



**CPqEE/CCT-UEPB**

COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA

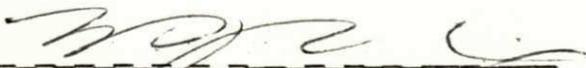
PARECER FINAL DO JULGAMENTO DA DISSERTAÇÃO DO MESTRANDO

NOBUO OKI

TÍTULO: " Medidor de Distorção Harmônica "

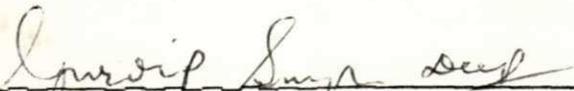
CONCEITO: APROVADO

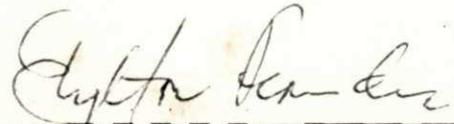
COMISSÃO EXAMINADORA

  
\_\_\_\_\_  
PROF. WILSON GUERREIRO PINHEIRO-Ph.D

- Presidente -

  
\_\_\_\_\_  
PROF. WILLIAM LLOYD BRANDT - M.Sc.

  
\_\_\_\_\_  
PROF. GURDIP SINGH DEEP - Ph.D.

  
\_\_\_\_\_  
PROF. CLYLTON JOSÉ GALAMBA FERNANDES-Ph.D.

C ampina Grande, 14 de novembro de 1980



041m

Oki, Nobuo.

Medidor de distorção hamônica / Nobuo Oki. - Campina Grande, 1980.  
75 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1980.  
"Orientação: Prof. Dr. Wilson Guerreiro Pinheiro".  
Referências.

1. Medição Elétrica. 2. Aparelho de Medição Elétrica. 3. Distorção Hamônica. 4. Ciências - Dissertação. I. Pinheiro, Wilson Guerreiro. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB) III. Título

CDU 621.317.7(043)

0830797 01222

**MEDIDOR DE DISTORÇÃO HARMÔNICA**

Por

NOBUO OKI

Dis

TESE DE MESTRADO apresentada à Coordenação Setorial de Pós-Graduação e Pesquisa da Pró-Reitoria para Assuntos do Interior da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Ciências (M.Sc)

Orientador: Wilson Guerreiro Pinheiro

24/11

Campina Grande, Novembro de 1980

## AGRADECIMENTOS

— Ao Prof. William Lloyd Brandt, por sua sugestão, orientação inicial e leitura do manuscrito do presente trabalho.

— Ao Prof. Dr. Wilson Guerreiro Pinheiro, por sua orientação final, críticas e revisão da escrita deste trabalho.

— À Pronuclear, por ter providenciado a ajuda financeira.

— Aos funcionários deste Centro que, direta ou indiretamente, contribuíram para conclusão deste trabalho.

DEDICATÓRIA

— À Sisue Oki e em memória a Kizo Oki.

## RESUMO

Este trabalho desenvolve um medidor de distorção harmônica para medição na faixa de áudio-freqüência (20 Hz - 20 kHz). Fazem parte deste instrumento um oscilador senoidal de baixa distorção e um filtro rejeita-faixa que funciona em sintonia com a freqüência do oscilador. É feito também um estudo comparativo das sensibilidades com relação à freqüência e seletividade de várias configurações de filtros ativos para rejeição da componente fundamental do sinal de teste. Filtros ativos passa-baixa e passa-alta são desenvolvidos e implementados para eliminação de ruído de alta freqüência e interferência dos 60 Hz da rede.

## ABSTRACT

This work develops a harmonic distortion meter for the audio frequency band (20 Hz - 20 kHz). This instrument incorporates a low-distortion oscillator and a band rejection filter tuned to the oscillator frequency. A comparative study of the sensitivity relative to frequency and selectivity of various configurations of active filters for rejection of the test signal fundamental frequency is presented. Active low-pass and high-pass filters are developed for elimination of high frequency interference and the mains supply frequency.

## ÍNDICE

	PÁG.
INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - Definições.....	1
1.2 - Métodos de Medição da Distorção Harmônica.....	3
1.2.1 - Analisador de Espectro.....	3
1.2.2 - Analisador de Onda.....	3
1.2.3 - Medidor de Distorção Harmônica.....	5
1.3 - Objetivo.....	8
DESCRIÇÃO DO INSTRUMENTO PROPOSTO.....	9
2.1 - Descrição dos Blocos.....	9
2.1.1 - Oscilador Senoidal.....	9
2.1.2 - Filtro Rejeita-Faixa.....	11
2.1.3 - Estágio de Saída.....	12
2.1.4 - Estágio de Medição.....	12
2.2 - Aplicações do Medidor de Distorção Harmônica.....	13
2.2.1 - Distorção Harmônica de Amplificadores.....	13
2.2.2 - Medição da Sensibilidade de Receptores (SINAD)...	15
2.2.3 - Outras Aplicações.....	15

	PÁG.
OSCILADOR SENOIDAL.....	16
3.1 – Oscilador a Ponte de Wien.....	16
3.2 – Filtro Passa-Baixa.....	20
3.2.1 – Projeto do Filtro Elíptico Passa-Baixa de 5ª Ordem.....	24
3.3 – Atenuador de Saída.....	28
 FILTRO REJEITA-FAIXA.....	 30
4.1 – Filtro Rejeita-Faixa a Ponte de Wien.....	31
4.1.1 – Cálculo da Função de Transferência.....	33
4.1.2 – Análise da Sensibilidade.....	36
4.2 – Filtro Rejeita-Faixa LC.....	38
4.2.1 – Cálculo da Função de Transferência.....	38
4.2.2 – Análise da Sensibilidade.....	41
4.3 – Comparação Entre o Filtro LC e o Filtro a Ponte de Wien.....	42
4.4 – Projeto dos Filtros Rejeita-Faixa.....	43
4.4.1 – Projeto do Filtro Rejeita-Faixa LC.....	43
4.4.2 – Filtro Rejeita-Faixa a Ponte de Wien.....	47
4.5 – Cálculo do Atenuador de Entrada.....	49

	PÁG.
ESTÁGIO DE SAÍDA.....	52
5.1 – Estágio de Amplificação.....	52
5.2 – Filtro Passa-Baixa de 80 kHz.....	53
5.3 – Filtro Passa-Alta de 400 Hz.....	57
5.4 – Descrição do Painel do Instrumento.....	61
5.5 – Testes Efetuados.....	63
5.5.1 – Medição da Distorção de um Gerador Senoidal....	63
5.5.2 – Medição da Distorção de um Amplificador de Áudio.....	65
CONCLUSÃO.....	68
BIBLIOGRAFIA.....	70
APÊNDICE A.....	73

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 - DEFINIÇÕES

Ao se aplicar um sinal senoidal de determinada frequência à entrada de um sistema estável e linear, a sua saída, devido à validade da superposição, não deve apresentar nenhuma nova frequência. Se a saída apresenta frequências não presentes na entrada, o sistema é instável ou não-linear. Supondo o sistema estável, as novas frequências na saída são devidas à não-linearidade do sistema.

