASE

O ajuste denominado "Fase Interna" tem a função de compensar um eventual atraso de fase provocado pelos amplificadores do sinal, de modo que o detector seja sempre acionado quando o sinal passar pelo zero.

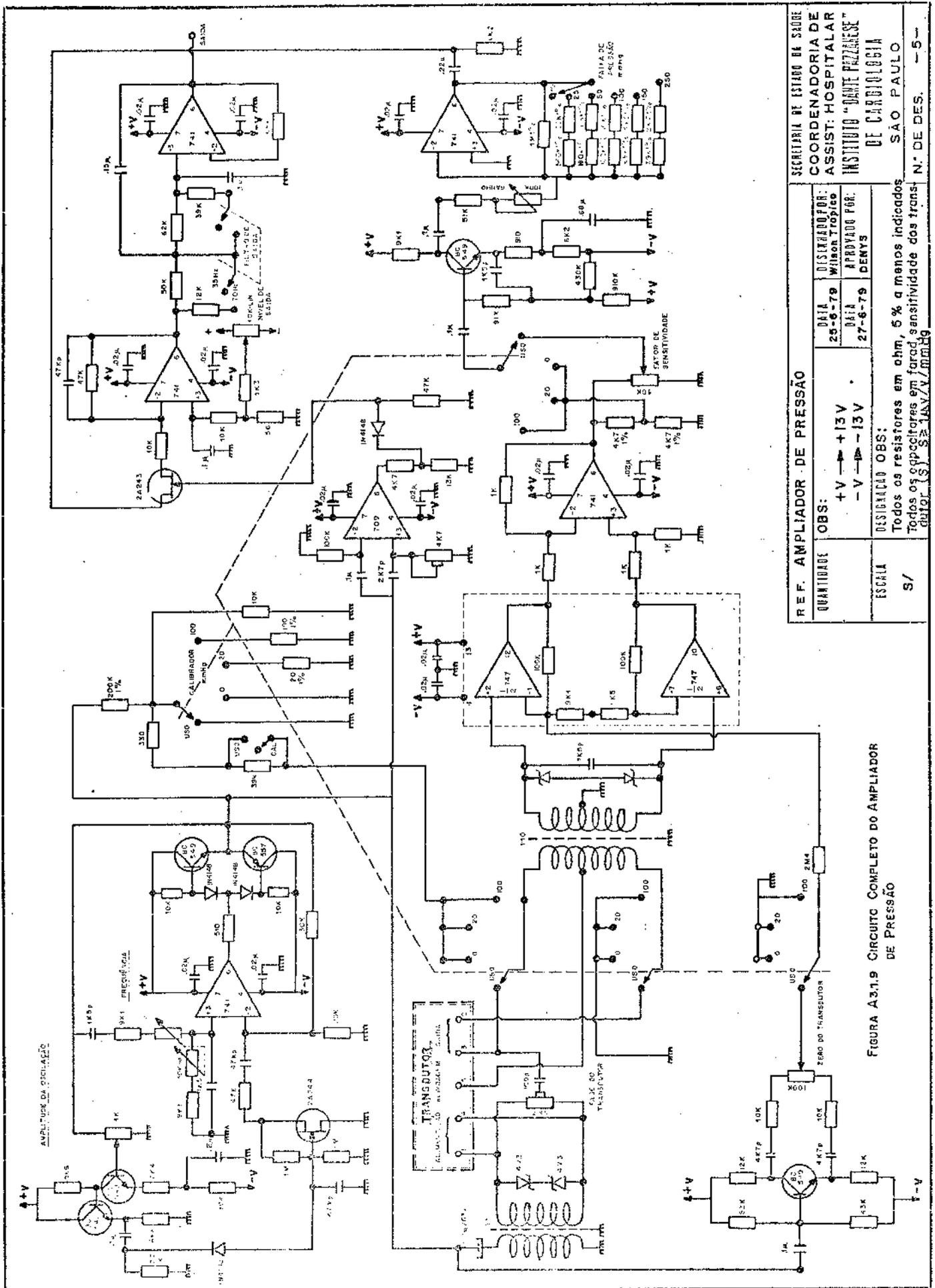
O ajuste denominado "Fase" tem a função de compensar os desbalances reativos que certos transdutores apresentam. Transdutores com forte componente reativa, mudam a fase entre o sinal que os alimentam e o sinal de saída, de modo que quando o sinal é detectado e filtrado, o ganho do Amplificador cai, comprometendo o processo de calibração do transdutor para se determinar o fator de sensibilidade do mesmo. Em termos ilustrativos podemos nos basear nas formas de onda da Figura A3.1.8, apenas considerando que a defasagem entre o sinal amplificado e o sinal de detecção é devido ao transdutor, ao invés dos circuitos amplificadores.

### 3.1.7 - FILTRO DE SAÍDA

O circuito que estabelece a resposta em frequência do Amplificador é constituído de um filtro de 2ª ordem, realizado com amplificador operacional, tendo ganho igual a 2 dentro da banda em frequência estipulada. O projeto foi realizado baseado na teoria de filtro transicional entre os tipos "Butterworth e Thompson", conhecido por "TBT - Transitional Butterworth Thompson Filters"<sup>37</sup>, de maneira a se obter um filtro com compromisso entre a resposta em amplitude e fase do mesmo, de modo a não se obter na saída grande "overshoot" quando a sua entrada for excitada por sinais de brusca variação.

### 3.1.8 - CIRCUITO COMPLETO DO AMPLIADOR DE PRESSÃO

Na Figura A3.1.9 mostra-se o circuito completo do Amplificador, realizado com base nos estudos expostos neste Apêndice.



SECRETARIA DE ESTADO DE SAÚDE		COORDENADORIA DE	
ASSIST. HOSPITALAR		INSTITUTO "D. PELLEZANI"	
DE CARDIOLOGIA		SÃO PAULO	
N.º DE DES. - 5-			
REF. AMPLIADOR DE PRESSÃO	QUANTIDADE	OBS:	ESCALA
		+V → +13V	S/
		-V → -13V	
		DESIGNAÇÃO OBS:	
		DISCRIMINADOR:	
		DATA 25-6-79	
		WILSON TRÓPIC	
		DATA 27-6-79	
		APROVADO POR:	
		DENYS	
Todos os resistores em ohm, 5% a menos indicados			
Todos os capacitores em farad, sensibilidade dos trans-			
dutor (S) S= 100V/V/mmHg			

FIGURA A3.1.9 CIRCUITO COMPLETO DO AMPLIADOR DE PRESSÃO

### 3.2 - MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

#### 3.2.1 - MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES IDEAL

O Multiplicador de funções é um circuito que produz uma tensão de saída proporcional à multiplicação de duas tensões impostas na sua entrada, e pode ser representada como na Figura A3.2.1.

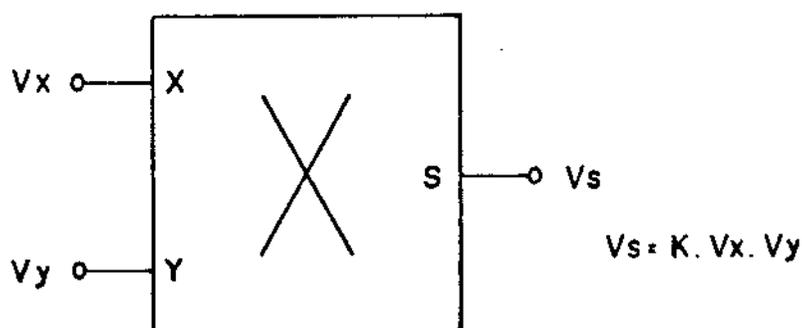


FIGURA A3.2.1 REPRESENTAÇÃO DO MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

Os Multiplicadores são definidos de acordo com o número de quadrantes que este opera. Se o Multiplicador aceitar em ambas as entradas, sinais positivos ou negativos, o Multiplicador operará nos quatro quadrantes, resultantes da combinação das entradas.

#### 3.2.2 - MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES REAL

O Multiplicador Real deveria produzir na saída um sinal, tal que:

$$v_s = K \cdot v_x \cdot v_y$$

Porém, o mesmo fornece, além da relação ideal de multiplicação, outros fatores considerados como erro do multiplicador, que serão

estimados a seguir<sup>56, 5, 45</sup>.

Definindo-se por:

- $X_0$  - "Offset" da entrada X
- $Y_0$  - "Offset" da entrada Y
- $\Delta K$  - Variação do fator de escala
- $n(X,Y)$  - Não linearidade do multiplicador
- $E_0$  - "Offset" da saída do multiplicador

Podemos então dizer que a saída do Multiplicador será dada por:

$$v_s = (K + \Delta K) \cdot [(v_x + X_0) \cdot (v_y + Y_0) + E_0 + n(X,Y)]$$

$$v_s = K \cdot v_x \cdot v_y + \Delta K \cdot v_x \cdot v_y + (K + \Delta K) \cdot [v_x \cdot Y_0 + X_0 \cdot v_y + X_0 \cdot Y_0 + E_0 + n(X,Y)]$$

Nota-se que todos os termos, exceto " $K \cdot v_x \cdot v_y$ " são erros, chamados por:

- $\Delta K \cdot v_x \cdot v_y$  - erro de fator de escala; depende das entradas  $v_x$  e  $v_y$
- $v_x \cdot Y_0$  - erro devido ao "offset"  $Y_0$ , chamado "X Feed-through"; é proporcional a  $v_x$
- $v_y \cdot X_0$  - erro devido ao "offset"  $X_0$ , chamado "Y Feed-through"; é proporcional a  $v_y$
- $X_0 \cdot Y_0, E_0$  - erros devido aos "offsets"; independem das entradas
- $n(X,Y)$  - erro de não linearidade interna ao Multiplicador dependem de  $v_x$  e  $v_y$

Os erros de "feedthrough" e "offset" podem ser eliminados por intermédio de ajustes que anulam  $X_0, Y_0$  e  $E_0$ .

Os erros de não linearidade e fator de escala podem ser minimizados de acordo com a natureza do circuito e qualidade dos seus componentes.

Além destes erros, existe o "vetor de erro", devido principalmente as defasagens introduzidas pelo Multiplicador ao sinal processado (devido à banda de frequência do mesmo).

### 3.2.3 - CIRCUITOS MULTIPLICADORES

Existem basicamente três tipos de Multiplicadores<sup>66,16</sup>, citados a seguir:

- Transcondutância
- Log - Antilog
- Modulação de pulso

Os Multiplicadores por transcondutância e os Log - Antilog apresentam grande sensibilidade com relação à temperatura e, em geral, tem uma banda passante em frequência muito grande. Os de modulação por pulso, tem pequena sensibilidade à temperatura e tem sua banda passante comprometida com a frequência do pulso modulado.

### 3.2.4 - O MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES IMPLEMENTADO

Desenvolveu-se um multiplicador de quatro quadrantes por modulação de pulso, devido à necessidade de boa estabilidade com relação à temperatura e não de uma banda em frequência muito grande.

### 3.2.5 - O MULTIPLICADOR POR MODULAÇÃO DE PULSO

Considere-se o diagrama da Figura A3.2.2.

O sistema de multiplicação constitui-se de um Modulador em largura de Pulso (MLP), um Modulador em Amplitude de Pulso (MAP) e um Filtro Passa Baixas. O pulso antes de passar pelo filtro é modulado em amplitude por  $v_x$  e em largura por  $v_y$ , como é mostrado na Figura A3.2.3.

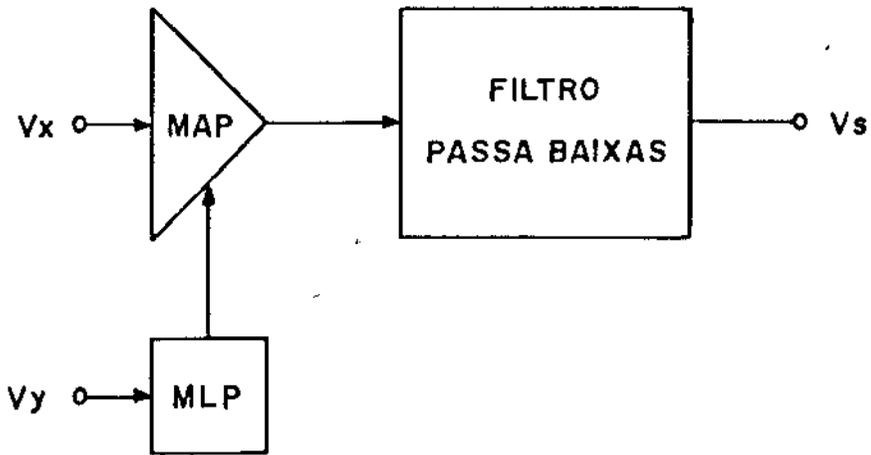


FIGURA A3.2.2 DIAGRAMA EM BLOCOS SIMPLIFICADO DO MULTIPLICADOR

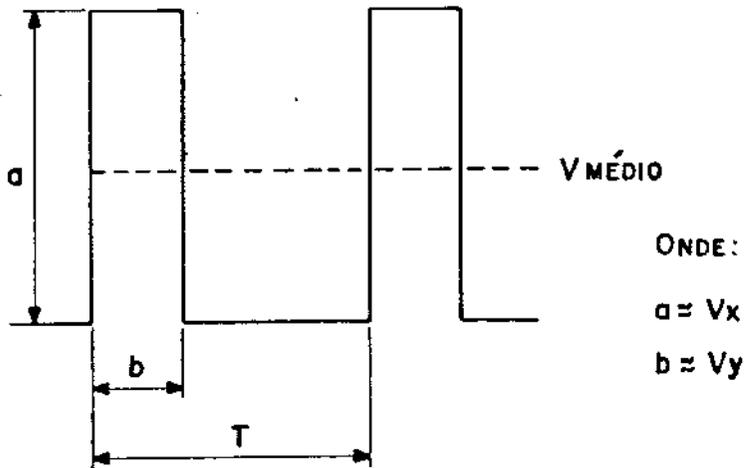


FIGURA A3.2.3 PULSO MODULADO

Após o filtro teremos:

$$V_{\text{médio}} = v_s = \frac{a \cdot b}{T} = \frac{K_x \cdot v_x \cdot K_y \cdot v_y}{T} =$$

$$= K \cdot v_x \cdot v_y$$

Obtendo-se, desta maneira, o sinal multiplicado.

O esquema simplificado do Multiplicador é mostrada na Figura A3.2.4.

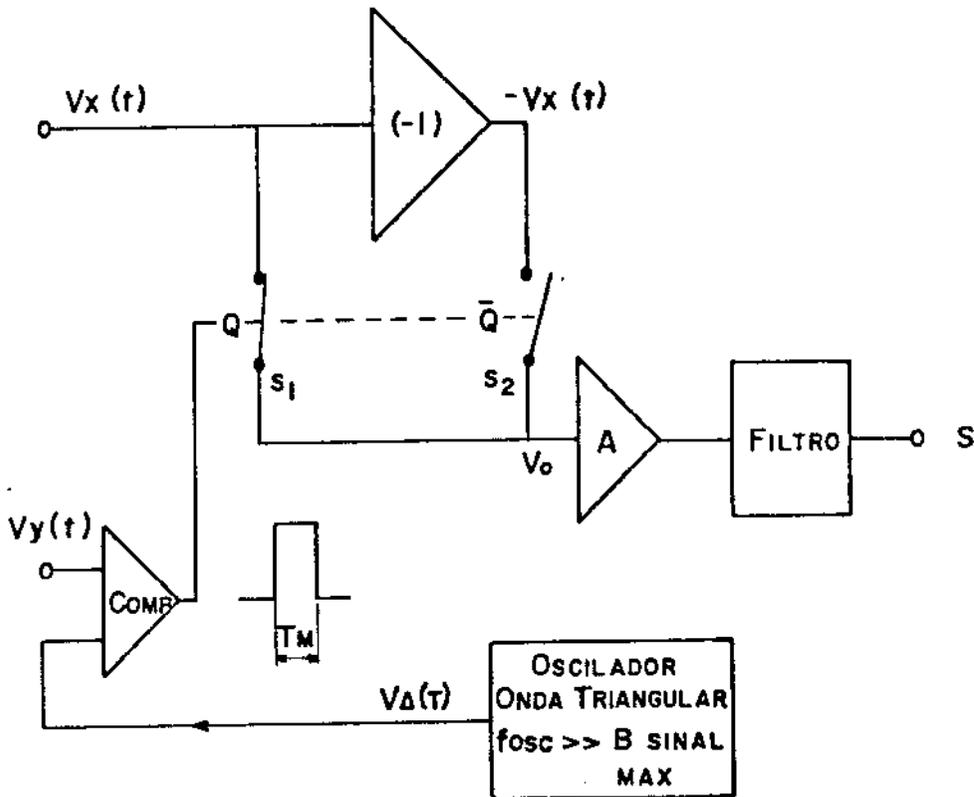


FIGURA A3.2.4 DIAGRAMA EM BLOCOS DO MULTIPLICADOR

O sistema Modulador em Largura de Pulso (MLP), é constituído de um comparador e um oscilador de onda triangular  $v_{\Delta}(t)$ . Na Figura A3.2.5 mostra-se a ilustração das formas de onda do MLP.

Nota-se que:

$$v_{\Delta}(t) \Big|_0^{T/4} = \frac{4}{T} \cdot V_p \cdot t$$

$$v_y(t) = \frac{4}{T} \cdot V_p \cdot \theta, \quad \theta = \frac{T \cdot v_y(t)}{4V_p}$$

Pela Figura A3.2.5, vê-se que:

$$T_m = 2(T/4 - \theta) = T/2 - 2\theta$$

$$T_m = T/2 - T/2 \cdot \frac{v_y(t)}{V_p} = T/2 \cdot \left(1 - \frac{v_y(t)}{V_p}\right)$$

Quando o sinal do MLP comanda a chave  $S_1$  (Vide Figura A3.2.4), pelo tempo  $T_m$ , temos a seguinte condição:

$$v_o(T_m) = v_x(t)$$

Quando o mesmo sinal comanda a chave  $S_2$ , pelo tempo  $T - T_m$ , tem-se:

$$v_o(T - T_m) = -v_x(t)$$

Sabendo-se que o filtro de saída é um passa-baixas, com frequência de corte muito menor que a frequência do MLP, temos:

$$\begin{aligned} v_s(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \left( \int_{\theta}^{T_j} v_x(t) \cdot dt + \int_{T_j}^{T+\theta} -v_x(t) \cdot dt \right) \\ &= v_x(t) \cdot \left( \frac{2T_m}{T} - 1 \right) = v_x(t) \cdot \left[ \frac{2}{T} \cdot \frac{T}{2} \left(1 - \frac{v_y(t)}{V_p}\right) - 1 \right] \\ &= -\frac{1}{V_p} \cdot v_x(t) \cdot v_y(t) \end{aligned}$$

Obtendo-se, desta maneira, o sinal multiplicado.