Para classificação dos tipos de não-linearidades existentes, supõe-se aplicado à entrada do sistema um sinal da forma

$$A \cos w_1 t + B \cos w_2 t \quad (1.1)$$

e a saída conterá frequências da forma

$$P w_1 + Q w_2 \quad (1.2)$$

onde P e Q são inteiros positivos ou negativos. Para P=1, Q=0 e P=0, Q=1, têm-se os sinais na frequência de entrada; P (ou Q)>1 e Q (ou P)=0 correspondem às harmônicas produzidas por não-linearidades do sistema; P = Q = 0 representa o nível de tensão contínua e finalmente as componentes com P ≠ 0 e Q ≠ 0 são os produtos de intermodulação também produzidos por não-linearidades do sistema.

A distorção harmônica é resultado da produção de harmônicas, sendo sua medida definida como uma relação percentual entre as amplitudes das harmônicas e da fundamental, ou seja:

$$\% \text{ distorção} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2(\omega_n)}}{A_1(\omega_1)} \times 100 \quad (1.3)$$

Desde que a saída do sistema apresente, além da fundamental, componentes harmônicas, pode-se redefinir a distorção como uma relação percentual entre as amplitudes das harmônicas e as amplitudes da fundamental juntamente com as amplitudes das harmônicas, ou seja:

$$\% \text{ distorção} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2(\omega_n)}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2(\omega_n)}} \times 100 \quad (1.4)$$

Esta nova definição facilita a medição da distorção harmônica, acarretando erros abaixo de 0,5% quando se deseja medir distorção abaixo de 10%.

## 1.2 – MÉTODOS DE MEDIÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA

Hã vários métodos de medição de distorção harmônica, sendo os mais comuns feitos através de instrumentos como o analisador de espectro, o analisador de onda ou o medidor de distorção harmônica.

### 1.2.1 – Analisador de Espectro

O analisador de espectro é um instrumento que analisa um sinal no domínio da frequência. Considerando que o sinal analisado seja como mostrado na figura 1.1a, o analisador apresentará o sinal decomposto na sua fundamental e suas harmônicas, como ilustra a figura 1.1b.

Para se efetuar a medição, devem-se medir as amplitudes das harmônicas e da fundamental, e aplicar a definição de distorção harmônica (eq. 1.3). Este método apresenta o inconveniente do cálculo da distorção e ser o instrumento muito sofisticado, de custo elevado.

### 1.2.2 – Analisador de Onda

Este instrumento também trabalha no domínio da frequência, mas apresentando um método de amostragem diferente. Trata-se de um filtro passa-faixa que sintoniza separadamente a fundamental e as harmônicas, possibilitando a medição de suas amplitudes através de um voltímetro. Por exemplo, para um sinal de entrada do tipo mostrado na fig. 1.1a, haveria a sintoniza

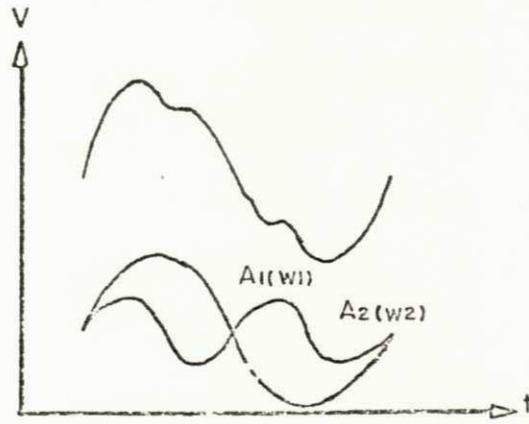


Fig. 1.1 a - Sinal a ser analisado.

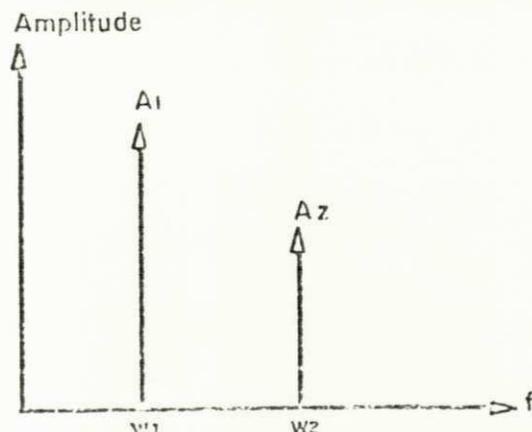


Fig. 1.1 b. - Amostragem do sinal no domínio da frequência.

ção da fundamental e da harmônica, como ilustram as figuras 1.2a e 1.2b.

Através da medição das amplitudes da fundamental e das harmônicas, pode-se calcular a distorção harmônica. A sintonização e medição das harmônicas e fundamental, e o cálculo da distorção são os inconvenientes deste método. No entanto, o analisador de onda e o analisador de espectro possibilitam a medição dos produtos de intermodulação, ou seja, novas componentes criadas através de soma e diferença de sinais senoidais existentes na entrada do sistema.

### 1.2.3 – Medidor de Distorção Harmônica

Aplicando-se um sinal senoidal, à entrada de um sistema, sua saída apresentará o mesmo sinal superposto pelas harmônicas introduzidas pelas não-linearidades do sistema. No medidor de distorção harmônica, atribui-se um valor relativo de 100% ao nível de tensão da saída do sistema (figura 1.3a). Eliminando-se a fundamental do sinal de saída, através de um filtro rejeita-faixa e medindo o nível de tensão ocasionado somente pelas harmônicas (figura 1.3b), tem-se a relação direta em percentagem da distorção harmônica.

Este método, ao contrário dos anteriores, apresenta a medida diretamente sem necessidade de cálculos, sendo, portanto, escolhido para ser desenvolvido neste trabalho.