### 3.2.5.1 - O Modulador em Amplitude de Pulso (MAP)

Na Figura A3.2.6 ilustra-se o Circuito Modulador em Amplitude de Pulso.

Para os chaveamentos ilustrados nas Figuras A3.2.4 e A3.2.6,

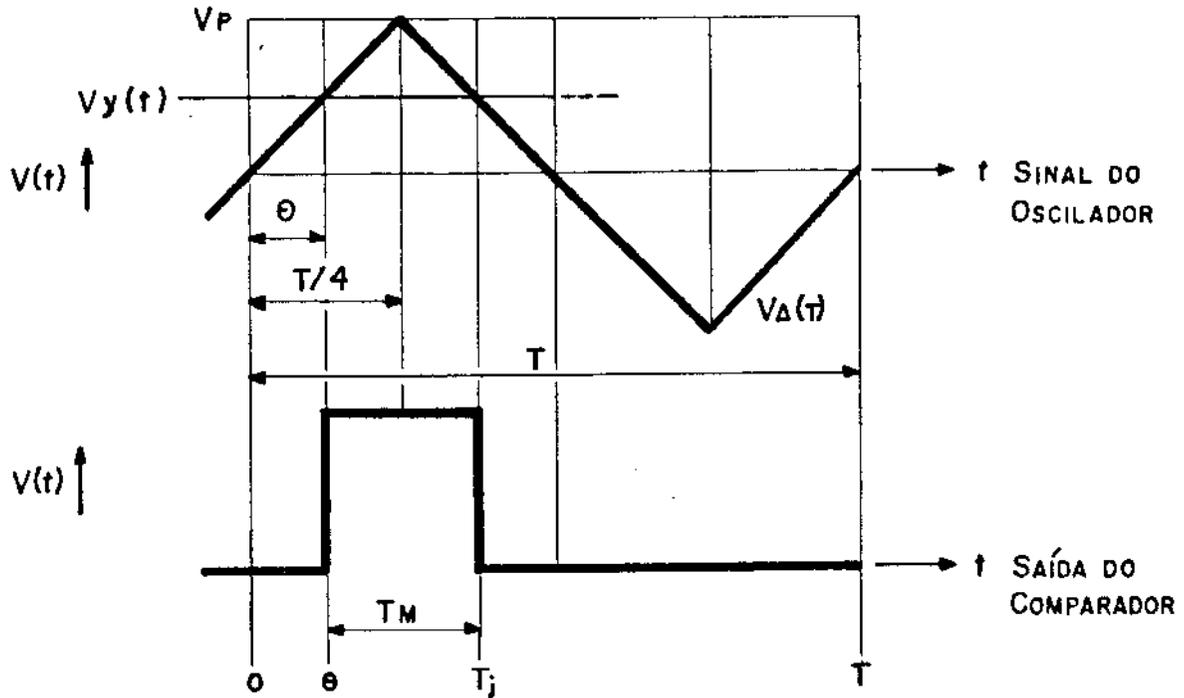
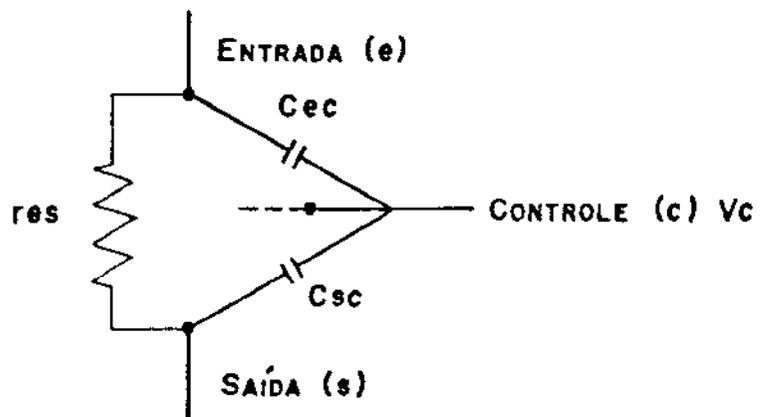


FIGURA A3.2.5 ILUSTRAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DOS SINAIS DO MLP

foi utilizada a chave analógica quádrupla tipo CMOS, CD4066. O capacitor  $C$  da Figura A3.2.6 representa a capacitância de entrada do circuito seguinte.

Pode-se modelar cada chave, para avaliação de transitório, da seguinte maneira:

Chave Analógica:



Onde:

$V_c > 0$ , (ligado)  $\rightarrow Res_L (= 0$  teoricamente)

$V_c < 0$ , (desligado)  $\rightarrow Res_d (= \infty$  teoricamente)

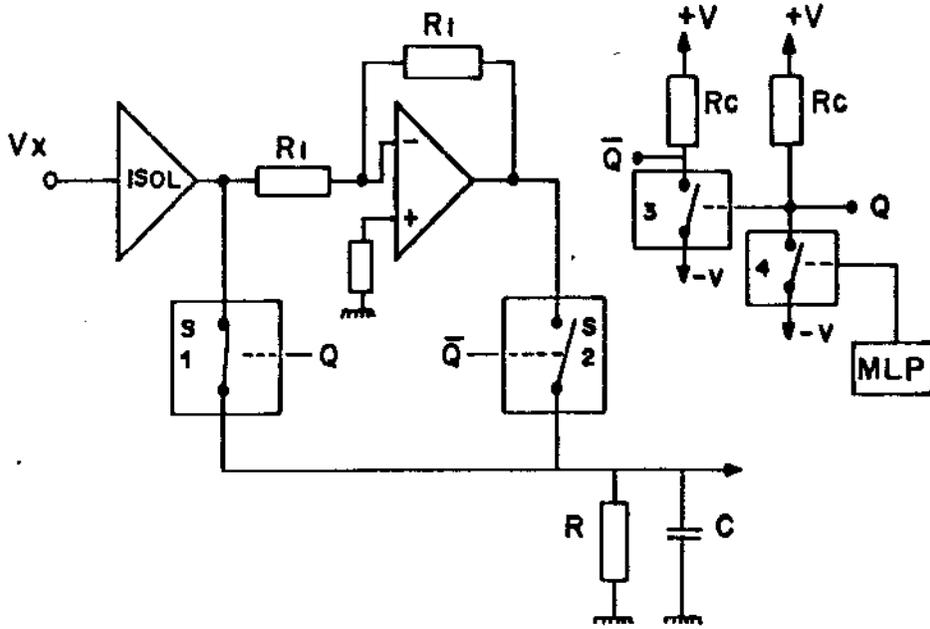


FIGURA A3.2.6 CIRCUITO DO MAP

Deste modo, o circuito do MAP pode ser modelado como na Figura A3.2.7.

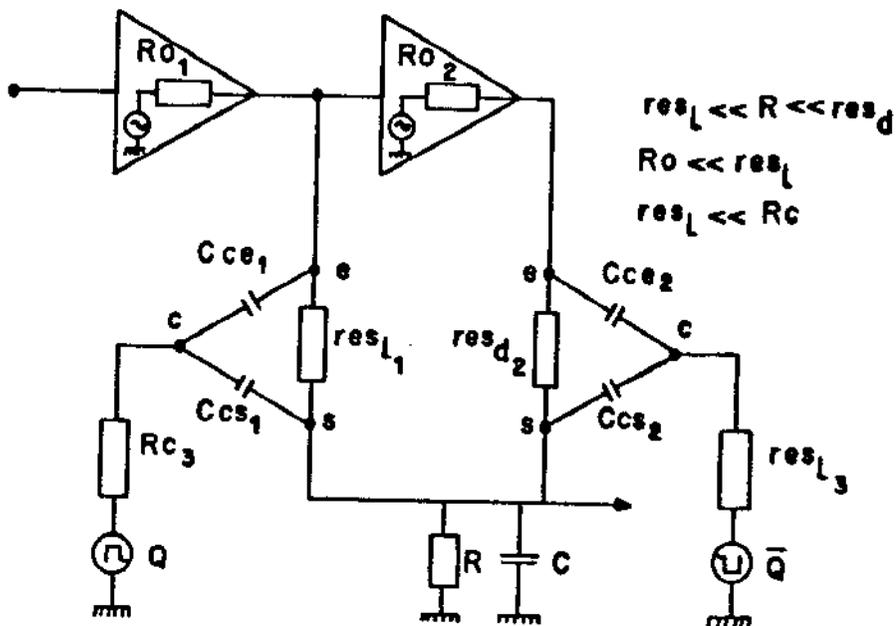


FIGURA A3.2.7 MODELO ELÉTRICO DO MAP

Supondo um dos estados de atuação das chaves, por exemplo chave S1 ligada e chave S2 desligada (portanto chave S3 ligada e chave S4 desligada), isto é,  $Q = V$  e  $\bar{Q} = -V$ , tem-se a situação mostrada na Figura A3.2.7.

Considerando-se uma certa simetria no circuito, isto é:

- os  $Res_L$  aproximadamente iguais
- $Ro_1 = Ro_2$
- $Ccs_1 = Ccs_2$
- $Rc_3 = Rc_4$
- os  $Res_d$  aproximadamente iguais

e considerando que como  $Res_L \gg Ro$ , a influência de  $Ccc$  será bem menor que  $Ccs$ , obtém-se o circuito da Figura A3.2.8, que é o modelo elétrico simplificado do MAP.

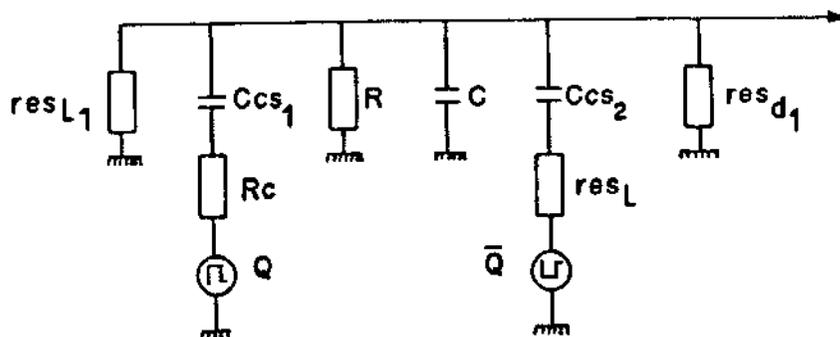


FIGURA A3.2.8 MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DO MAP

Considerando-se que  $Cc_1 = Cc_2 = Ccs$  e que  $res_d \gg res_L$ , obteremos o circuito da Figura A3.2.9.

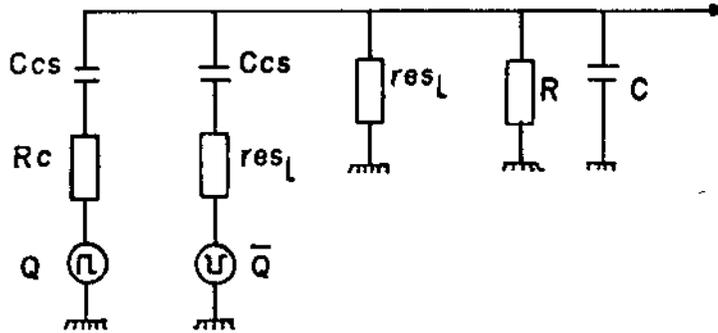


FIGURA A3.2.9 MODELO ELÉTRICO SIMPLIFICADO DO MAP

Após o instante de mudança, isto é, a chave  $S_1$  desligada e a chave  $S_2$  ligada, ter-se-á o mesmo circuito, apenas mudando para  $Q = -V$  e  $\bar{Q} = V$ .

O estudo deste modelo no seu transitório, mesmo considerando que as chaves apresentem o modelo simples citado anteriormente (isto é, desprezando-se os problemas de "crosstalk" entre as mesmas e suas não linearidades), é trabalhoso<sup>54</sup> e não será realizado, já que com certos cuidados este tipo de erro não alterará a performance do modulador, se forem considerados os seguintes pontos:

- 1 - Os eventos transitórios que aparecem nos dois instantes de transição serão iguais em forma de onda e tempo de acomodação, pois o modelo é simétrico.
- 2 - Se for utilizado um índice de modulação, no Modulador de Largura de Pulso (MLP), que produza um tempo de fechamento ou abertura das chaves, que nunca seja menor que o tempo de acomodação do transitório, o valor médio destes transitórios será zero.

Além dos transitórios, tem-se os erros devido à tensão de "off set" do inversor e as limitações reais de fechamento e abertura das chaves (isto é,  $Res_L \neq 0$ ,  $Res_D \neq \infty$ ).

Considere o circuito MAP desprezando-se os elementos que agem apenas no transitório, como mostrado na Figura A3.2.10.

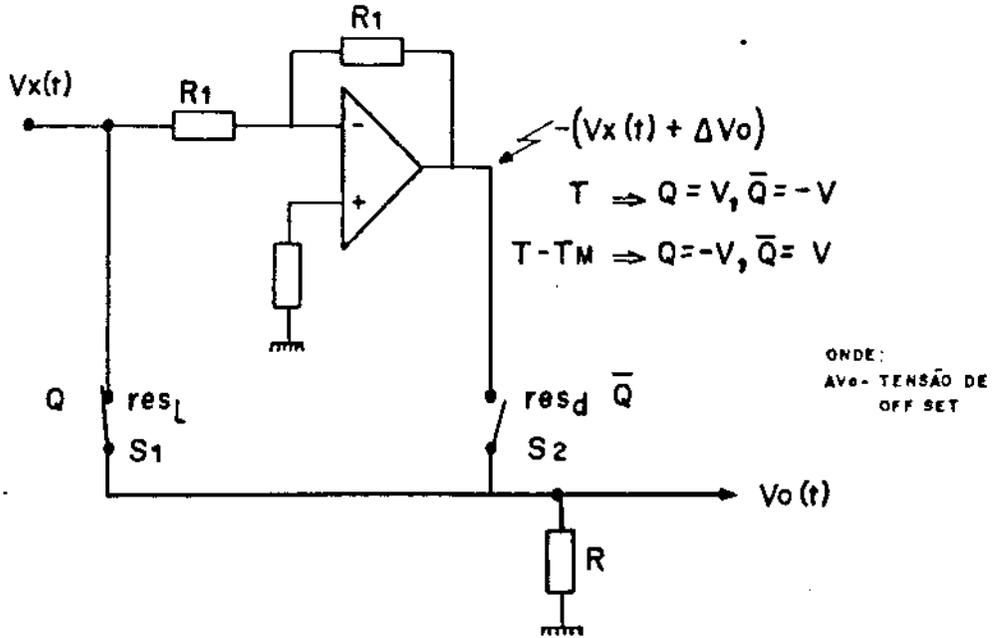


FIGURA A3.2.10 CIRCUITO DO MAP SEM CONSIDERAR O ESTADO TRANSITÓRIO

Deste modo, tem-se:

$$v_o(TM) = \frac{R}{Res_{L1} + R} \cdot v_x(t) - (v_x(t) + \Delta V_0) \cdot \frac{R}{Res_{d2} + R}$$

$$v_o(T-TM) = \frac{R}{Res_{d1} + R} \cdot v_x(t) - (v_x(t) + \Delta V_0) \cdot \frac{R}{Res_{L2} + R}$$

Se:  $Res_{L1} = Res_{L2}$  E como:  $Res_d \gg Res_L$

$Res_{d1} = Res_{d2}$   $R \gg Res_L$ , tem-se:

$$v_o(TM) = v_x(t)$$

$$v_o(T-TM) = -v_x(t) - \Delta V_0$$

Determinando-se novamente a equação de saída do multiplicador, como no item 3.2.5 deste Apêndice, tem-se:

$$v_s(t) = \frac{1}{T} \cdot \left( \int_{t}^{T_j} v_o(TM) \cdot dt + \int_{T_j}^{T+\theta} v_o(T-TM) \cdot dt \right)$$

Desenvolvendo, obtém-se:

$$v_s(t) = \frac{-1}{V_p} \cdot v_x(t) \cdot v_y(t) - \frac{\Delta V_o}{2} - \frac{1}{2V_p} \cdot \Delta V_o \cdot v_y(t)$$

Observe que a tensão de "offset"  $\Delta V_o$  do inversor, produzirá uma tensão de "offset" na saída, como também uma tensão proporcional à  $v_y(t)$ , ("feedthrough").

A tensão de "offset" da saída poderia ser anulada pelo próprio ajuste de nível de saída, porém, a única maneira de suprimir a tensão de "feedthrough" é utilizando-se um ajuste de "offset" no inversor. (O ajuste "zero X" não anulará esta tensão).

### 3.2.5 - 2 - O Modulador em Largura de Pulso (MLP)

Para realizar o modulador em largura de pulso, utiliza-se um gerador de onda triangular, cuja forma de onda é comparada com o sinal de entrada, obtendo-se na saída do comparador o sinal modulado, como ilustrado na Figura A3.2.11.

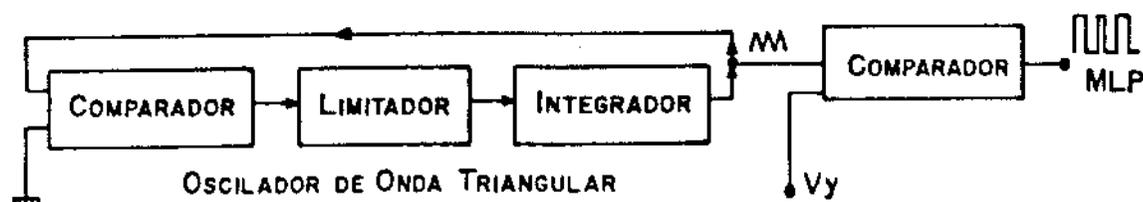


FIGURA A3.2.11 DIAGRAMA EM BLOCOS DO MLP

Na Figura A3.2.12 é mostrado o circuito gerador de onda triangular.