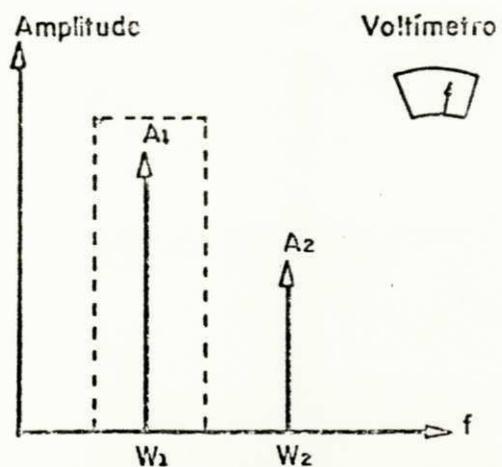


Fig. 1.2 a - Medida da fundamental.

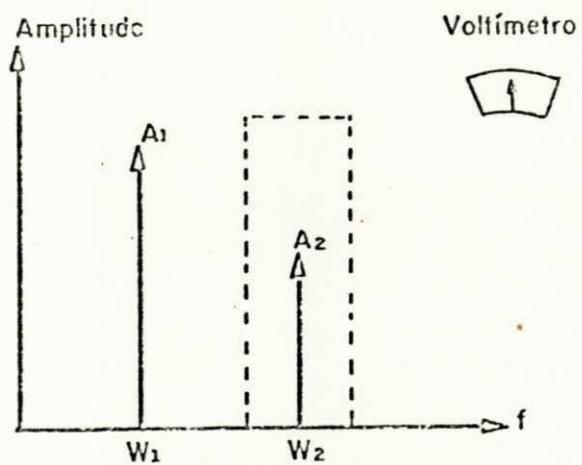


Fig. 1.2 b - Medida da harmônica.

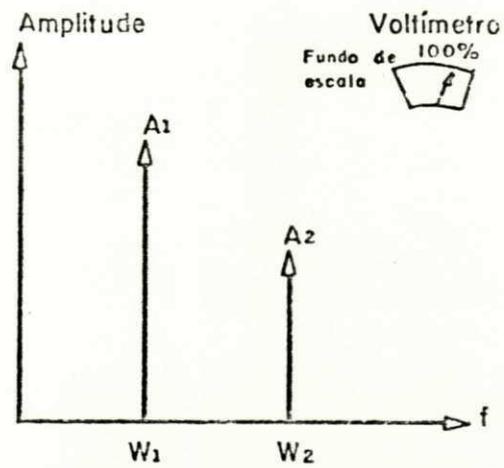


Fig. 1.3 a - Medida do sinal a ser analisado.

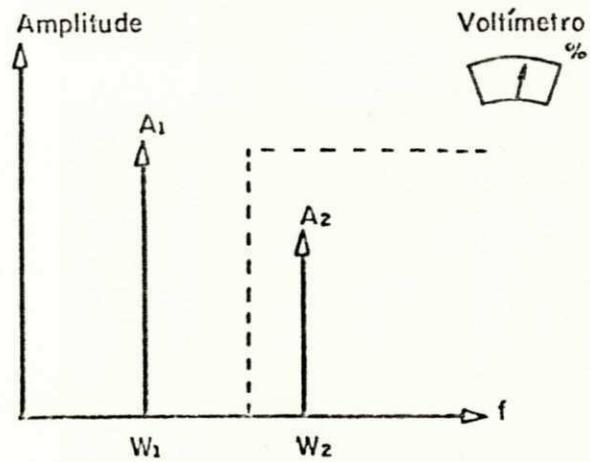


Fig. 1.3 b - Medida das harmônicas.

### 1.3 - OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo a construção de um me didor de distorção harmônica cobrindo a faixa de áudio (20 a 20000 Hz), em frequências discretas, com precisão de 0,1%. Dese ja-se na frequência de 1 kHz uma precisão de 0,01%. Acoplado ao me didor, será construído um oscilador senoidal com distorção me nor que a precisão do medidor, para atuar como sinal de entrada do sistema a ser testado.

No segundo capítulo deste trabalho, desenvolve-se o me didor em diagrama de blocos e são detalhados seus aspectos ge rais. Neste capítulo, serão citadas também as aplicações deste instrumento. Os detalhes de projeto e desenvolvimento dos diver sos blocos são apresentados no terceiro, quarto e quinto capítu los. Finalmente, no sexto capítulo discutem-se as conclusões des te trabalho e as restrições existentes, sugerindo-se novas me lhorias para implementações futuras.

## CAPÍTULO II

### DESCRIÇÃO DO INSTRUMENTO PROPOSTO

#### 2.1 – DESCRIÇÃO DOS BLOCOS

Basicamente, o medidor de distorção harmônica consiste de um oscilador senoidal de baixa distorção, um filtro rejeita-faixa, um estágio de saída e um medidor de tensão. Em diagramas de blocos, o instrumento pode ser descrito pela fig. 2.1.

A seguir, descreve-se separadamente, de maneira sucinta, cada um dos blocos, enfatizando as suas características mais relevantes.

##### 2.1.1 – Oscilador Senoidal

Sendo o oscilador parte determinante da precisão do instrumento, deve ter como característica principal baixa distorção, abaixo de 0,1%. Visando uma melhoria da distorção em

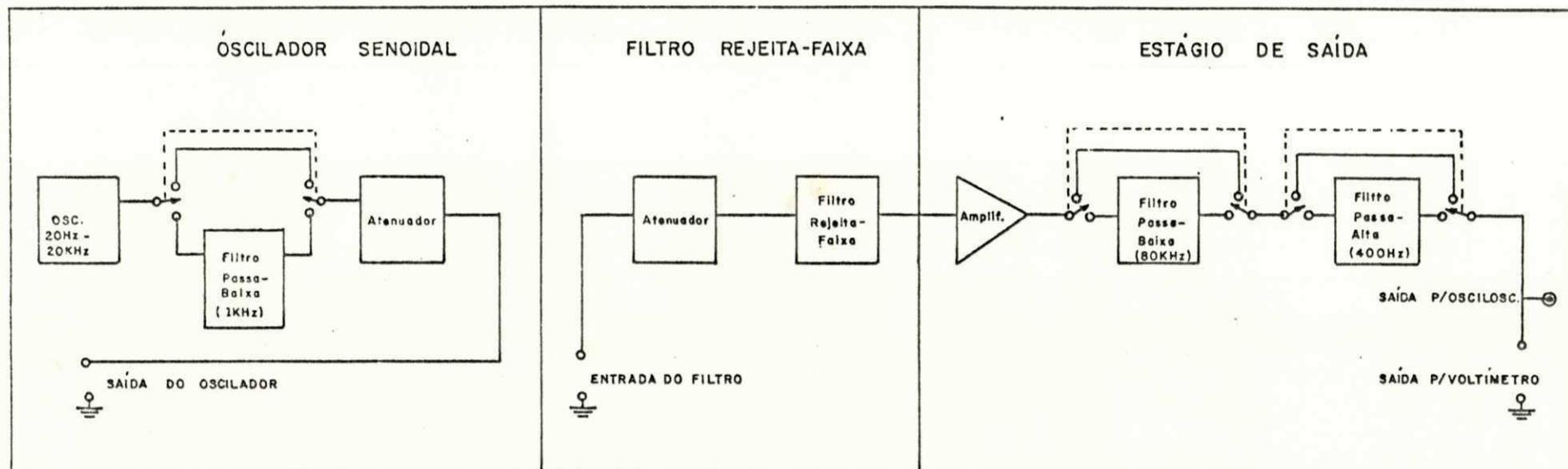


FIG. 2.1 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO MEDIDOR DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.

1 kHz, utiliza-se um filtro passa-baixa, que, acoplado à saída do oscilador, apresenta rejeição maior que 50 dB para frequências acima de 2 kHz. Deseja-se ter frequências fixas que cubram a faixa de áudio, sendo a estabilidade de frequência uma característica importante para o oscilador, para que não haja frequências ajustes. A estabilidade de amplitude é crítica durante o tempo de medição.

A saída apresenta níveis de tensão variáveis de 10 mV a 1,0 V, com um atenuador calibrado em dB.

### 2.1.2 – Filtro Rejeita-Faixa

Ao filtro rejeita-faixa cabe a eliminação da frequência fundamental do sinal na saída do sistema. Deve possuir seletividade alta para que não haja atenuação das harmônicas a serem medidas. Este filtro apresenta frequências de rejeição fixas em sintonia com o oscilador para minimização dos ajustes. A estabilidade da frequência de rejeição deste filtro torna-se importante para que não haja desvios, acarretando diminuição da rejeição. Para a frequência de 1 kHz, onde se deseja maior rejeição, são usados dois filtros em série.

Um atenuador na entrada do filtro limita a tensão de entrada, sendo usado um potenciômetro para a calibração do voltímetro de medição em 100% de distorção harmônica.

### 2.1.3 – Estágio de Saída

O estágio de saída amplifica as harmônicas existentes após a filtragem da fundamental, para comparação com a medida feita sem a eliminação da fundamental. É conveniente que estas amplificações sejam feitas de 20 em 20 dB, fazendo com que as medidas de fundo de escalas sejam divididas por dez a cada passo de amplificação executado.

Para eliminação da influência dos 60 Hz da rede, coloca-se na saída um filtro passa-alta de 400 Hz e para eliminação do ruído em frequências altas há um filtro passa-baixa de 80 KHz. Ambos os filtros são opcionais, sendo acionados por chaves.

Uma monitorização visual da distorção e das formas de ondas com a qual o instrumento trabalha é necessária, havendo assim uma saída para acoplamento direto a um osciloscópio. Esta visualização permite verificar se o instrumento trabalha em regime linear. Uma saída para o estágio de medição é requerida.

### 2.1.4 – Estágio de Medição

A medição das harmônicas deve ser efetuada através de um voltímetro, mas, devido à facilidade de obtenção deste tipo de instrumento, este bloco não será implementado neste trabalho. Para leitura da distorção utiliza-se o voltímetro de valor eficaz verdadeiro. A utilização de voltímetros de valores médios, calibrados para valores eficazes, ocasiona erros na medição de formas de ondas complexas<sup>(1)(2)</sup>. Através da eliminação

da fundamental, utilizando-se este voltímetro, a mínima leitura efetuada não equivale ao mínimo valor eficaz. Isto ocorre porque, ao se medir os harmônicos com um voltímetro de valor médio calibrado para valor eficaz, o valor médio lido pode ser reduzido pela adição da fundamental. Este erro pode ser evitado se o filtro for sintonizado primeiramente, com auxílio do oscilador, para eliminação da fundamental e depois feita a medição da distorção<sup>(1)</sup>.

## 2.2 – APLICAÇÕES DO MEDIDOR DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

O medidor de distorção harmônica possui diversas aplicações e nesta seção serão citadas algumas das mais importantes.

### 2.2.1 – Distorção Harmônica de Amplificadores

Um dos fatores que determinam a qualidade técnica e de reprodução de um amplificador é a distorção harmônica. Com o auxílio do medidor de distorção harmônica pode-se medir a percentagem de distorção introduzida pelo amplificador. A fig. 2.2 mostra o arranjo para se efetuar esta medição.

Com a chave ligada em 1 e 1' calibra-se o medidor para fundo de escala (100%) e na posição 2 e 2' tem-se a medida direta da distorção em percentagem.

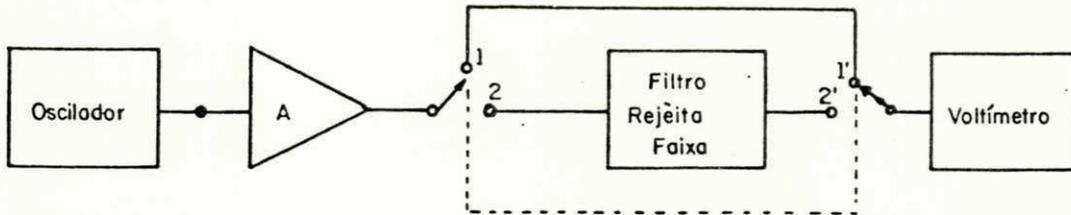


Fig. 2.2 - Arranjo para Medição da Distorção de um Amplificador.