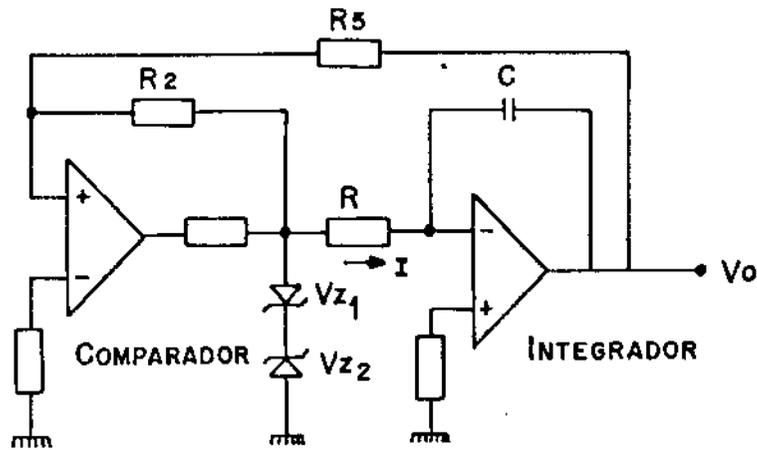


FIGURA A3.2.12 CIRCUITO DO GERADOR DE ONDA TRIANGULAR

Supondo que o comparador está com a saída positiva, teremos:

$$I(t) = \frac{+V_z}{R} \quad (\text{está se considerando } V_{z1} = V_{z2} = V_z)$$

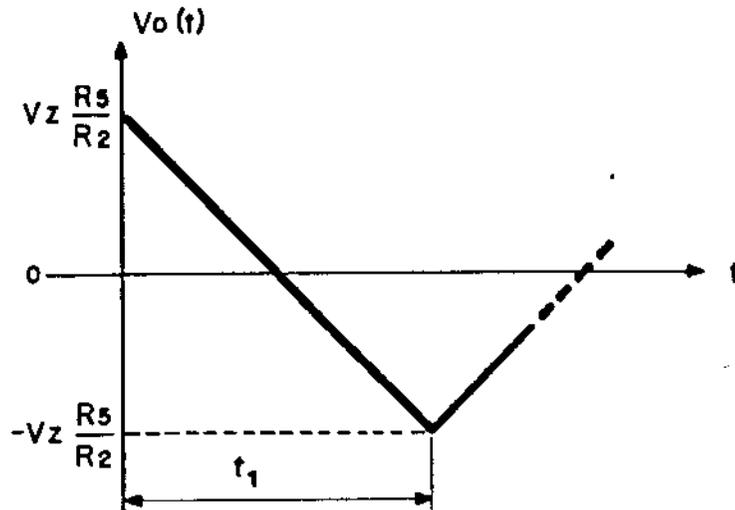
$$V_o(t) = - \int_{t_0}^t \frac{1}{C} \cdot I(t) \cdot dt = \frac{-V_z}{RC} \cdot (t - t_0) + V_o(t_0)$$

A mudança no comparador ocorrerá quando:

$$\frac{V_z \cdot R_5}{R_2 + R_5} + V_o(t) \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_5} = 0, \text{ isto é:}$$

$$V_o(t) = -V_z \cdot \frac{R_5}{R_2}$$

Se for considerado  $t_0 = 0$  e  $v_o(t_0) = V_z \cdot \frac{R_5}{R_2}$ , isto é, considerando-se que em  $t_0$  a onda triangular está no seu valor máximo, tem-se no tempo  $t = t_1$  (vide ilustração), isto é, no valor mínimo da onda triangular, a seguinte relação:



$$v_o(t_1) = -\frac{V_z}{RC} \cdot t_1 + V_z \cdot \frac{R_5}{R_2} = -V_z \cdot \frac{R_5}{R_2} \quad (\text{condição de mudança de estado do comparador})$$

$$\therefore t_1 = \frac{2 R_5 \cdot R \cdot C}{R_2}$$

Então, a frequência de oscilação será:

$$f_{osc.} = \frac{1}{2t_1} = \frac{R_2}{4R_5 \cdot R \cdot C}$$

Supondo que as tensões de zener sejam diferentes ( $V_{z_1} \neq V_{z_2}$ ), isto causará uma assimetria na onda triangular, como ilustrado na Figura A3.2.13, onde  $t_1$  é suposto ser diferente de  $t_2$  ( $t_1 \neq t_2$ ). Tem-se então:

$$\Delta t_1 = \frac{(K \cdot V_{z_1} - v_i)}{V_{z_1}} \cdot R \cdot C$$

onde:

$$K = R_5/R_2$$

$$\Delta t_2 = \frac{(K \cdot V_{z_2} - v_i)}{V_{z_2}} \cdot R \cdot C$$

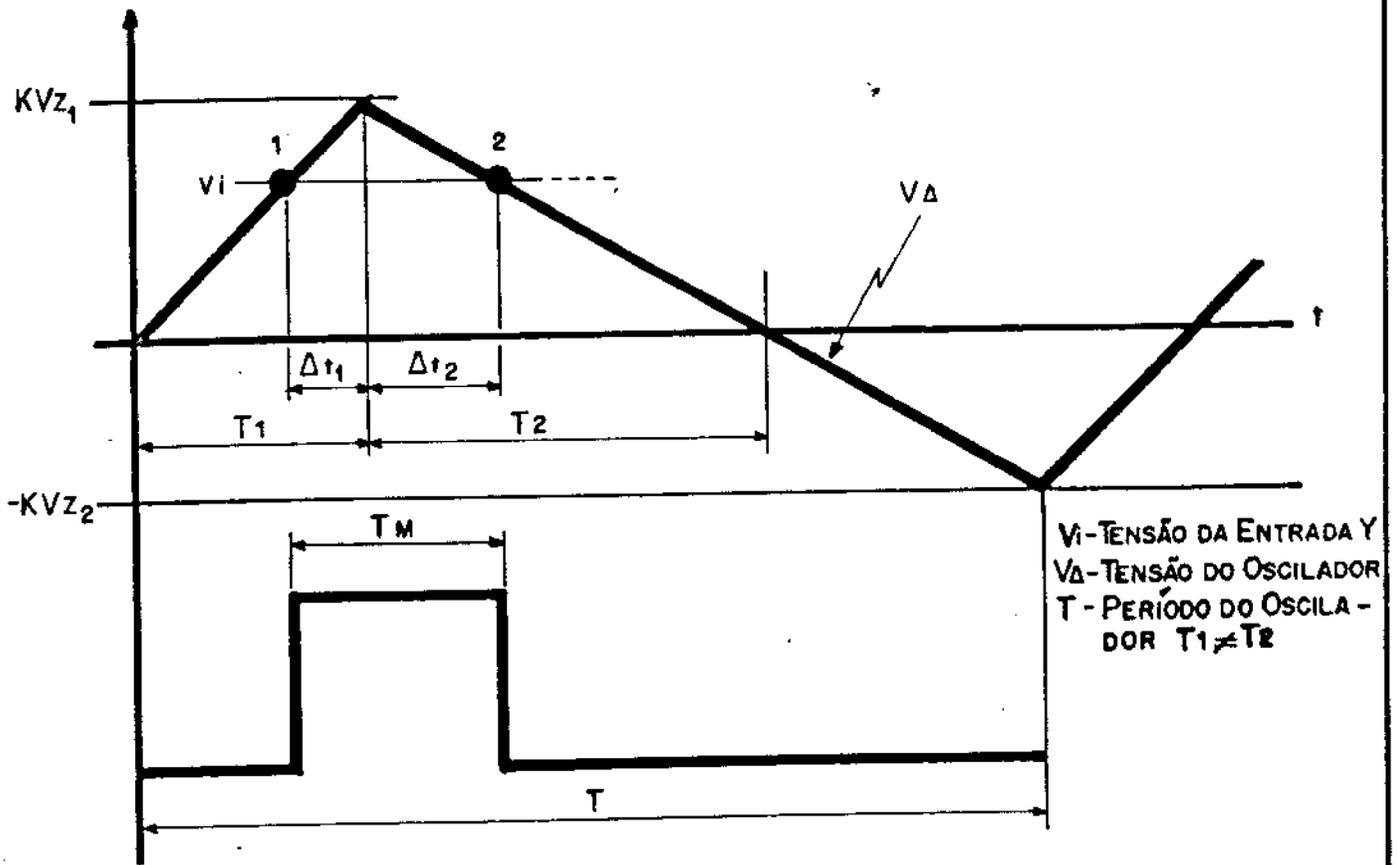


FIGURA A3.2.13 ILUSTRAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DO MLP, QUANDO O GERADOR DE ONDA TRIANGULAR É ASSIMÉTRICO

$$T_m = \Delta t_1 + \Delta t_2$$

$$2 \cdot T_1 = \frac{K (V_{z1} + V_{z2}) \cdot R \cdot C}{V_{z1}}$$

$$2 \cdot T_2 = \frac{K (V_{z1} + V_{z2}) \cdot R \cdot C}{V_{z2}}$$

$$T = 2(T_1 + T_2)$$

Tomando a relação  $\frac{T_m}{T}$ , tem-se:

1.) Quando os diodos zener são iguais ( $V_{z1} = V_{z2}$ )

$$\left(\frac{T_m}{T}\right)_{\text{simétrico}} = \frac{K \cdot V_{z1} - v_i}{2 \cdot K \cdot V_{z1}}$$

2.) Quando os diodos zener não são exatamente iguais

$$\left(\frac{T_m}{T}\right)_{\text{assimétrico}} = \frac{K \cdot Vz_1 - v_i}{K (Vz_1 + Vz_2)}$$

Deste modo tem-se:

$$\frac{\left(\frac{T_m}{T}\right)_{\text{sim.}}}{\left(\frac{T_m}{T}\right)_{\text{ass.}}} = \frac{\frac{K \cdot Vz_1 - v_i}{2K \cdot Vz_1}}{\frac{K \cdot Vz_1 - v_i}{K(Vz_1 + Vz_2)}} = \frac{Vz_1 + Vz_2}{2 Vz_1}$$

Então, tem-se que esta relação é constante para um dado par de diodos zener, o que provocará apenas um erro de "offset" ao invés de "não linearidade".

Portanto, desde que o integrador deste oscilador seja projetado de maneira a produzir uma rampa de integração bem constante e bem definida, obtem-se um modulador em largura de pulso sem problemas com linearidade.

O erro de "offset" do comparador também produzirá um efeito de "offset" no modulador.

Necessitando-se deixar à disposição do usuário os ajustes de zero das duas entradas e saída, os problemas de "offset" são automaticamente anulados quando se calibra o módulo para uma certa função (é claro que a variação das tensões de "offset" com a temperatura devem ser previstas e mantidas no projeto a um valor insignificante).

### 3.2.5 - 3 - Filtro Passa-Baixas - Erro de fase

O erro neste tipo de multiplicador, que em geral é dominante, é o erro dinâmico provocado principalmente pelo filtro que determina o valor médio dos pulsos e que acaba produzindo um atraso de fase no sinal.

De acordo com a conformação do filtro de saída pode-se obter uma resposta plana em função da frequência e uma resposta em fase

não linear, que distorcerá sinais com rápidas variações (filtros tipo Butterworth). Pode-se obter um filtro com resposta em fase linear e resposta em amplitude não tão plana quanto o tipo Butterworth (chamado filtro de Thompson ou Bessel).

Optou-se pela configuração "Thompson" de filtro passa-baixas, devido a sua resposta em fase ser linear com a frequência.

Com o intuito de se especificar um erro mínimo de saída, deve-se levar em conta dois fatores importantes:

- A relação entre o tempo de atraso e frequência de corte do filtro
- A razão de atenuação do pulso modulado com relação à frequência de corte do filtro.

Utilizou-se um filtro passa-baixas de terceira ordem, do tipo Thompson, sintonizado em 500Hz, que apresenta a configuração mostrada na Figura A3.2.14.

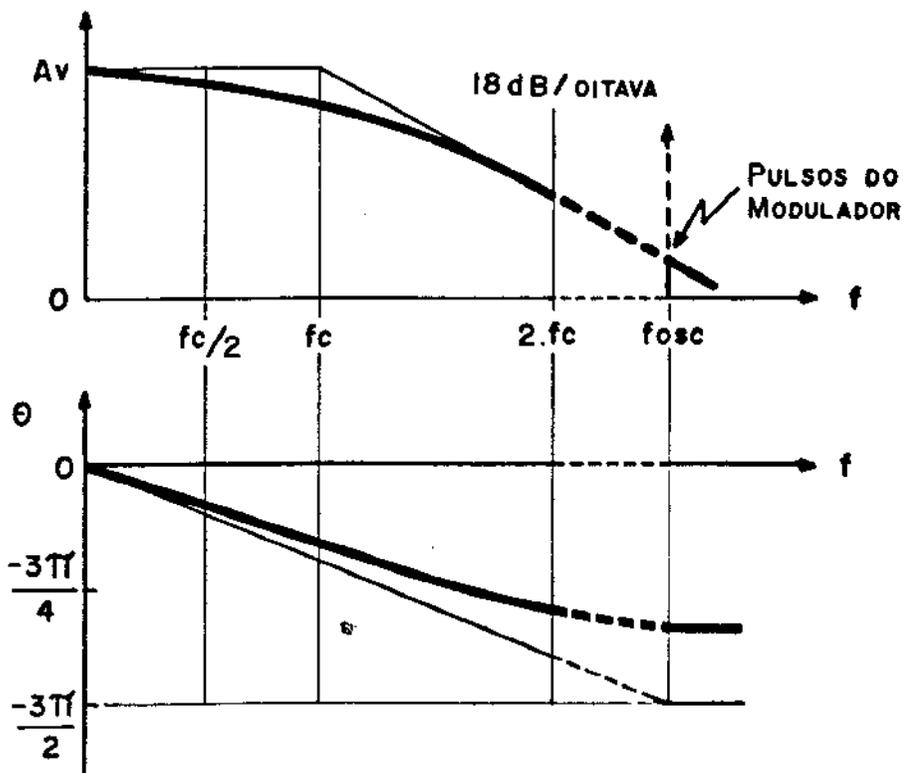


FIGURA A3.2.14 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA E FASE DO FILTRO

$$\text{Idealmente tem-se } \theta(f_c) = \frac{-3\pi}{4} \text{ rad}$$

Com uma frequência de corte de 500Hz, ter-se-á um atraso máximo de fase de:

$$\text{atraso de fase} = \frac{-3\pi/4}{500} = -4,7 \cdot 10^{-3} \text{ rad/Hz}$$

O erro de fase pode ser medido conforme a Figura A3.2.15:

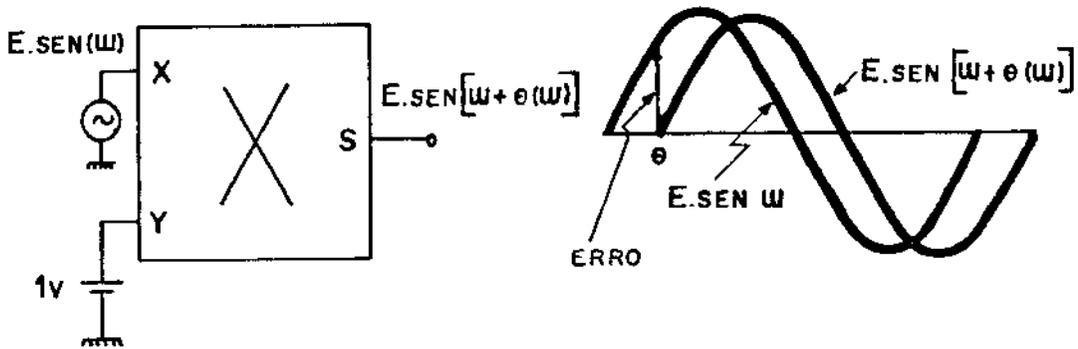


FIGURA A3.2.15 ILUSTRAÇÃO DO MÉTODO DE MEDIDA DO ERRO DE FASE

Como as frequências fundamentais dos sinais a serem multiplicados então por volta de 1Hz, tem-se:

O erro máximo será dado por  $2 \cdot E \cdot \text{sen} \theta / 2$ .

Atraso de fase para  $f = 1\text{Hz} = -4,7 \cdot 10^{-3} \text{ rad}$

Erro máximo =  $-0,0047 = -0,47\%$

Além do erro de fase, tem-se o erro devido à amplitude do pulso modulado que o filtro não anula totalmente:

Frequência dos pulsos = 8000Hz

Frequência de corte do filtro = 500Hz

Atenuação do filtro = 18dB/octava

$$\text{número de oitavas} = \frac{\left( \log \frac{8000}{500} \right)}{\log 2} = 4$$

Então, a atenuação dos pulsos será de  $4 \times 18\text{dB} = 72\text{dB}$ , que implicará em um erro adicional de 0,025%.

Pode-se então dizer que o erro total do multiplicador, quando se insere um sinal com frequência fundamental igual a 1 Hz, será de no mínimo 0,5%.

Este erro no tempo implicará um atraso de 0,75 ms, que para os sinais com que se costuma trabalhar em Hemodinâmica (com períodos por volta de 1000 ms) não é muito significativo.

### 3.2.6 - CIRCUITO COMPLETO DO MULTIPLICADOR DE FUNÇÕES

O Circuito completo do Multiplicador é mostrado na Figura A3.2.18. Na Figura A3.2.16 é mostrado o circuito isolador das entradas do Multiplicador.

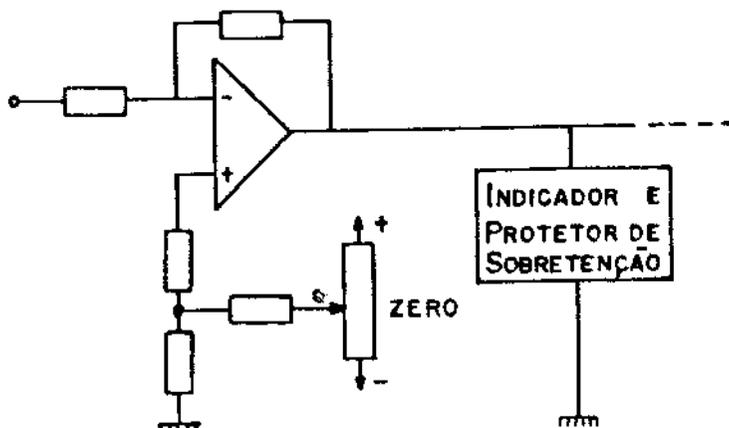


FIGURA A3.2.16 CIRCUITO ISOLADOR DAS ENTRADA

Este circuito é um inversor com ganho igual a 2 onde se realiza o ajuste de zero das entradas; também padroniza a impedância das entradas em  $110\text{ K}\Omega$ . Este circuito é ligado a uma sistema de indicação visual e de proteção de sobretensão limitada a  $2,5\text{ V}$ . A função do sistema de proteção é evitar que as chaves CMOS recebam tensões maiores que  $5\text{ V}$  em módulo e por isso sejam danificadas. O circuito de ajuste de nível e ganho de saída é mostrado na Figura A3.2.17.