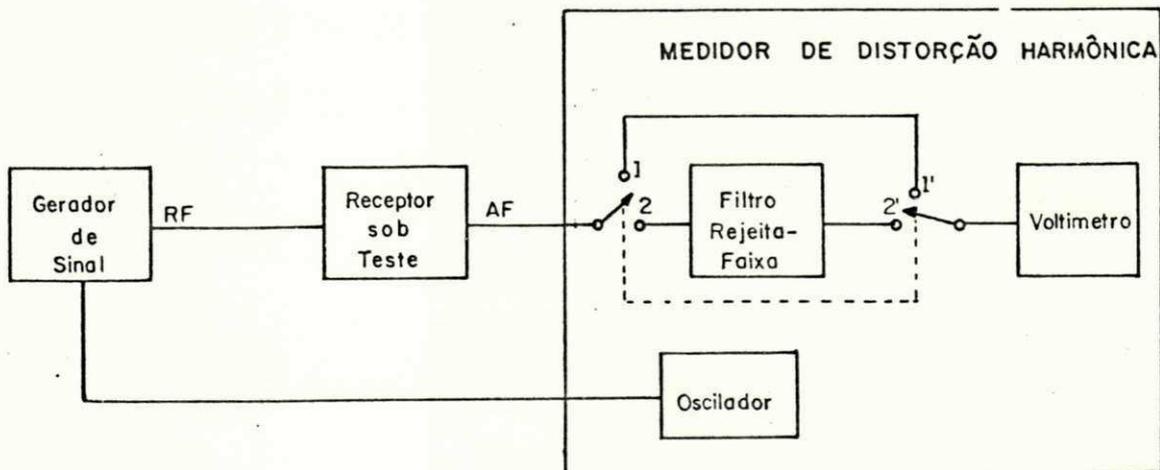


Fig. 2.3 - Arranjo para medição da sensibilidade de um Receptor (SINAD).

### 2.2.2 – Medição da Sensibilidade de Receptores (SINAD)

A sensibilidade de um receptor pode ser definida pela relação

$$\frac{\text{sinal} + \text{ruído} + \text{distorção}}{\text{ruído} + \text{distorção}}$$

medida na saída e expressa em dB, sendo o arranjo mostrado na figura 2.3.

Através do ajuste para fundo de escala com a chave em 1 e 1' tem-se a medida de 0 dB e com a chave em 2 e 2' a medida da sensibilidade SINAD em dB.

### 2.2.3 – Outras Aplicações

Na medida do desempenho de receptores FM, incluindo testes como faixa de sintonia, distorção e sensibilidade utilizável, o medidor de distorção harmônica é de uma importância, tanto para receptores monofônicos como estereofônicos<sup>(3)</sup>.

## CAPÍTULO III

### OSCILADOR SENOIDAL

Neste capítulo será desenvolvido o bloco do oscilador senoidal, que é constituído de um oscilador a ponte de Wien, um filtro passa-baixa com frequência de corte em 1 kHz e um atenuador de saída.

#### 3.1 – OSCILADOR A PONTE DE WIEN

Um oscilador senoidal é basicamente constituído de uma malha seletiva de frequência, um amplificador e um mecanismo de controle de amplitude.

Optou-se pela implementação da malha seletiva de frequência com elementos resistivos e capacitivos (malha RC), devido à facilidade de se obterem elementos que permitam oscilações na faixa de áudio.

Diversas são as malhas utilizadas para implementação de osciladores senoidais. Escolheu-se a ponte de Wien porque possui o menor número de elementos determinantes de sua frequência de oscilação, diminuindo assim a dependência da frequência com a temperatura, que afeta diretamente os elementos, e facilitando a variação da frequência de oscilação.

A frequência do oscilador a ponte de Wien é determinada por

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (3.1)$$

onde  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são os resistores e capacitores que formam os braços da ponte. (4)

No mecanismo de controle de amplitude é utilizado um transistor FET como resistor controlado por tensão. Com este dispositivo conseguem-se oscilações com distorções abaixo de 0,1%, possuindo ainda meios de evitar oscilações intermitentes ou automoduladas sobre a saída, através da variação da constante de tempo do retificador.

A fig. 3.1 apresenta o oscilador senoidal implementado, sendo discutidos a seguir os detalhes de seu projeto.

A estabilidade de frequência deste oscilador depende de vários parâmetros. A temperatura afeta diretamente os elementos determinantes da frequência, acarretando mudanças da frequência de oscilação. Visando eliminar a influência da temperatura sobre os componentes, procura-se usar elementos com coefi

- 1 - 20Hz
- 2 - 100Hz
- 3 - 200Hz
- 4 - 1KHz
- 5 - 2KHz
- 6 - 10KHz
- 7 - 20KHz

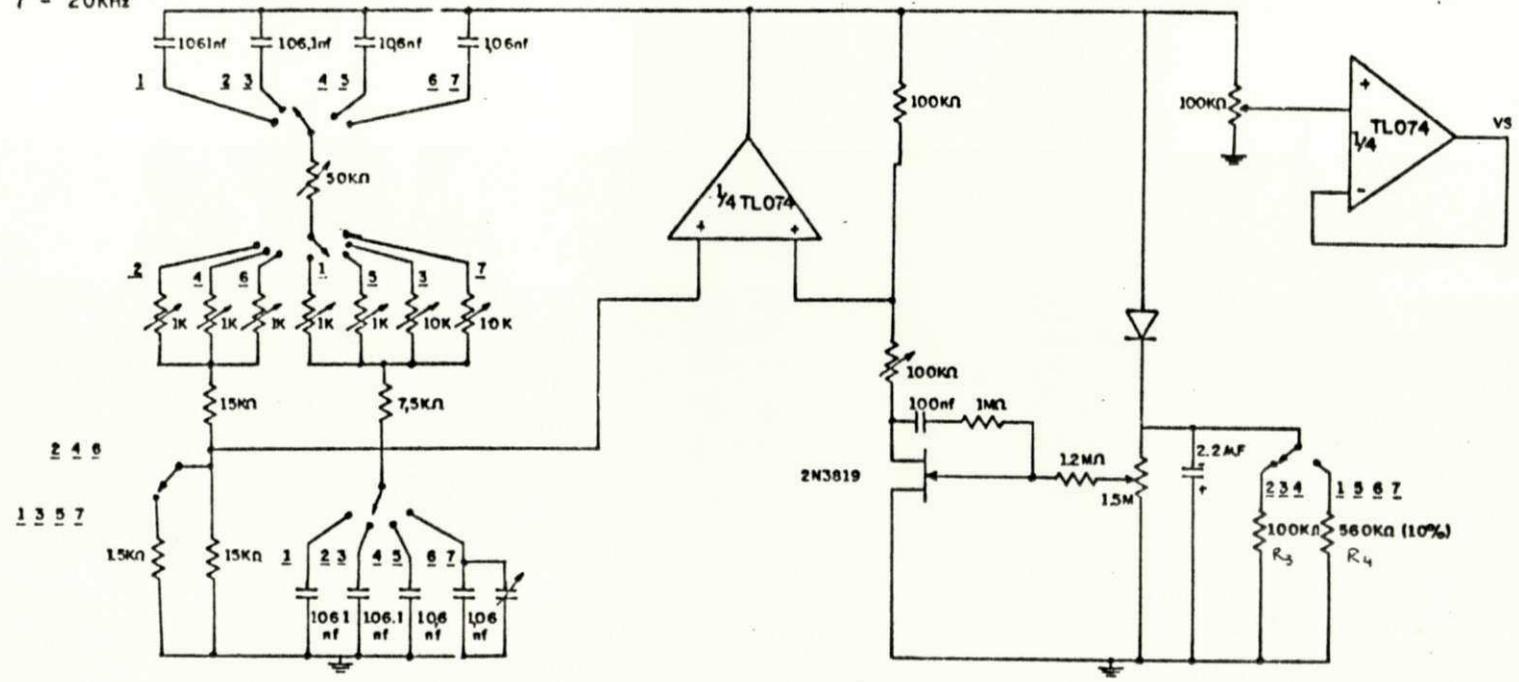


FIG. 3.1 - OSCILADOR A PONTE DE WIEN.

cientes de temperatura iguais e de sinais opostos. Neste circuito são utilizados capacitores de polistireno com coeficientes de  $-100/^\circ\text{C}$  ppm e resistores de "metal film" com coeficientes de  $+50$  ppm/ $^\circ\text{C}$ . Esta diferença de coeficientes cria certa instabilidade de frequências.

A variação de impedância de entrada e saída do amplificador, as não-linearidades do amplificador e sua mudança de fase são fatores que também influenciam a estabilidade de frequência de um oscilador. O fator determinante da variação da impedância e o fator determinante da mudança de frequência com a fase são conflitantes e o melhor valor para estes fatores são encontrados para o produto  $m \times n = 1$ , onde  $m$  é a relação  $R_1/R_2$  e  $n$ , a relação  $C_1/C_2$ <sup>(5)</sup>. Devido à facilidade de se encontrarem os elementos, escolhe-se  $m = n = 1$ .

As mudanças de frequências causadas por estes fatores são compensadas no instrumento através do potenciômetro de  $50\Omega$  existente no painel para ajuste fino de frequência.

O controle de amplitude é executado por diodo retificador, um resistor e um capacitor, que determinam uma tensão proporcional à amplitude de saída. Através dos resistores  $R_3$  e  $R_4$ , eliminam-se as oscilações intermitentes ou automodulações que aparecem no sinal da saída, pela mudança da constante de tempo. Esta tensão é aplicada à porta do FET para controle de sua resistência entre dreno e fonte. A realimentação entre dreno e porta, feita através de um capacitor e um resistor, reduz sua distorção<sup>(6)</sup>.

O amplificador operacional é o TL074 que apresenta distorção harmônica típica de 0,01% (tensão de alimentação de 15 V, ganho unitário, tensão de entrada de 6 V<sub>RMS</sub> e temperatura de 25°C) e baixo ruído. Com este circuito conseguem-se implementar oscilações com distorções abaixo de 0,1%. Um nível de distorção muito mais baixo é obtido na frequência de 1 kHz através de um filtro passa-baixa na saída do oscilador. Como na entrada deste filtro o nível de tensão não deve ultrapassar um certo limite (5 V), coloca-se na saída do oscilador um potenciômetro para regulagem da tensão na saída. Um amplificador operacional é utilizado como "buffer" na saída do oscilador.

### 3.2 - FILTRO PASSA-BAIXA

O filtro para esta aplicação deve possuir rejeição acima de 50 dB para frequências acima de 2 kHz. Um filtro elíptico de 5ª ordem, frequência de corte de 1 kHz, apresenta atenuação superior a 60 dB em 2 kHz e 3 kHz, eliminando assim as harmônicas que mais contribuem para a distorção.

Este filtro passa-baixa pode ser implementado a partir da configuração normalizada da fig. 3.2 (filtro elíptico passa-baixa, ordem  $n=5$ , máxima ondulação na faixa de passagem  $A_{\max} = 0,044$  dB, mínima atenuação na faixa de rejeição  $A_{\min} = 50$  dB)<sup>(7)</sup>.

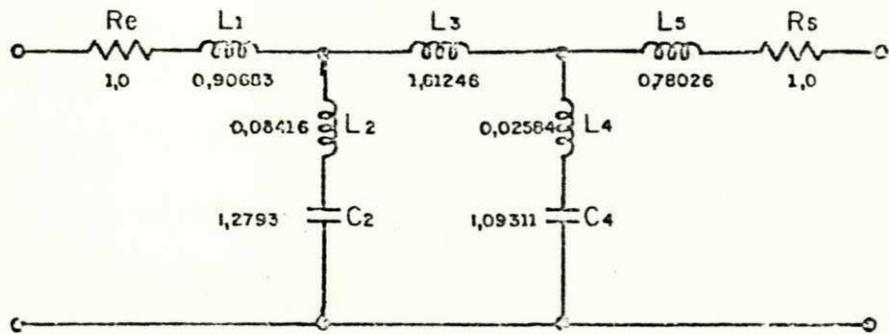


Fig. 3.2 - Filtro Elíptico Passa-Baixa de 5ª ordem.

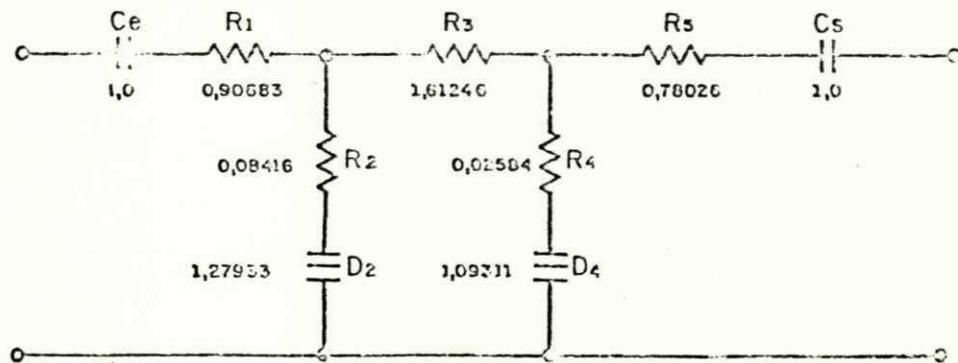


Fig. 3.3 - Filtro Elíptico Passa-Baixa de 5ª ordem após a transformação de Brune.

Utilizando a transformação de Bruton<sup>(8)</sup>, os resistores, os indutores e os capacitores são substituídos por capacitores, resistores e supercapacitâncias, respectivamente, (figura 3.3).

Os valores são desnormalizados, utilizando-se as relações

$$R = R_n \times K \quad ; \quad C = \frac{C_n}{\omega_0 K} \quad ; \quad D = \frac{D_n}{\omega_0^2 K} \quad (3.2)$$

onde  $\omega_0 = 2\pi \cdot f_c$ ,  $f_c = 1000\text{Hz}$  e  $K$  é o fator de escala da impedância.