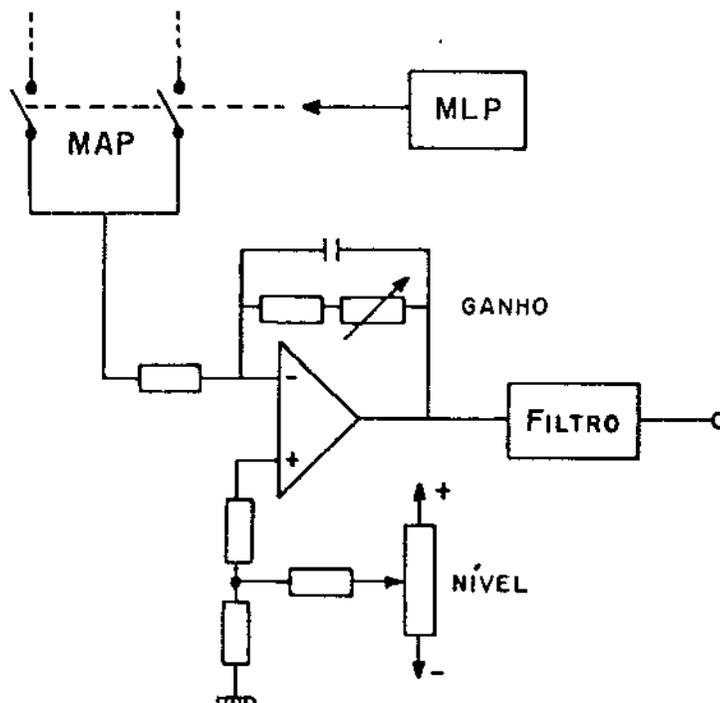


FIGURA A3.2.17 CIRCUITO DE AJUSTE DE NÍVEL E GANHO DE SAÍDA

Como se vê pela Figura A3.2.17, os ajustes de nível e ganho são realizados antes de se determinar o valor médio do pulso, evitando-se dispender outro amplificador na saída somente para realizar este feito.



### 3.3 - DIVISOR DE FUNÇÕES

#### 3.3.1 - DIVISOR DE FUNÇÕES IDEAL

O divisor de funções é um circuito que produz uma saída proporcional à divisão de duas tensões impostas à sua entrada e pode ser representado como na Figura A3.3.1.

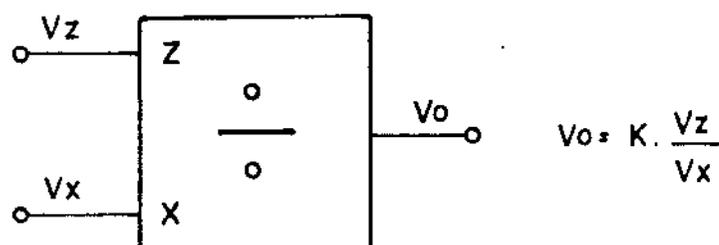


FIGURA A3.3.1 REPRESENTAÇÃO EM BLOCO DO DIVISOR DE FUNÇÕES

Em geral, utiliza-se dois quadrantes de operação, pois a maioria dos divisores permitem uma única polaridade no denominador, devido ao fato da divisão por quantidades tendendo a zero levar o resultado da divisão ao infinito, que representa uma grande transição ao circuito, levando-o à saturação da saída; isto é:

$$\frac{Vz}{0-} = -\infty, \quad \frac{Vz}{0+} = +\infty$$

#### 3.3.2 - DIVISOR DE FUNÇÕES REAL

A implementação de um divisor de funções é relativamente difícil, devido ao fato da própria natureza da divisão, isto é, o resultado tender ao infinito quando o denominador tende à zero:

O divisor real deveria produzir uma saída, tal que:

$$v_0 = K \cdot \frac{v_z}{v_x}, \quad \text{onde } K = \text{constante}$$

Porém o resultado é alterado, devido a fatores que serão definidos a seguir<sup>56</sup>.

Seja:

- $\Delta K$  - erro de fator de escala
- $X_0$  - tensão de "offset" da entrada X
- $Z_0$  - tensão de "offset" da entrada Z
- $E_0$  - tensão de "offset" da saída
- $n(v_x, v_z)$  - erro de não linearidade do divisor

Considerando os referidos parâmetros, a equação do divisor pode ser dada como:

$$v_0 = (K + \Delta K) \cdot \frac{v_z + Z_0}{v_x + X_0} + E_0 + n(v_x, v_z)$$

$$v_0 = \frac{(K + \Delta K)}{v_x + X_0} \cdot v_z + \frac{(K + \Delta K)}{v_x + X_0} \cdot Z_0 + E_0 + n(v_x, v_z)$$

É interessante estudar-se separadamente os termos desta equação:

- Erro devido ao fator de escala "K" - É independente de  $v_x$  e  $v_z$ , porém adiciona um erro à tensão de "offset" da entrada Z e altera a relação entre  $v_z$  e  $v_x$ .
- Erro devido à tensão de "offset"  $X_0$  - analisando o erro devido a este fator, e excluindo-se os termos  $\Delta K$ ,  $E_0$  e  $n(v_x, v_z)$ , tem-se:

$$v_0 = \frac{K}{v_x + X_0} \cdot v_z + \frac{K}{v_x + X_0} \cdot Z_0$$

Quando  $X_0$  for diferente de zero afetará a relação ideal da divisão, alterando a inclinação da curva " $v_0$ " vs " $v_x$ ", como ilustrado na Figura A3.3.2.

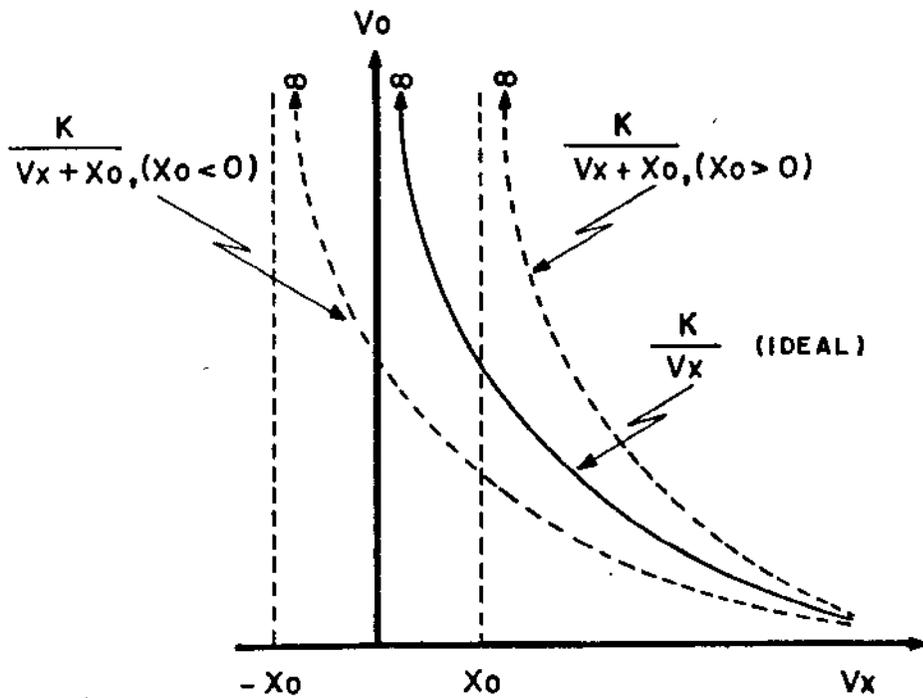


FIGURA A3.3.2 VARIAÇÃO DA CURVA  $V_o \times V_x$  EM FUNÇÃO DE  $X_o$

- Erro devido à tensão de "offset"  $Z_0$  - Depende do fator  $K/(v_x + X_0)$ , portanto variável com  $v_x$  e  $X_0$ , fazendo o erro tender a infinito quando  $v_x + X_0 = 0$ ; se  $Z_0 = 0$ , este erro será nulo.
- Erro devido a tensão de "offset"  $E_0$  - Independe das entradas e pode variar com a temperatura.
- Erro devido a não linearidade  $n(v_x, v_z)$  - É dependente das propriedades intrínsecas do circuito que realiza a divisão e dificilmente pode ser minimizado por meios externos.

### 3.3.3 - CIRCUITOS DIVISORES

Os circuitos divisores mais comuns são<sup>56, 6</sup>:

- Divisores por Multiplicadores Invertidos
- Divisores por Transcondutância Variável
- Divisores pela relação log - antilog

A performance dos divisores por Multiplicador Invertido depende, primeiramente, do multiplicador de funções utilizado e apresenta grandes limitações para uma boa faixa dinâmica do denominador em função de um erro máximo previamente estipulado. Isto im

plica em necessitar de um "ótimo" multiplicador para se obter um "bom" divisor.

Os circuitos mais indicados para realizar a divisão são os por transcondutância variável (em geral de dois quadrantes) e pela relação Log - Antilog (um quadrante de operação).

### 3.3.4 - O DIVISOR DE FUNÇÕES IMPLEMENTADO

Devido ao fato de se necessitar um divisor de 2 quadrantes com um erro menor que 1% em relação ao fundo de escala, optou-se por desenvolver o divisor por transcondutância variável.

### 3.3.5 - CIRCUITO DIVISOR POR TRANSCONDUTÂNCIA VARIÁVEL

Um dos circuitos básicos que é sugerido por LEW COUNTS e DAN SHEINGOLD<sup>8</sup>, e que é baseado na célula de multiplicação de GILBERT<sup>17</sup> é mostrado a seguir. Implementou-se o circuito final, mostrado na Figura A3.3.7, baseado neste circuito básico. Como foi visto no Capítulo 2.5, o módulo divisor necessita como acesso ao usuário, os ajustes de zero das entradas "X" e "Z" como também ajustes de nível e ganho de saída. Desta maneira, quando o sistema é calibrado por intermédio destes ajustes, elimina-se os erros de "offset"  $X_0$ ,  $Z_0$ ,  $E_0$ , como também  $\Delta K$ , que foram citados no item 3.3.2 deste Apêndice.

Assim sendo, o mais importante como análise de erro do circuito, será algumas considerações sobre os transistores utilizados e disparidade entre resistores, como vem a seguir, baseando-se no circuito mostrado na Figura A3.3.3.

Para análise do circuito, supõe-se que o mesmo esteja equilibrado e sem tensões de "offset", isto é,  $I_a = I_b$  e  $I_{c1} = I_{c2}$  quando não se impõe ao circuito variações de entrada. Supõe-se que os transistores  $Q_{1a}$  e  $Q_{1b}$ ,  $Q_{2a}$  e  $Q_{2b}$  sejam casados, respectivamente.

Pode-se então dizer que:

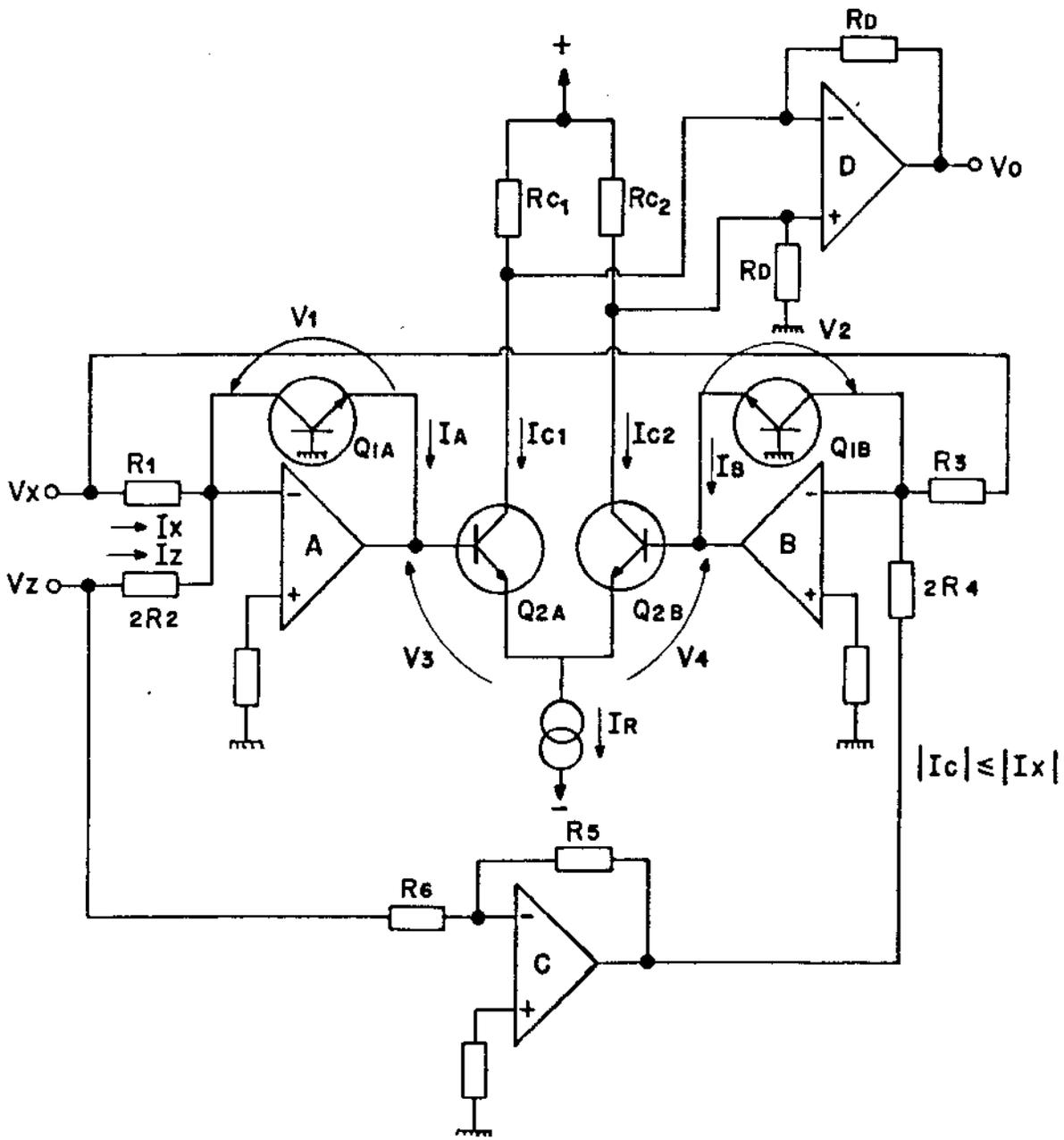


FIGURA A3.3.3. CIRCUITO DIVISOR DE DOIS QUADRANTES POR TRANSCONDUTÂNCIA VARIÁVEL

$$V_1 - V_2 = V_3 - V_4 \quad (1)$$

onde:

$$V_1 = \frac{K_b \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_a}{I_{cs1a}} + r_{b1a} \cdot I_a$$

$$V_2 = \frac{K_b \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_b}{I_{cs1b}} + r_{b1b} \cdot I_b$$

$$V_3 = \frac{K_b \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_{c1}}{I_{cs2a}} + r_{b2a} \cdot I_{c1}$$

$$V_4 = \frac{K_b \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_{c2}}{I_{es2b}} + r_{b2b} \cdot I_{c2}$$

onde:

$K_b$  - constante de Boltzman

$T$  - temperatura do Semicondutor ( $^{\circ}K$ )

$q$  - carga do elétron

$I_{es}$  - corrente de saturação do Emissor

$r_{bi}$  - resistência "bulk" do transistor  $i$

Substituindo na equação 1, e considerando que a temperatura dos transistores sejam iguais, tem-se:

$$\ln \frac{I_a}{I_{es1a}} - \ln \frac{I_b}{I_{es1b}} = \ln \frac{I_{c1}}{I_{es2a}} - \ln \frac{I_{c2}}{I_{es2b}} + r_{b2a} \cdot I_{c1} - r_{b2b} \cdot I_{c2} - r_{b1a} \cdot I_a + r_{b1b} \cdot I_b$$

Se as correntes de saturação forem iguais, para cada par de transistor a e b, tem-se\*:

$$\ln \frac{I_a}{I_b} = \ln \frac{I_{c1}}{I_{c2}} + r_{b2a} \cdot I_{c1} - r_{b2b} \cdot I_{c2} - r_{b1a} \cdot I_a + r_{b1b} \cdot I_b \quad (2)$$

\*- A corrente de saturação  $I_{es}$  é dada por:

$$I_{es} = \frac{q \cdot A \cdot D_n \cdot n_{po}}{W_b}$$

Ondê:

$q$  - carga do elétron

- $A$  - área seccional do Emissor  
 $D_n$  - constante de difusão do elétron  
 $W_b$  - largura da Base  
 $n_{po}$  - concentração de equilíbrio na Base

Como na prática foram utilizados os transistores  $Q_{1a}$  e  $Q_{1b}$  (e  $Q_{2a}$  com  $Q_{2b}$ ) construídos na mesma pastilha e como foi visto na equação da corrente de saturação, é razoável assumir-se  $I_{es_{1a}}$  igual a  $I_{es_{2a}}$  e  $I_{es_{1b}}$  igual a  $I_{es_{2b}}$ .