A super-capacitância  $D$  é definida pela admitância

$$Y_D = s^2 D \quad (3.3)$$

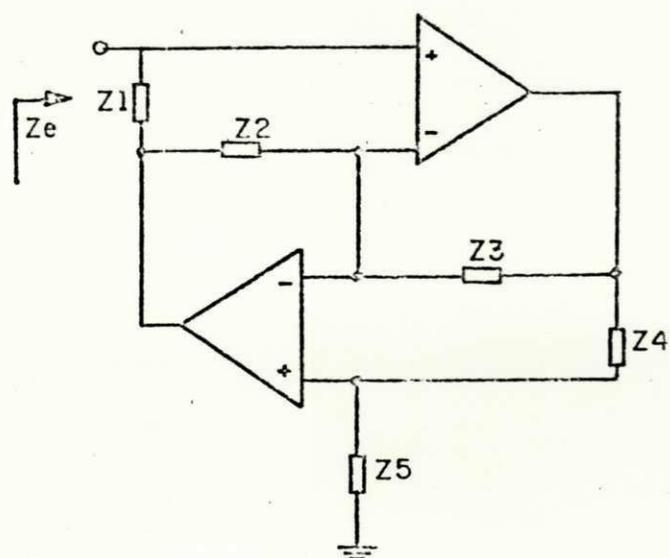
Para implementação da supercapacitância será utilizado o circuito conversor de impedância de Antoniou<sup>(9)</sup>, mostrado na fig. 3.4, que tem impedância de entrada da forma:

$$Z_e = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} Z_5 \quad (3.4)$$

fazendo  $Z_2 = Z_4 = Z_5 = R$ ,  $Z_1 = \frac{1}{s C_1}$  e  $Z_3 = \frac{1}{s C_3}$

$$Z_e = \frac{1}{s^2 C_1 C_3 R} \quad (3.5)$$

$$Y_e = s^2 C_1 C_3 R \quad (3.6)$$



$$Z_e = \frac{Z_1}{Z_2} \frac{Z_3}{Z_4} \cdot Z_5$$

Fig. 3.4 - Conversor de Impedância de Antoniou.

Da eq. (3.3) e (3.6), tem-se:

$$D = C_1 C_3 R \quad (3.7)$$

Os efeitos dos elementos parasitas no conversor de impedância, devidos ao ganho dos amplificadores, podem ser minimizados para uma determinada frequência selecionada,  $w_i$  (rad/s), escolhendo-se  $C_1$  como segue<sup>(10)</sup>:

$$C_1 = w_i D \quad (3.8)$$

Esta condição assegura que o fator de qualidade da supercapacitância atinja o valor máximo para  $w_i$ <sup>(10)</sup>.

### 3.2.1 – Projeto do Filtro Elíptico Passa-Baixa de 5ª Ordem

A frequência de corte é  $f_c = 1000$  Hz e escolhe-se  $K = 5000$ . Utilizando as eq. 3.2 e os valores normalizados, calculam-se:

$$C = C_e = C_s = 31,83 \text{ nF}$$

$$R_1 = 4534 \Omega$$

$$R_2 = 420 \Omega$$

$$R_3 = 8062 \Omega$$

$$R_4 = 1180 \Omega$$

$$R_5 = 3901 \Omega$$

$$D_2 = 6,48116 \times 10^{-12} \text{ F}^2 \Omega$$

$$D_4 = 5,53775 \times 10^{-12} \text{ F}^2 \Omega$$

Segundo a eq. (3.7)

$$D = C_1 C_3 R$$

$$C_1 = w_i D$$

Fazendo-se  $w_i$  igual à 2ª e 3ª harmônicas de  $f_c$ , têm-se:

$$\text{Para } D_2, \quad C_1 = 124,102 \text{ nF} \quad (w_i = 2\pi \cdot 2000 \text{ rad/s})$$

$$\text{Para } D_4, \quad C_1 = 68,528 \text{ nF} \quad (w_i = 2\pi \cdot 3000 \text{ rad/s})$$

Escolhendo-se  $R = 15000\Omega$ , têm-se:

$$\text{Para } D_2, \quad C_3 = 3,482 \text{ nF}$$

$$\text{Para } D_4, \quad C_3 = 5,387 \text{ nF}$$

A fig. 3.5 mostra o circuito utilizado, onde  $A_1$  e  $A_5$  são amplificadores isoladores. O potenciômetro  $R_{D_1}$ , permite o ajuste para ganho unitário do filtro  $|v_s/v_e| = 1$ ; os resistores  $R_1$  e  $R_2$  providenciam corrente de polarização às entradas dos operacionais<sup>(11)</sup> e os potenciômetros  $R_{D_2}$  e  $R_{D_3}$  permitem o ajuste exato das rejeições máximas para 2ª e 3ª harmônicas de  $f_c$ .

A fig. 3.6 apresenta sua resposta em frequência, com tensão de entrada de  $1 V_{RMS}$ .

Este filtro opera somente para a frequência de 1 kHz do medidor e possui impedância de entrada de  $100 k\Omega$ .