Pelo circuito da Figura A5.3.3, tem-se:

$$I_a = \frac{V_x}{R_1} + \frac{V_z}{2R_2}$$

$$I_b = \frac{V_x}{R_3} - \alpha \cdot \frac{V_z}{2R_4}$$

onde

$$\alpha = \frac{R_5}{R_6}$$

$$I_{c1} = \frac{I_r}{2} + \Delta I_c$$

onde  $\Delta I_c$  representa um desbalance de corrente provocado por  $V_x$  e  $V_z$

$$I_{c2} = \frac{I_r}{2} - \Delta I_c$$

$$I_{c1} + I_{c2} = I_r$$

Substituindo as equações de  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_{c1}$  e  $I_{c2}$  na equação 2, te

MOS:

$$\ln \left( \frac{\frac{v_x}{R_1} + \frac{v_z}{2R_2}}{\frac{v_x}{R_3} - \alpha \cdot \frac{v_z}{2R_4}} \right) = \ln \left( \frac{I_{r/2} + \Delta I_c}{I_{r/2} - \Delta I_c} \right) + \frac{I_r}{2} \cdot (rb_{2a} - rb_{2b}) +$$

$$+ \Delta I_c \cdot (rb_{2a} + rb_{2b}) + v_x \cdot \left( \frac{rb_{1b}}{R_3} - \frac{rb_{1a}}{R_1} \right) - v_z \cdot \left( \frac{rb_{1a}}{2R_2} + \alpha \cdot \frac{rb_{1b}}{2R_4} \right)$$

(3)

No caso ideal, onde não se leva em conta o efeito da resistência "bulk" do transistor e onde  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ , da equação 3 resultará:

$$\frac{\frac{v_x}{R} + \frac{v_z}{2R}}{\frac{v_x}{R} - \frac{v_z}{2R}} = \frac{I_{r/2} + \Delta I_c}{I_{r/2} - \Delta I_c}$$

de onde resulta:  $\Delta I_c = \frac{v_z}{v_x} \cdot I_{r/4}$

Esta corrente será convertida numa tensão de saída, dada por:

$$v_0 = 2 \cdot \Delta I_c \cdot R_D = \frac{I_r}{2} \cdot R_D \cdot \frac{v_z}{v_x} = K \cdot \frac{v_z}{v_x}$$

No caso real considera-se, além da resistência "bulk", um certo descasamento entre os resistores  $R_1$  a  $R_5$ . Com base na configuração do circuito, escolheu-se a pior combinação entre estes resistores descasados.

Desta maneira, foi estabelecido que:

$$\begin{array}{lll} R_1 = R + \Delta R & R_2 = R - \Delta R & R_3 = R - \Delta R \\ R_4 = R + \Delta R & R_5 = R - \Delta R & R_6 = R + \Delta R \end{array}$$

Considera-se também as resistências  $rb_{1a} = rb_{1b}$  e  $rb_{2a} = rb_{2b}$ , devido a estes transistores serem confeccionados na mesma pastilha.

Desenvolvendo a equação 3, com as considerações anteriores e lembrando que  $\Delta R \ll R$ , tem-se:

$$\ln \left( \frac{v_x / (R + \Delta R) + v_z / 2 \cdot (R - \Delta R)}{v_x / (R - \Delta R) - \alpha \cdot v_z / 2 \cdot (R + \Delta R)} \right) = \ln \left( \frac{I_{r/2} + \Delta I_c}{I_{r/2} - \Delta I_c} \right) +$$

$$+ \Delta I_c \cdot (r_{b2a} + r_{b2b}) + v_x \cdot \frac{\Delta R}{R^2} \cdot (r_{b1a} + r_{b1b}) - v_z \left( \frac{r_{b1a}}{2R_2} + \alpha \cdot \frac{r_{b1b}}{R_4} \right) \quad (4)$$

O fator desta equação que é proporcional a  $v_z$ , pode ser anulado, utilizando-se uma técnica usada em conversores logarítmicos<sup>3,8</sup>, conforme o circuito da Figura A3.3.4.

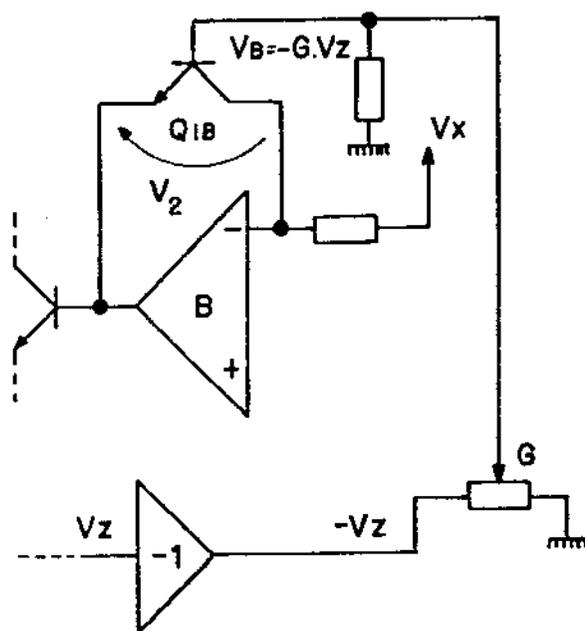


FIGURA A3.3.4 MÉTODO DE REDUÇÃO DE ERRO EM CONVERSOR LOGARÍTMICO, DEVIDO À RESISTÊNCIA "BULK" DO TRANSISTOR.

Neste caso, a equação de  $V_2$  será dada por:

$$V_2 = \frac{k_b T}{q} \cdot \ln \frac{I_b}{I_{es1b}} + r_{b1b} \cdot I_b - G \cdot v_z$$

Se for substituída esta nova equação na equação 1, conclui-se que se:

$$G = \frac{rb_{1a}}{2R_2} + \alpha \cdot \frac{rb_{1b}}{R_4}$$

o termo dependente de  $v_z$  será anulado, isto é:

$$-v_z \cdot \left( \frac{rb_{1a}}{2R_2} + \alpha \cdot \frac{rb_{1b}}{R_4} \right) + G \cdot v_z = 0$$

Portanto, baseando-se na equação 4, tem-se:

$$\left( \frac{v_x}{R + \Delta R} + \frac{v_z}{2(R - \Delta R)} \right) \cdot \left( \frac{I_r}{2} - \Delta I_c \right) = e^m \cdot$$

$$\cdot \left( \frac{v_x}{R - \Delta R} - \frac{\alpha \cdot v_z}{2(R + \Delta R)} \right) \cdot \left( \frac{I_r}{2} + \Delta I_c \right)$$

onde:

$$m = \Delta I_c (rb_{2a} + rb_{2b}) + \frac{v_x \cdot \Delta R}{R^2} \cdot (rb_{1a} + rb_{1b})$$

Portanto:

$$\Delta I_c = \frac{v_z}{v_x} \cdot \frac{I_r}{4} \left( \frac{R(\alpha \cdot e^m + 1) + \Delta R(1 - \alpha e^m)}{R(1 + e^m) + \Delta R \cdot (e^m - 1)} \right) -$$

$$- \frac{I_r}{2} \cdot \left( \frac{R(e^m - 1) + \Delta R(e^m + 1)}{R(1 + e^m) + \Delta R(e^m - 1)} \right) - \Delta I_c \cdot \frac{v_z}{2v_x} \cdot$$

$$\cdot \left( \frac{R \cdot (1 - \alpha e^m) + \Delta R \cdot (1 + \alpha \cdot e^m)}{R \cdot (1 + e^m) + \Delta R \cdot (e^m - 1)} \right)$$

Como  $R(1 + e^m) \gg \Delta R \cdot (e^m - 1)$ , tem-se:

$$\Delta I_C = \frac{v_z}{v_x} \cdot \frac{I_r}{4} + \frac{v_z \cdot I_r}{4v_x} \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot e^m)}{(1 + e^m)} +$$

$$- \frac{I_r}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta I_C \cdot v_z}{v_x} \cdot \left( \frac{1 - \alpha \cdot e^m}{1 + e^m} + \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1 + \alpha \cdot e^m}{1 + e^m} \right) \quad (5)$$

Observa-se que o primeiro termo da equação é o termo ideal, sendo os outros referentes aos erros.

O termo  $I_r/2 \cdot \Delta R/R$  é constante para um dado circuito e pode ser anulado pelo ajuste de nível de saída do Divisor.

Como a referida equação (equação 5) é do tipo transcendental, analisou-se para valores práticos de correntes e para os transistores utilizados no projeto.

Utilizou-se o transistor duplo (com recursos para auto-controle de temperatura), conhecido por  $\mu$ a 726, que representa uma resistência "bulk" de  $7,5 \Omega$ .

Os resistores foram casados dentro de 0,1% e a corrente  $I_r$  escolhida com base nas variações das correntes de "offset" dos amplificadores operacionais utilizados, a fim de se obter um valor de "m" o menor possível.

Deste modo, estipulou-se  $I_r = 400 \mu$ a sendo então  $\Delta I_{C_{max}} = 200 \mu$ a.

Analisando-se a equação 5 com  $\Delta I_C$  igual a respectivamente 200  $\mu$ a, 10  $\mu$ a, 1  $\mu$ a e 0,5  $\mu$ a (faixa dinâmica de 400:1), obtêm-se a relação mostrada no Quadro A3.3.1

Um descasamento de 0,5% entre os resistores causará um erro máximo, no pior caso, de - 1%.

Como se vê pelo Quadro A3.3.1, o divisor fornece um erro de não

linearidade, no pior caso, de 0,3% quando os resistores são casados dentro de 0,1%. Ainda é importante citar que este erro decresce com  $\Delta I_c$ , o que nos permite utilizar uma grande faixa dinâmica (pois o erro mostrado na tabela é referido à corrente de trabalho e não ao fundo de escala).

CORRENTE $\Delta I_c$ ( $\mu A$ )	ERRO DE NÃO LINEARIDADE (%) PARA DESCASAMENTO DE RESISTORES EM 0,1%	ERRO DE NÃO LINEARIDADE (%) PARA DESCASAMENTO DE RESISTORES EM 0,2%
200	-0,30 (de 200 $\mu A$ )	-0,65 (de 200 $\mu A$ )
10	-0,17 (de 10 $\mu A$ )	-0,24 (de 10 $\mu A$ )
1	-0,18 (de 1 $\mu A$ )	-0,20 (de 1 $\mu A$ )
0,5	-0,21 (de 0,5 $\mu A$ )	-0,26 (de 0,5 $\mu A$ )

QUADRO A3.3.1 RELAÇÃO ENTRE ERRO DE "NÃO LINEARIDADE" E A CORRENTE  $\Delta I_c$  DO DIVISOR DE DOIS QUADRANTES, COM ARRANJO DE PIOR CASO

Foram mostrados dois circuitos com resistores casados dentro de 0,1%, obtendo-se erros de não linearidade de 0,2%, após ajuste dos controles de zero das entradas e nível de saída.

### 3.3.6 - CIRCUITO COMPLETO DO DIVISOR DE FUNÇÕES

O circuito completo desenvolvido é mostrado na Figura A3.3.7. Na Figura A3.3.5 mostra-se o circuito isolador das entradas.

A função deste circuito é padronizar as impedâncias das entradas e permitir o ajuste de zero das mesmas. Após estes isoladores, utiliza-se circuitos indicadores de sobretensão que acusam visualmente níveis de tensão em excesso de  $\pm 4V$  na entrada 2 e, 0V ou  $+4V$  na entrada X.

Na figura A3.3.6 mostra-se o circuito isolador de saída.

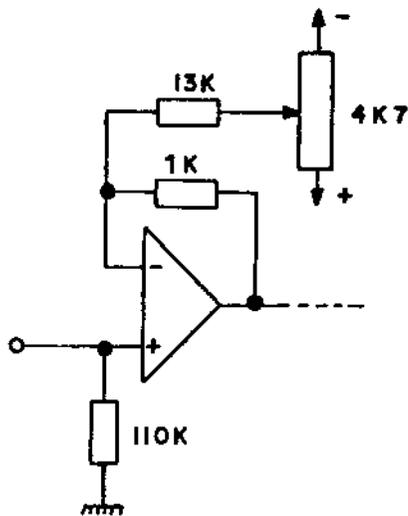


FIGURA A3.3.5 CIRCUITO DE ENTRADA DO DIVISOR

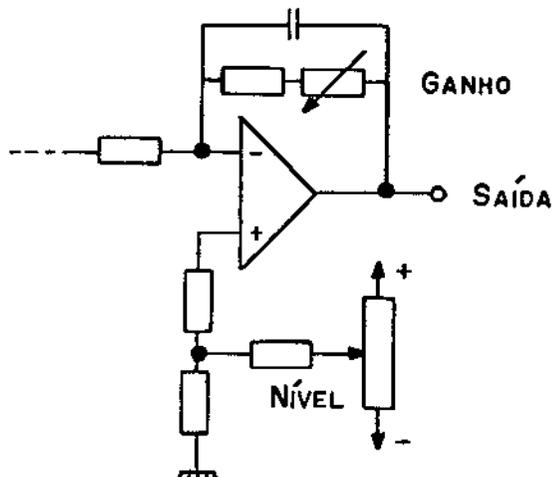


FIGURA A3.3.6 CIRCUITO ISOLADOR DE SAÍDA

Este circuito tem a função de possibilitar os ajustes de nível e ganho da saída do divisor. Observa-se na Figura A3.3.7 que os conversores logarítmicos do circuito divisor contem um circuito "RC" associados. Estes elementos tem a finalidade de estabilizar o elo de realimentação sobre o amplificador operacional de cada conversor, evitando desta maneira problemas de oscilação quando a corrente que passa pelos transistores de conversão for elevada<sup>56,6</sup>.



### 3.4 - INTEGRADOR DE FUNÇÕES

#### 3.4.1 - CIRCUITO INTEGRADOR

Um integrador de funções é um circuito cujo sinal de saída é proporcional à integral do sinal de entrada. Um circuito integrador é mostrado na Figura A3.4.1.

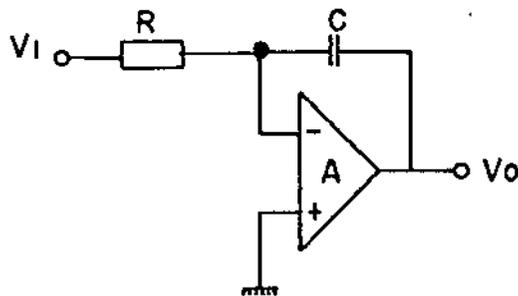


FIGURA A3.4.1 INTEGRADOR DE FUNÇÕES COM AMPLIADOR OPERACIONAL.

Sua tensão de saída será dada por:

$$v_o(s) = \frac{-v_i(s) \cdot A}{s \cdot C \cdot R \cdot (1 + A) + 1} \quad (1)$$

onde:  $s$  - operador de Laplace

Se  $A \rightarrow \infty$ , teremos:

$$v_o(t) = - \frac{1}{RC} \cdot \int v_i(t) \cdot dt$$

Se for considerado que o amplificador operacional pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem, como mostrado na Figura A3.4.2, deve-se substituir a nova equação de "A" na equação 1.

Substituindo o novo "A" na equação 1 e sabendo-se que  $RC \gg T_g$  e  $A_g \gg 1^{\omega_s, \omega_i}$ , tem-se:

$$v_o(s) = \frac{-v_i(s) \cdot A_G}{(1 + T_o \cdot s) \cdot (1 + A_G \cdot RC \cdot s)}$$

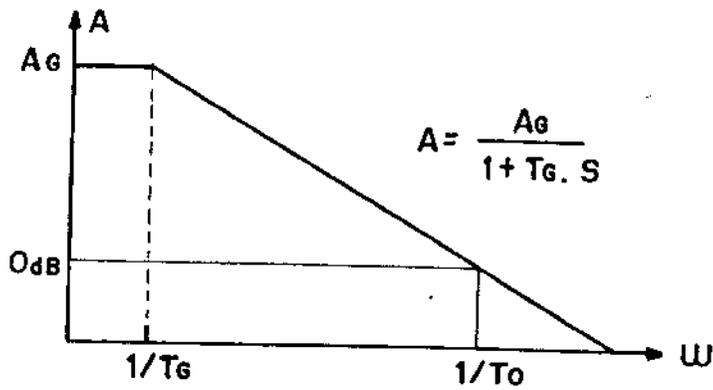


FIGURA A3.4.2 CURVA DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM AMPLIADOR OPERACIONAL

A resposta em frequência do integrador será então, a da Figura A3.4.3.

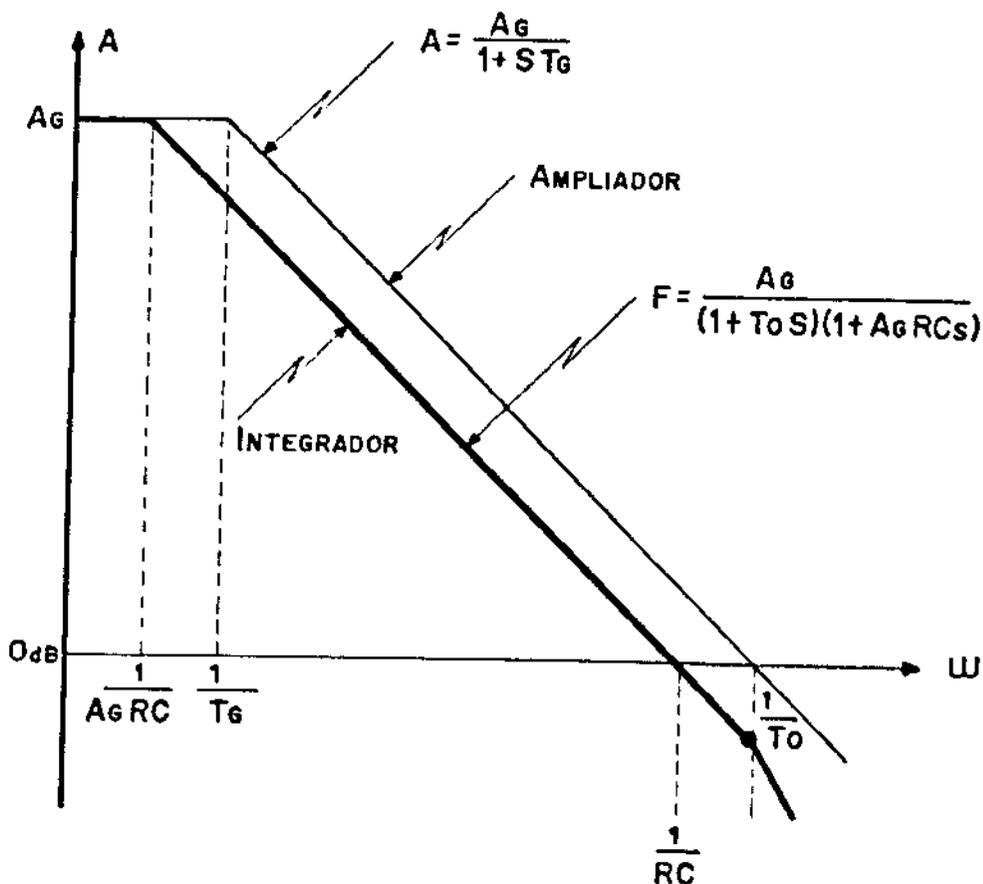
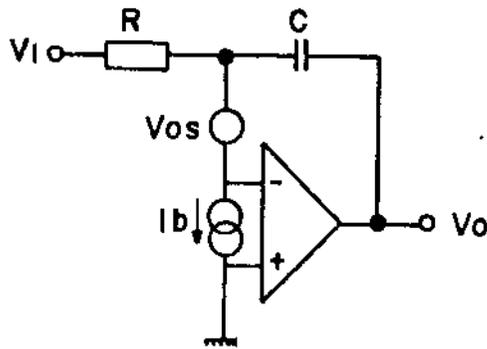


FIGURA A3.4.3 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM INTEGRADOR

Vê-se que a faixa útil de integração é limitada a  $\omega = \frac{1}{A_G \cdot RC}$  até  $\omega = \frac{1}{T_0}$

Com relação ao funcionamento estático do circuito, pode-se modelá-lo como na Figura A3.4.4.



**FIGURA A3.4.4 REPRESENTAÇÃO DE UM INTEGRADOR DE FUNÇÕES REALIZADO COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL CONSIDERANDO-SE OS DESBALANÇES DE CORRENTE E TENSÃO DE ENTRADA**

A tensão de saída, neste caso, será dada por:

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int v_i(t) \cdot dt \pm V_{os} \pm \frac{1}{RC} \cdot \int V_{os} \cdot dt \pm \frac{1}{C} \cdot \int I_b \cdot dt$$

Portanto, os desbalanços de tensão e corrente na entrada do amplificador operacional causarão um erro de integração e devem então ser compensados.

### 3.4.2 - O INTEGRADOR DE FUNÇÕES IMPLEMENTADO

O Integrador desenvolvido é mostrado na Figura A3.4.8 e conta com os seguintes recursos:

- ajuste de balanço da entrada
- contador de tempo para finalizar a integração
- sistema de disparo por sinais externos

- ajuste de nível e ganho de saída.

Pode-se separar o circuito em: sistema de integração, sistema de contagem e controle e sistema de disparo.

### 3.4.2 - 1 - Sistema de Integração

Na Figura A3.4.5 é mostrado simplificado o circuito de integração e saída.

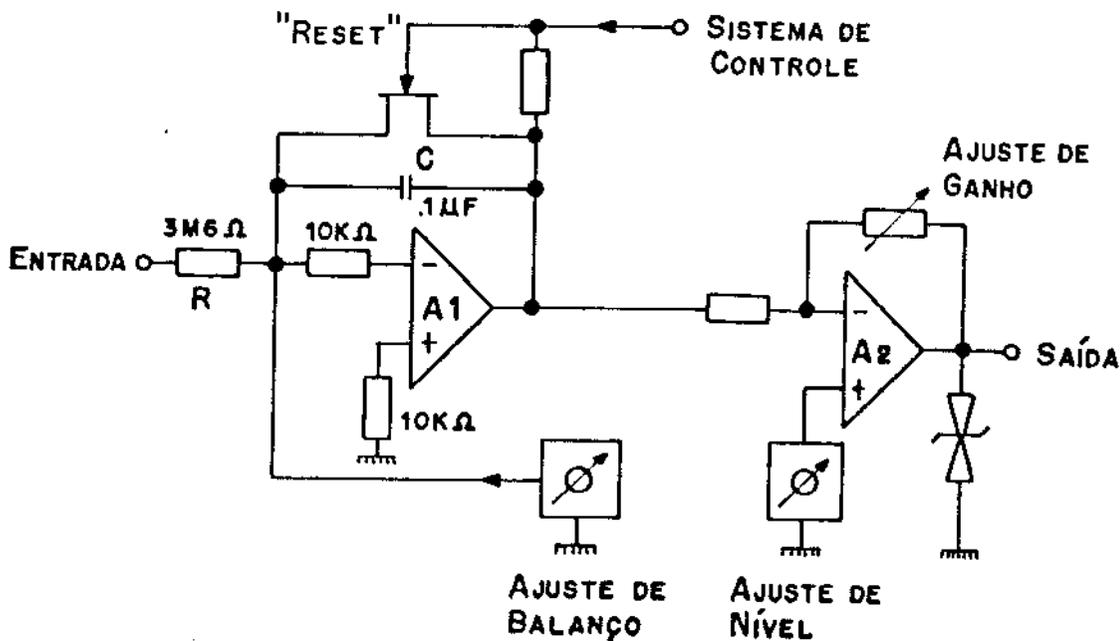


FIGURA A3.4.5 CIRCUITO INTEGRADOR E SAÍDA

O "RC" foi calculado para que o integrador produza ganho 1 na frequência de 2,7 Hz. O resistor de 10 KΩ em série com entrada do amplificador operacional A<sub>1</sub> tem a finalidade de protegê-lo quando se desliga a alimentação do circuito. A chave de "RESET" do integrador é realizada com um FET de junção. O amplificador realizado em torno de A<sub>2</sub> possibilita os ajustes de nível e ganho, como também limita a saída de integração em módulo de 5 V.

## 3.4.2 - 2 - Sistema de Contagem e Controle de Tempo

O sistema de contagem e controle de tempo pode ser esquematizado como na Figura A3.4.6.

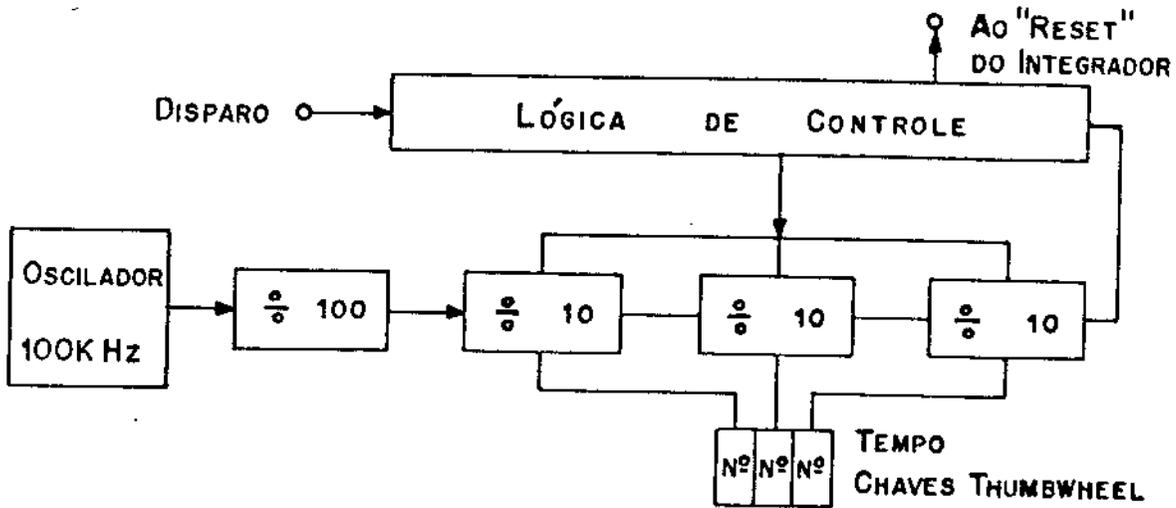


FIGURA A3.4.6 DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTADOR E CONTROLADOR DE TEMPO

O sistema de contagem de tempo constitui-se de um oscilador de 100 KHz e circuitos contadores programáveis, que realizam a contagem em ordem regressiva. Quando se endereça um número nos contadores programáveis, o sistema, após disparo, inicia a contagem regressiva e finaliza quando atinge o número 000.

Atingindo o final de contagem, insere-se nos contadores, através de um elo de realimentação o número presente nas chaves e aguarda-se novo sinal de disparo. O sistema, quando está contando, não sente novos pulsos de disparo.

## 3.4.2 - 3 - Sistema de Disparo

A Figura A3.4.7 mostra o circuito simplificado do sistema de disparo.

O amplificador  $A_1$  é um isolador, enquanto que  $A_2$  é um diferenciador de funções. O amplificador  $A_3$  juntamente com a seleção de inclinação e ajuste de nível formam um sistema de detecção de um

pulso relacionado com a subida ou descida do sinal de disparo. O monoestável utilizado na saída tem a finalidade de limitar a frequência dos pulsos em 10 Hz, evitando que o sistema de contagem sincronize-se com pulsos com frequência maiores que esta.

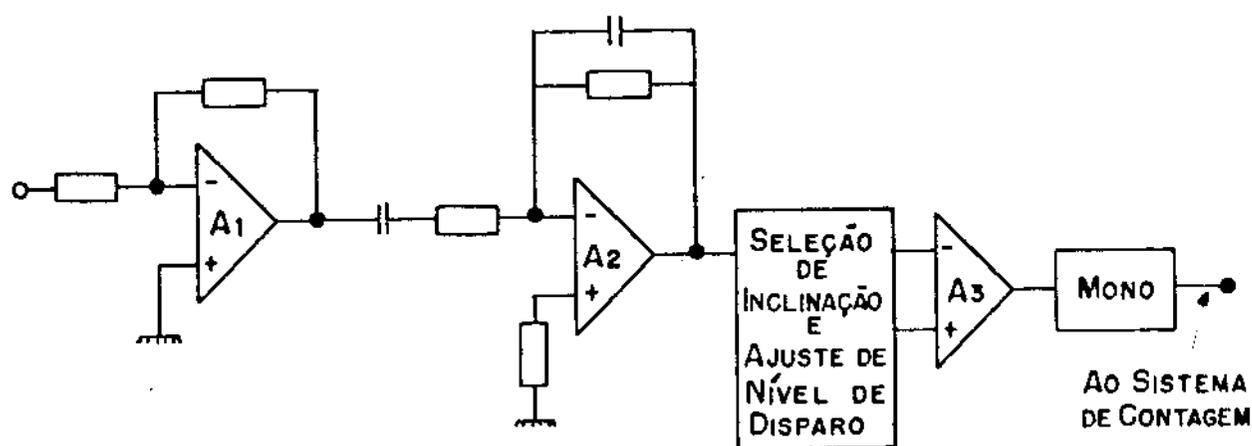


FIGURA A3.4.7 CIRCUITO SIMPLIFICADO DO SISTEMA DE DISPARO

### 3.4.3 - CIRCUITO COMPLETO DO INTEGRADOR DE FUNÇÕES

A Figura A3.4.8 mostra o circuito eletrônico completo do integrador desenvolvido, realizado conforme os comentários feitos neste item. A Figura A3.4.9 mostra a resposta e frequência do integrador de funções.



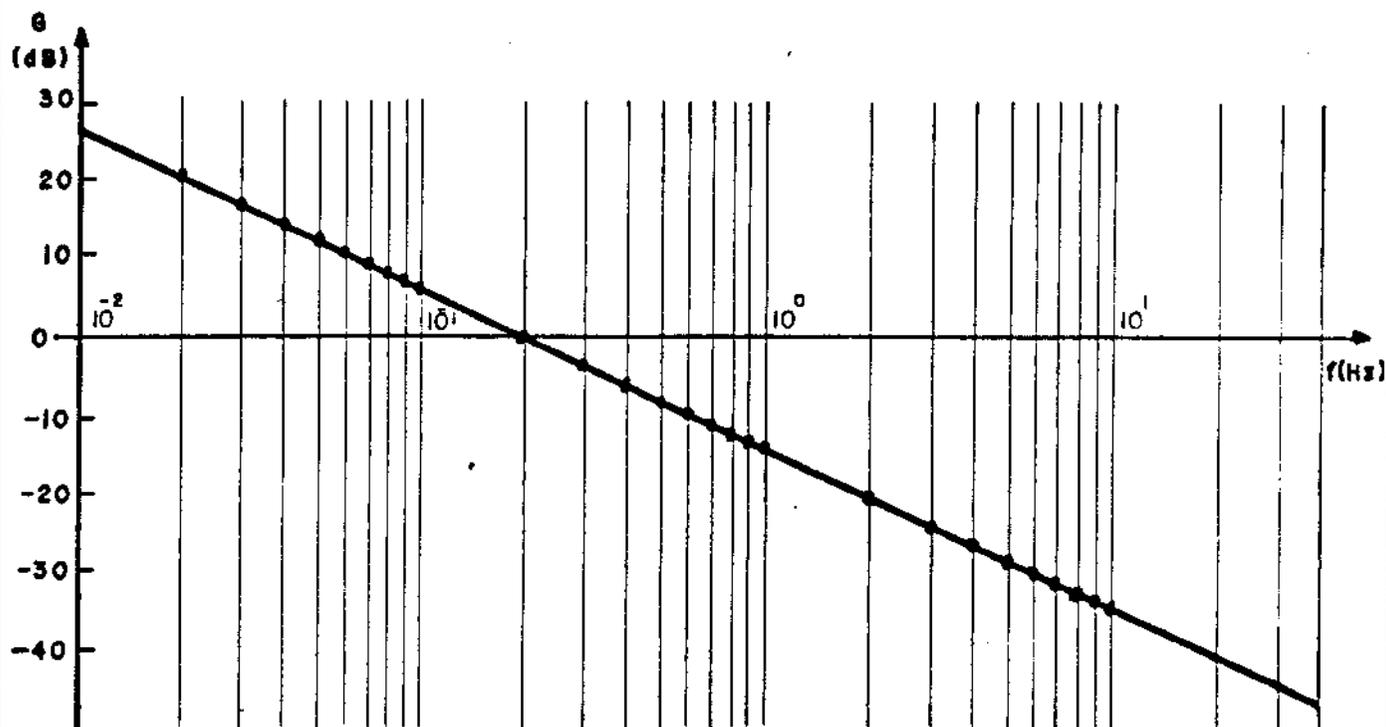


FIGURA A3.4.9 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO INTEGRADOR DE FUNÇÕES

### 3.5 - DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

#### 3.5.1 - CIRCUITO DIFERENCIADOR

Um diferenciador é um circuito eletrônico cuja saída é proporcional à derivada no tempo do sinal de entrada, isto é:

$$v_o(t) = K \cdot \frac{d}{dt} (v_i(t))$$

onde:

$v_o(t)$  - tensão de saída

$v_i(t)$  - tensão de entrada

$K$  - constante

Um circuito eletrônico que realiza esta operação matemática e sua curva de resposta em frequência é mostrada na Figura A3.5.1.

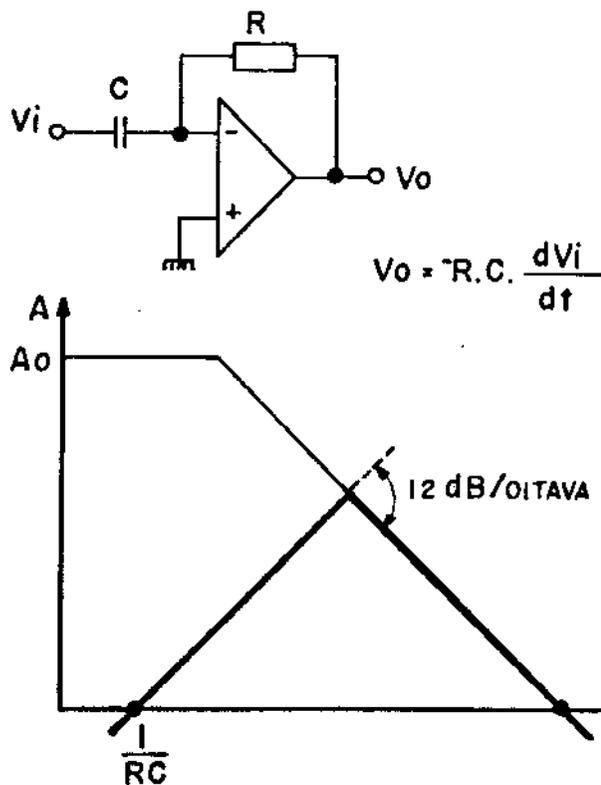


FIGURA A3.5.1. CIRCUITO DIFERENCIADOR E SUA CURVA DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Como se vê pela Figura A3.5.1, as curvas de resposta do circuito com o elo de realimentação aberto e com o elo fechado se cruzam com uma inclinação de 12 db/oitava, o que pode resultar em instabilidade do mesmo.

Devido a este fator, na prática implementa-se um circuito que evita o referido problema<sup>18</sup>, como o mostrado na Figura A5.5.2.

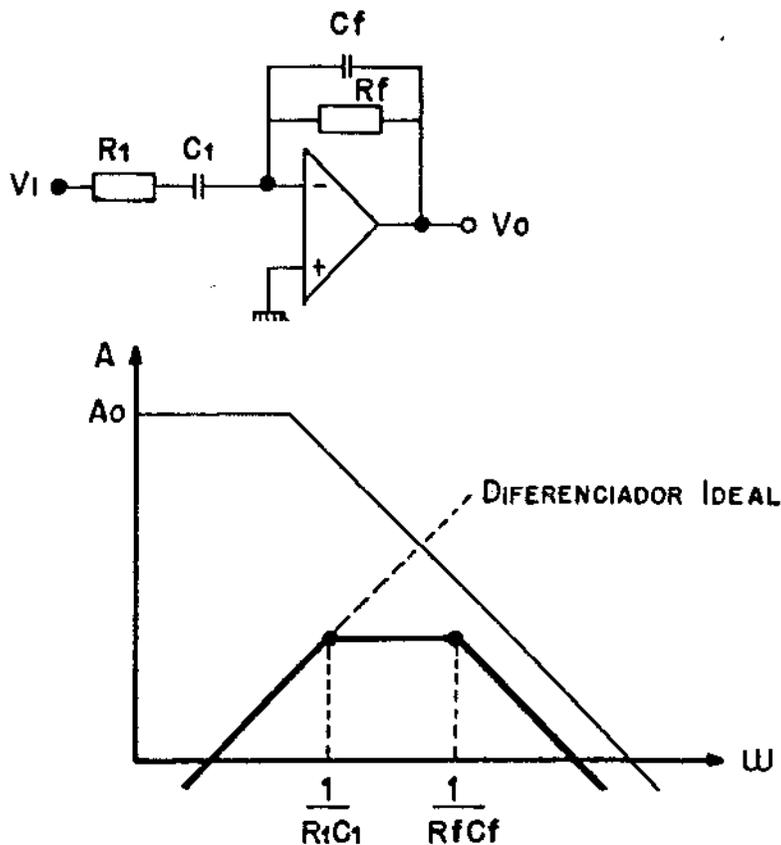


FIGURA A3.5.2 CIRCUITO DIFERENCIADOR ESTÁVEL E SUA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.

### 3.5.2 - O DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES IMPLEMENTADO

O circuito completo do Diferenciador de Funções é mostrado na Figura A3.5.6; pode ser dividido em isolador de entrada, diferenciador propriamente dito e circuito de saída.

#### 3.5.2 - 1 - Isolador de Entrada

Na Figura A3.5.3 tem-se o isolador de entrada, realizado com um amplificador operacional funcionando como seguidor de tensão. O resistor de 220 k $\Omega$  e os capacitores de 1 k $\mu$ F e 200 pF tem a função de limitar a banda em frequência da entrada.

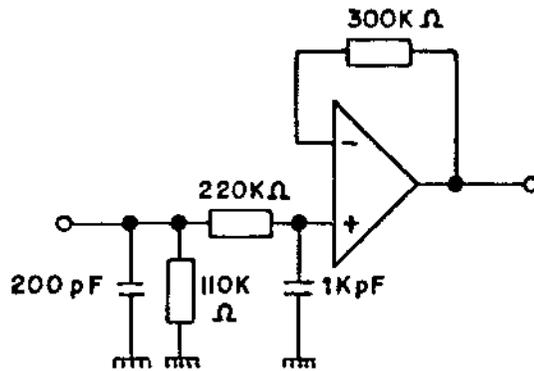


FIGURA A3.5.3 ISOLADOR DE ENTRADA

## 3.5.2 - 2 - Diferenciador

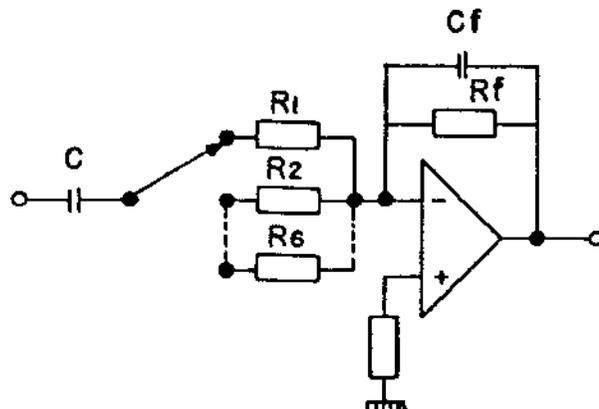


FIGURA A3.5.4 CIRCUITO DIFERENCIADOR

Na Figura A3.5.4 tem-se o circuito diferenciador de sinais, cuja frequência de corte é determinada pela chave que comuta o resistor  $R_i$ . O capacitor  $C$  é determinado de modo que sua resistência de fuga ( $R_f$ ) seja desprezível em relação a  $R_f$ , de modo que:

$$v_o(t) = -RC \cdot d \left( \frac{v_i(t)}{dt} \right) - \frac{R_f}{R_f} \cdot v_i(t) = -RC \cdot d \left( \frac{v_i(t)}{dt} \right)$$

## 3.5.2 - 3 - Circuito de Saída

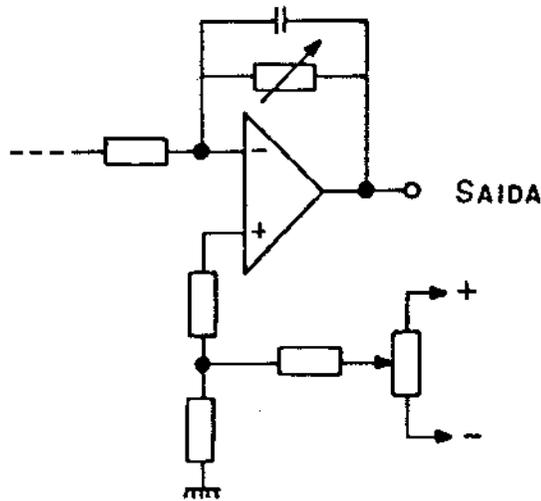


FIGURA A3.5.5. CIRCUITO DE SAIDA DO DIFERENCIADOR

Na Figura A3.5.5 tem-se o circuito de saída do diferenciador, que constitui-se de um amplificador com ajustes de ganho e nível.

## 3.5.3 - CIRCUITO COMPLETO DO DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

A Figura A3.5.6 mostra o circuito eletrônico completo do diferenciador desenvolvido, realizado conforme os comentários feitos neste item. A Figura A3.5.7 mostra a resposta em frequência do diferenciador de funções, em função das frequências de corte disponíveis.

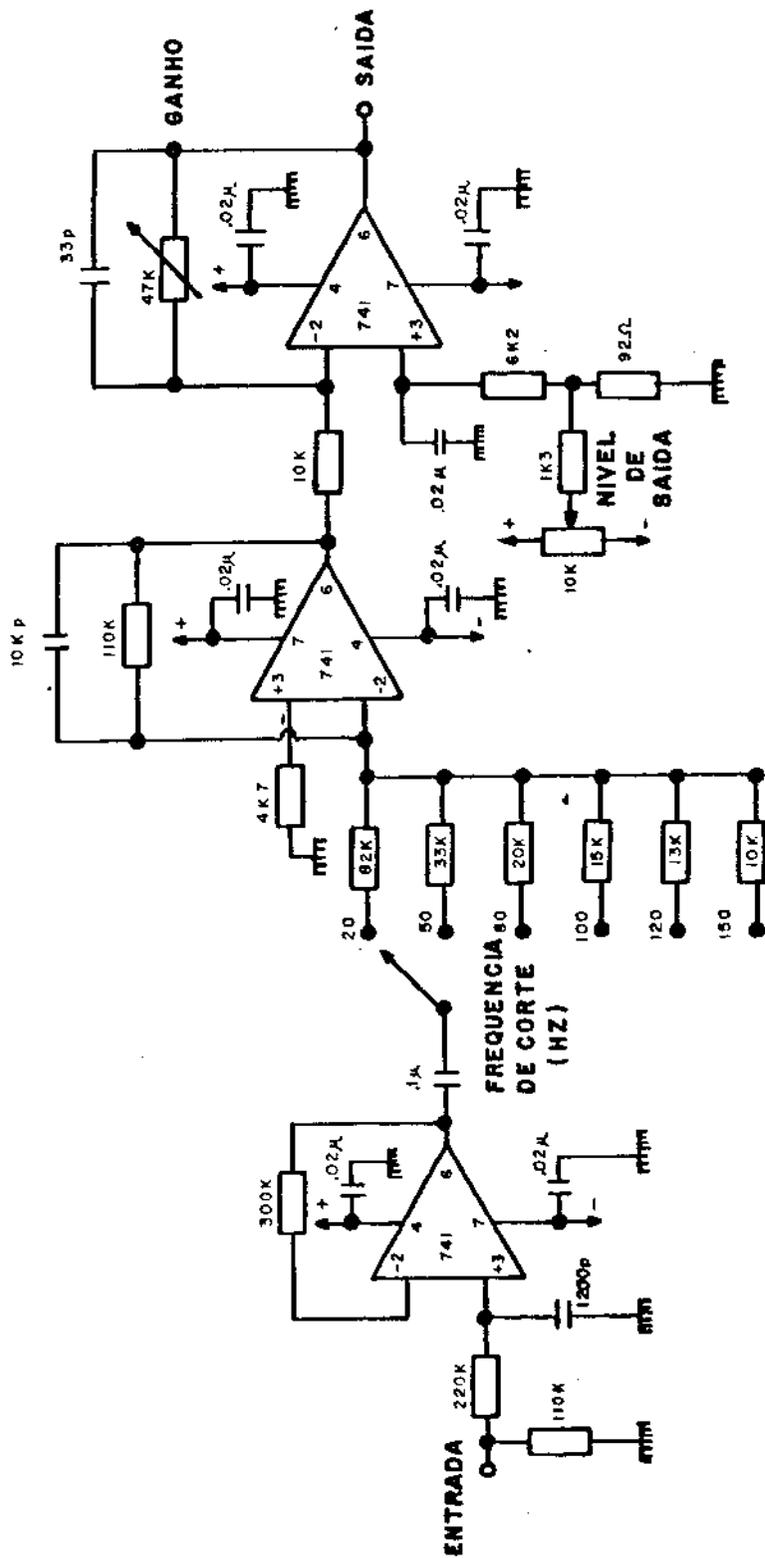


FIGURA A3.5.6 CIRCUITO COMPLETO DO DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

REF. DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

QUANTIDADE	OBS: TODOS OS RESISTORES EM OHM, A MENOS INDICADOS	DATA 13-6-79	DESENHADO POR: Wilson Trópico	SECRETARIA DE ESTADO DA SAÚDE COORDENADORIA DE ASSIST: HOSPITALAR INSTITUTO "DANTE PAZZANESE" DE CARDIOLOGIA SÃO PAULO
ESCALA S/	DESIGNAÇÃO OBS: TODOS OS CAPACITORES EM FARAD (+ → +13V) - (- → -13V)	DATA 15-6-79	APROVADO POR: DENYS	
				N.º DE DES. /-4-

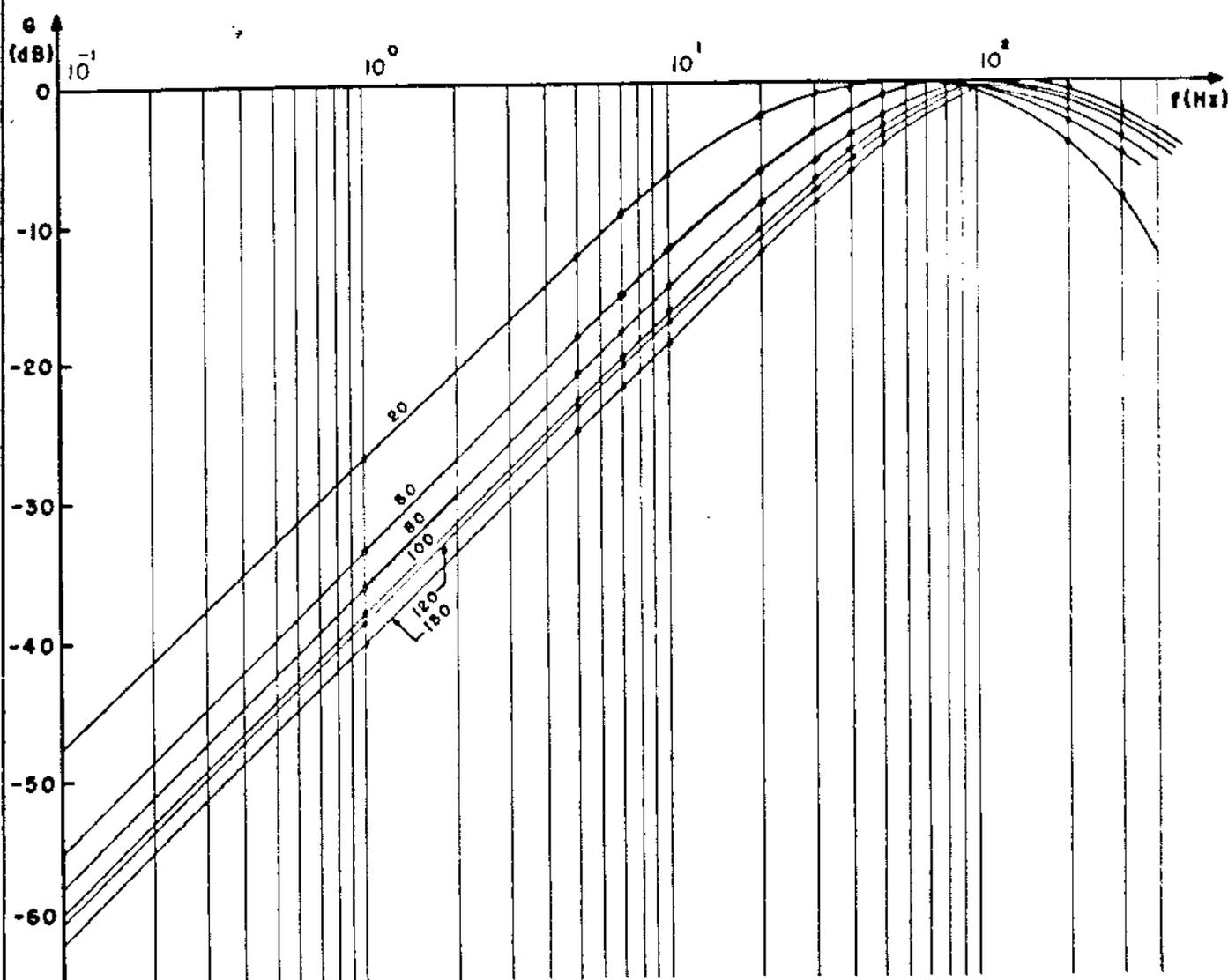


FIGURA A3.5.7 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO DIFERENCIADOR DE FUNÇÕES

### 3.6 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O circuito da fonte de alimentação é mostrado na Figura A3.6.1. Este circuito é uma fonte simétrica, do tipo regulador-série, cujo elemento de controle é um amplificador operacional. O sistema de tensão de referência é constituído de uma fonte de corrente que polariza o diodo de referência (Zener) na corrente onde seu coeficiente de variação de tensão com a temperatura é nulo.

A fonte é delineada de modo a necessitar somente de um ajuste para determinar a tensão positiva e negativa de saída.

A fonte é protegida contra curto-circuito através de um sistema de limitação da corrente de saída.

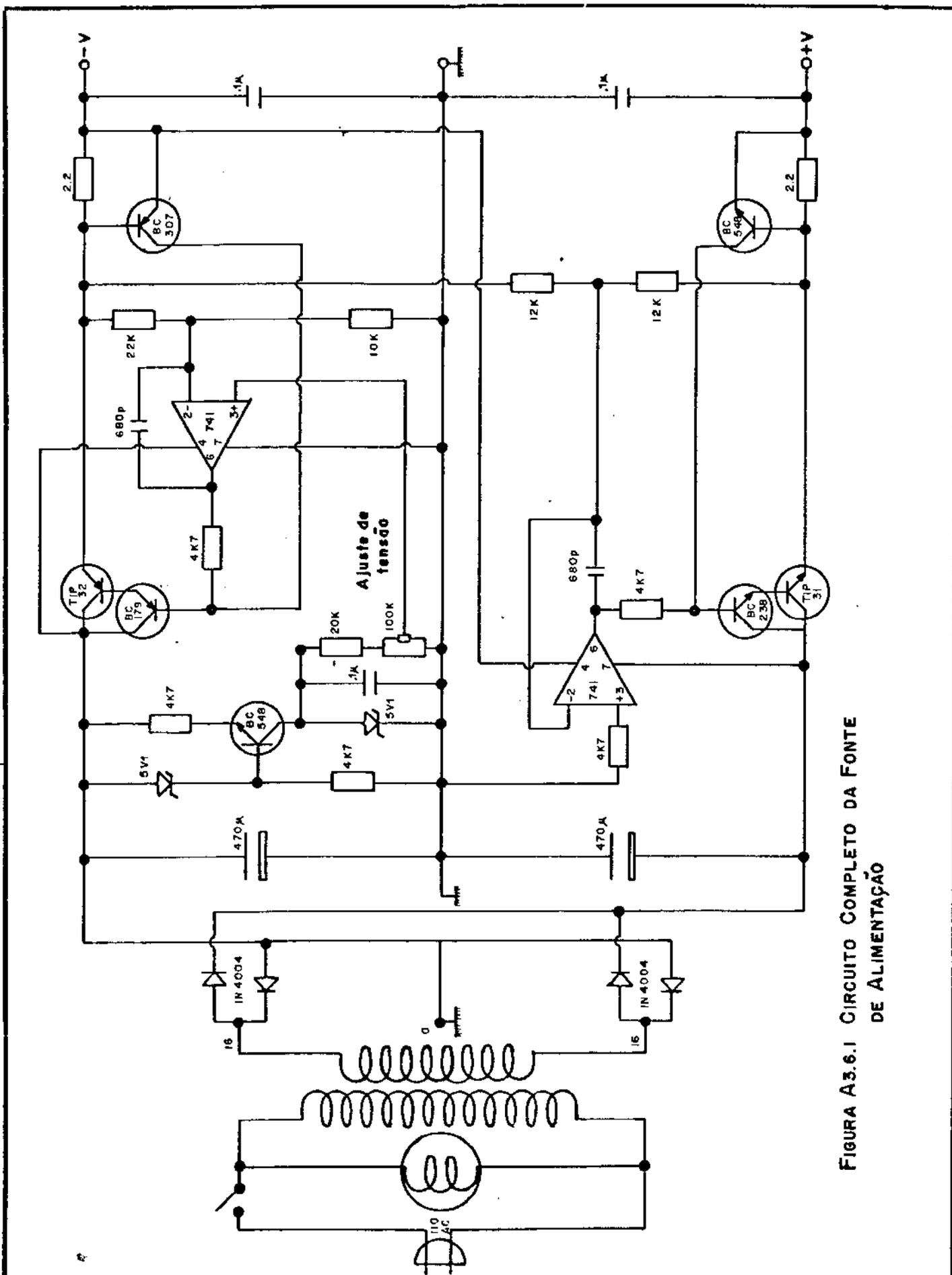


FIGURA A3.6.1 CIRCUITO COMPLETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

REF. FONTE DE ALIMENTAÇÃO SIMETRICA

QUANTIDADE	OBS: TENSÃO DE SAIDA = 13V	DATA	DESENHADO POR:
		14-05-79	Wilson Tropicó
ESCALA	DESIGNAÇÃO OBS: TODOS OS RESISTORES EM OHM 5%, A MENOS INDICADO. TODOS OS CAPACITORES EM FARAD.	DATA	APROVADO POR:
		16-05-79	DENYS
S/			

SECRETARIA DE ESTADO DA SAÚDE  
 COORDENADORIA DE ASSIST: HOSPITALAR  
 INSTITUTO "DANTE PAZZANESE"  
 DE CARDIOLOGIA  
 SÃO PAULO

N.º DE DES. /-1-

## Apêndice 4 - ILUSTRAÇÃO DOS PROTÓTIPOS DESENVOLVIDOS

Neste apêndice mostra-se a estrutura física dos dois protótipos construídos.

A Figura A4.1 mostra a fotografia do primeiro protótipo, cujos circuitos eletrônicos foram montados em circuito impresso universal. A estrutura mecânica foi idealizada de modo que o sistema seja modular. A caixa tem as dimensões do padrão de "RACK".

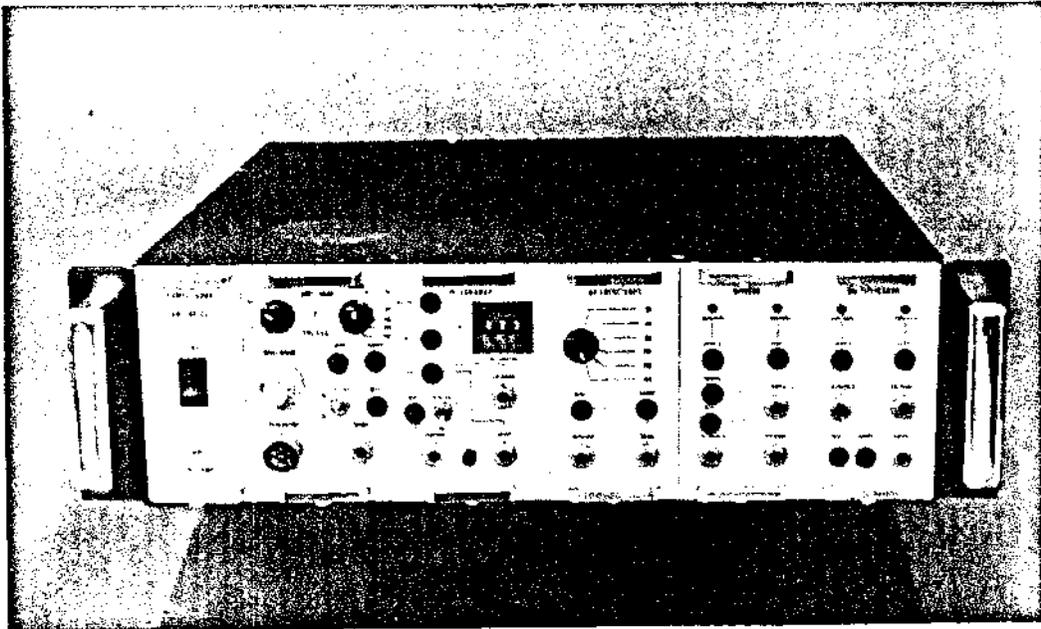


FIGURA A4.1 VISTA FRONTAL DO PRIMEIRO PROTÓTIPO

A Figura A4.2 mostra a fotografia do segundo protótipo, cujos circuitos eletrônicos são montados em circuito impresso de dupla face. Neste protótipo, aumentou-se a dimensão da altura dos módulos, a fim de permitir um melhor acesso aos seus controles. Desenvolveu-se, também, um sistema de trava mecânica para os potenciômetros, assim como o conector do transdutor de pressão, que no primeiro protótipo ainda era importado.

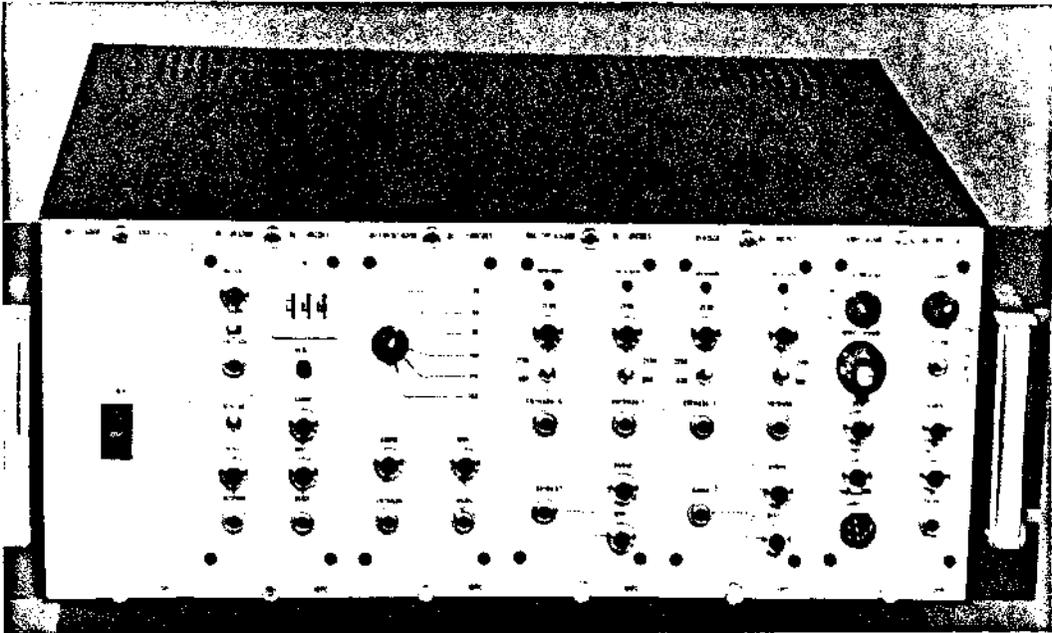


FIGURA A4.2 VISTA FRONTAL DO SEGUNDO PROTÓTIPO

A Figura A4.3 mostra a fotografia de um dos módulos do segundo protótipo. Sua estrutura é de alumínio anodizado e o painel pintado com tinta a base de poliestireno. Para se ter acesso ao circuito eletrônico, pode-se retirar as tampas laterais do mesmo, através de um sistema de gaveta que permite abrí-las sem desmontar o módulo.

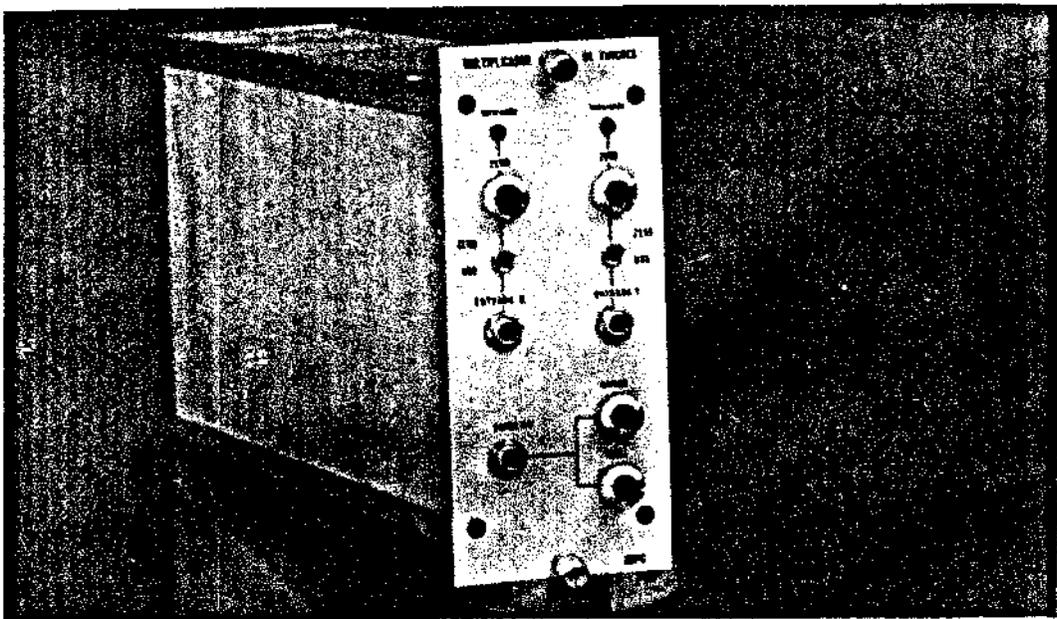


FIGURA A4.3 VISTA DE UM MÓDULO DO SEGUNDO PROTÓTIPO

A Figura A4.4 mostra a fotografia do interior de um dos módulos, onde vê-se o circuito eletrônico do mesmo, em circuito impresso de dupla face e a estrutura que suporta os potenciômetros e a trava mecânica.

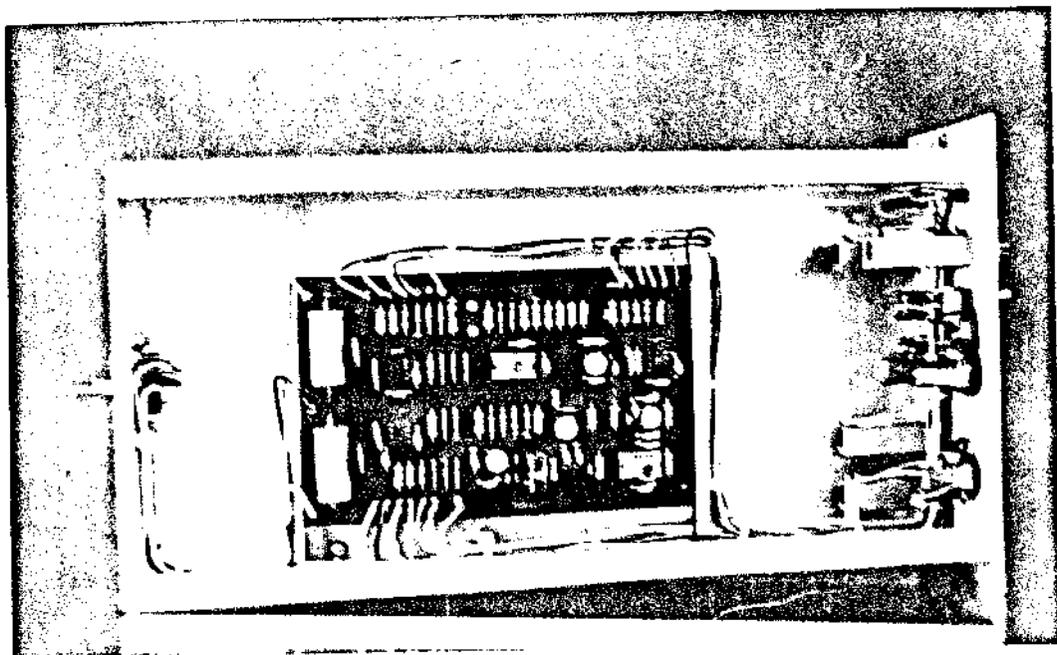


FIGURA A4.4 VISTA INTERNA DE UM MÓDULO DO SEGUNDO PROTÓTIPO

## BIBLIOGRAFIA

1. ALBANESI, Fº, F.M. e col. - "A primeira derivada da pressão na avaliação do funcionamento da válvula aórtica". *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, Vol. 30, suplemento 2, 1977.
2. ARTHUR, K. - "Transducer Measurements". *Tektronix Inc.*, p. 72.
3. ASMUSSEN, M. e col. - "A catheter-manometer calibrator - A new clinic instrument". *Biomedical Eng.*, May 1975, p. 175-9.
4. BURCH, G.E. - "The George Fahr Lecture - Certain mechanical peculiarities of the human cardiac pump in normal and diseased states". *Circulation*, Vol. V, April 1952.
5. CATE, T. - "Top performance from analog multipliers ? Much depends on errors gauged in your circuits". *Electronics*, April 13, 1970.
6. CLAYTON, G.B. - "Operational Amplifiers". *Newnes Butterworths*, 1971.
7. COBBOLD, R.S.C. - "Transducer for Biomedical Measurements: Principles and Application". *Wiley*, 1974.
8. COUNTS, L. & SHEINGOLD, D. - "Analog Dividers: What choice do you have ?". *EDN*, May 5, 1974.
9. COVELL, J.W. e col. - "Comparison of the force-velocity relation and the ventricular function curve as measure of the contractile state of the intact heart". *Circulation Research*, Vol. XIX, August 1966.
10. CRUL, J.F. - "Measurement of arterial pressure". *Acta Anaesth. Scand.*, vol 6, Supp. II, p. 135-69, 1962.
11. DODGE, H.T. e col. - "Hemodynamic aspects of heart failure". *The American Journal of Cardiology*, Vol. 22, July 1968.
12. DOEBELIN, E.O. - "Measurement Systems: Application and Design". *Mc Graw Hill*, 1975.
13. FALSETTI, H.L. e col. - "Vmax as an index of contractile state in man". *Circulation Research*, Vol. XLIII, April 1971, p. 467.
14. FRY, D.L. - "Physiologic recording by modern instruments with particular reference to pressure recording". *Physiologic Reviews*, Vol. 40, p. 753-89, 1960.

15. GADDOONESTI, K.E. - "Hipertension: Mechanism & Management". *Graw & Stratton*, N.Y.
16. GERDES, R.C. - "A primer on analog multipliers". *EPN*, october 15, 1970, p. 27-32.
17. GILBERT, B. - "A New Wide-Band Amplifier Technique". *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Dec. 1968, Vol. SC-3, nº 4, p. 353-65.
18. GRAEME & TOBEY - "Operational Amplifiers: Design & Applications". *M. Graw Hill*.
19. GROSSMAN, W. e col. - "New technique for determining instantaneous myocardial force-velocity relations in the intact heart". *Circulation Research*, Vol. XXVIII, Febr. 1971, p. 290.
20. HANSEN, A.T. - "Pressure measurement in the human organism". *Acta Phys. Scand.*, 19, Suppl. 68, p. 7-230, 1949.
21. HEWLETT PACKARD - "Derivate Computer". *Operating note*, H.P. 8814A.
22. HILL, A.V. - "Heat of shortening and dynamic constants of muscle". *Proc. Roy. Soc.*, London, sB 126-136, 1938.
23. HÖK, B. - "Dynamic calibration of manometer systems". *Medical & Biological Engineering*, p. 193-8, March 1976.
24. HUXLEY, H.E. - "The Mechanism of Muscular Contraction". *Science*, vol. 164, p. 1356-66, 20 June, 1969.
25. KATZ, A.M. - "Physiology of the Heart". *Raven Press*, N.Y., 1977.
26. KIYANITZA, I. e col. - "Influência da filtragem do diferenciador na obtenção da Vmax". *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, vol. 30, suplemento 2, 1977.
27. KROVETZ, L.J. e col. - "Limitation of correction of frequency dependent artefact in pressure recordings using harmonic analysis". *Circulation*, Vol. 50, p. 992-7, 1974.
28. KROVETZ, L.J. - "Frequency content of intravascular and intracardiac pressures and their time derivatives". *IEE Transactions on Biomedical Engineering*, Nov. 1974.
29. LANDRY, A.B. e col. - "Rate of rise of Left Ventricular Pressure". *The American Journal of Cardiology*, Vol. 15, May 1965.

30. LI, J.K.J. e col. - "Fluid filled blood pressure measurement systems". *J. Appl. Physiology*, Vol. 40, p. 839-43, May 1976.
31. LONDRES, G. - "Hipertensão Arterial". Editora Agir, 1945.
32. MANRIQUE, R. - Comunicação Pessoal.
33. MASON, D.T. e col. - "Usefulness and limitations of the rate of rise of intraventricular pressure (dP/dt) in the evaluation of Myocardial contractility in Man". *The American Journal of Cardiology*, Vol. 23, April 1969.
34. MASON, D.T. e col. - "Diagnostic Value of the Arterial Pressure in Aortic Valve Disease and in Hypertrophic Subaortic Stenosis". *Circulation*, Vol. 30, July 1964.
35. MASON, D.T. e col. - "Quantification of the contractile state of the intact human heart". *The American Journal of Cardiology*, Vol. 26, Sept. 1970, p. 248.
36. MELBIN, J. & SPHOR, M. - "Evaluation and correction of manometer systems with two degrees of freedom". *J. Appl. Physiology*, Vol. 27, nº 5, p. 749-55, 1960.
37. MELSHEIMER, R.S. - "If you need active filters with flat amplitude and time delay responses, discard the classical approach". *Electronic Design*, April 12, 1967.
38. MORGAN, R.D. - "Get the most out of log amplifiers by understanding the error sources". *EDN*, January 20, 1973.
39. MOUNTCASTLE, V.B. - "Medical Physiology". Vol. II, C.V. Mosby Company, USA, 1977.
40. NICOLOSI, D.E.C. e col. - "Considerações sobre a obtenção da resposta em frequência do sistema cateter-transdutor de pressão". *Anais V Cong. Bras. Exp. Biomédica*.
41. NOBLE, M.I.M. - "Problems concerning the application of concepts of muscle mechanics to the determination of the contractile state of the heart". *Circulation*, Vol. XLV, Febr. 1972, p. 282.
42. OGATA, K. - "Modern Control Engineering". Prentice Hall, 1970.
43. PAES NETO, F. - "Efeitos do balão intra-aórtico sobre o estado contrátil do Miocárdio". Tese de Mestrado, UFRJ, Instituto de Biofísica, 1976.

44. PASSMORE, R.; ROBSON, J.S., editors - "A Companion to Medical Studies" .  
Vol. 1, chap. 5.
45. PEPPER, J.H. - "Testing Analog Multipliers". *EDN/EEF*, october 15, 1971.
46. PICKERING, G. - "High Blood Pressure". *Graic & Stratton*.
47. POLLACK, B.G.H. - "Maximum velocity as an index of contractility in cardiac muscle". *Circulation Research*, Vol. XXVI, Jan. 1970, p. 111.
48. RAY, C.D., editor - "Medical Engineering". p. 232, 1090, *Year Book Medical Publishers Inc.*
49. REEVE & GUYTON - "Physical Bases of Circulatory Transport: Regulation and Exchange". *W.B. Saunders Company*.
50. ROCHA e SILVA, M. - "Fisiologia da Circulação". p. 164, *EMBT*, São Paulo.
51. RUCH-PATTON - "Physiology and Biophysics". p.536-650;678, *W.B. Saunders Co.*, 1965.
52. RUSHMER - "Cardiovascular Dynamics". *W.B. Company*.
53. SCHWAN, H.P. - "Biological Engineering". chap. 5, *Mc Graw Hill*, 1969.
54. SILICONIX - "Analog Switches and their Application".
55. SHAPIRO, G.G. e col. - "Damped and undamped frequency responses of underdamped catheter manometer systems". *Am. Heart Journal*, Vol. 80, nº 2 , p. 226-36, Aug. 1970.
56. SHEINGOLD, D.H. - "Nonlinear Circuits Handbook". *Analog Devices Inc.*, USA, 1974.
57. SHIRER, H.W. - "Blood pressure measuring methods". *IEEE Transactions on Medical Electronics*, p. 116-25, April, 1962.
58. SONNENBLICK, E.H. & col. - "Mechanisms of Contraction of the normal and failing heart". *Little Brown*, Boston, 1976.
59. SONNENBLICK, E.H. e col. - "The contractile state of the heart as expressed by force-velocity relations". *The American Journal of Cardiology*, Vol. 23, April 1969, p. 488.

60. STOUT, M.B. — "Curso Básico de Medidas Elétricas". Vol. 1, p. 133, *Littera/EDUSP*.
61. STOUT, D.F. & KAUFMAN, M. — "Handbook of Operational Amplifiers". *From Brown*.
62. STRONG, P. — "Biophysical Measurements". *Tektronix Inc.*
63. WEBSTER, J.G., Editor — "Medical Instrumentation". chap. 2.2;7;13, *Wrighton Mifflin Company, Boston*.
64. YANOF, H.M. e col. — "A critical study of the response of manometers to forced oscillations". *Phys. Med. Biol.*, Vol. 8, nº 4, p. 407-22, 1963.