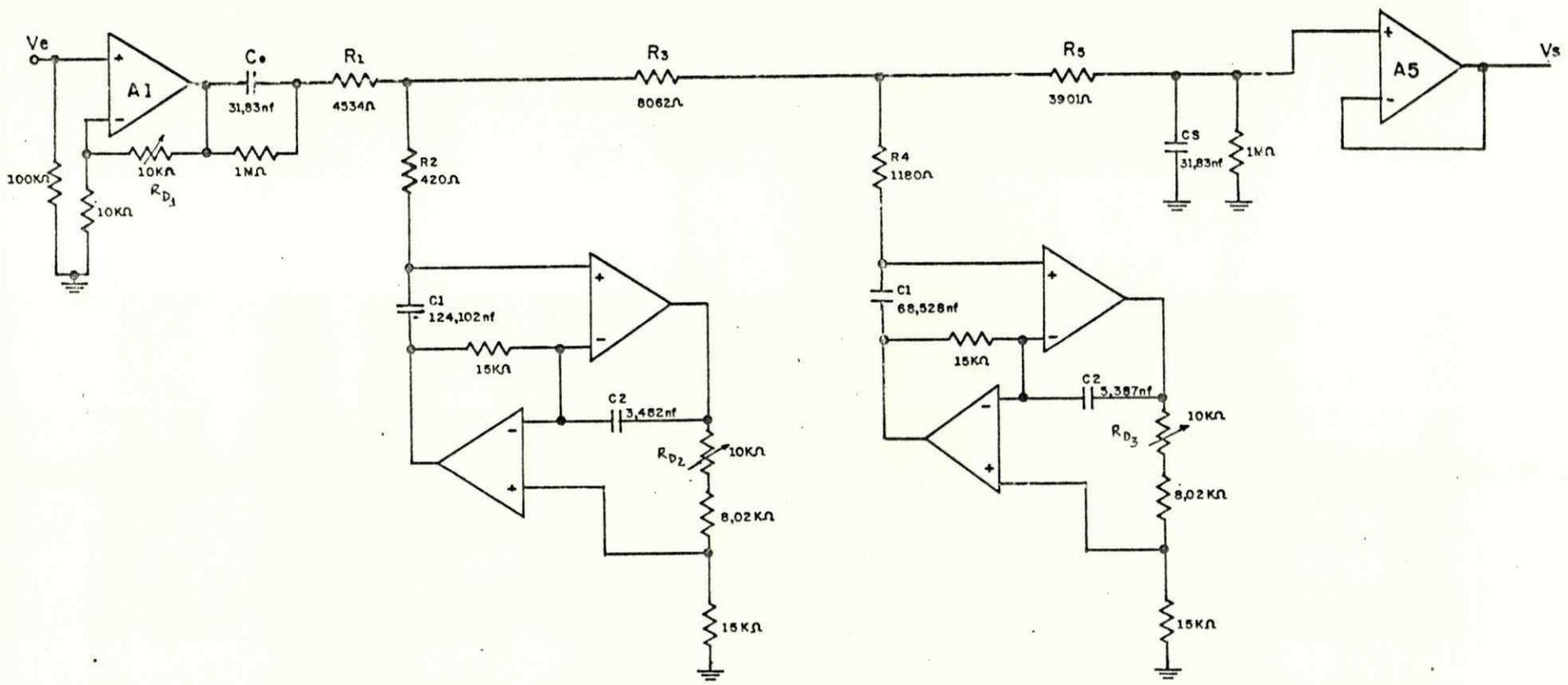


Fig. 3.5 - Filtro Elíptico Passa-Baixa de 5<sup>o</sup> ordem.

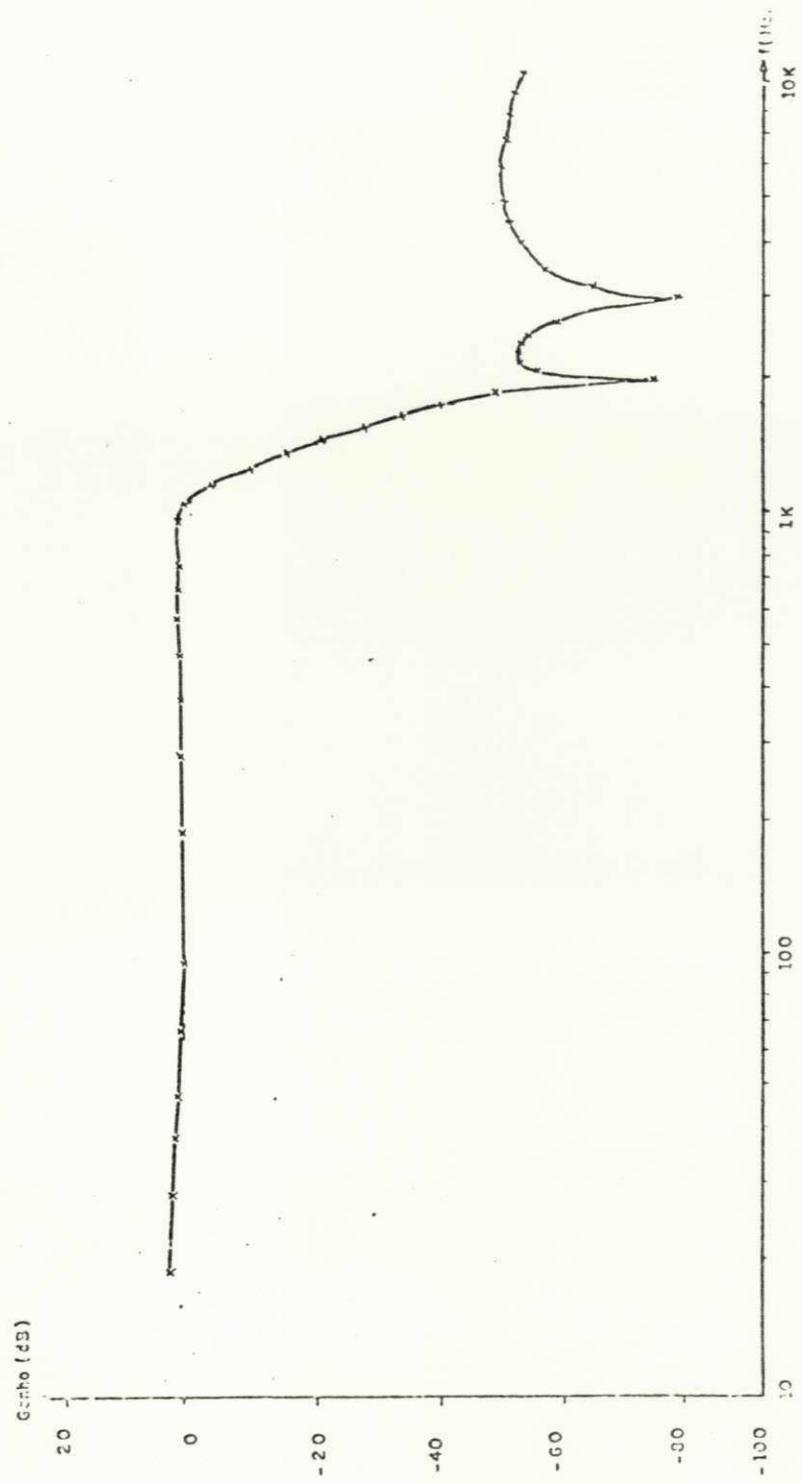


Fig. 3.6 - Resposta em magnitude do filtro Butterworth de 5ª ordem com  $f_c = 1\text{kHz}$ .

### 3.3 - ATENUADOR DE SAÍDA

Escolheu-se para saída do oscilador senoidal um atenuador com as seguintes características:

- fator de escala =  $1/K = 0,316$  ( $\equiv -10$  dB)
- impedância de entrada  $R_C = 600\Omega$ .

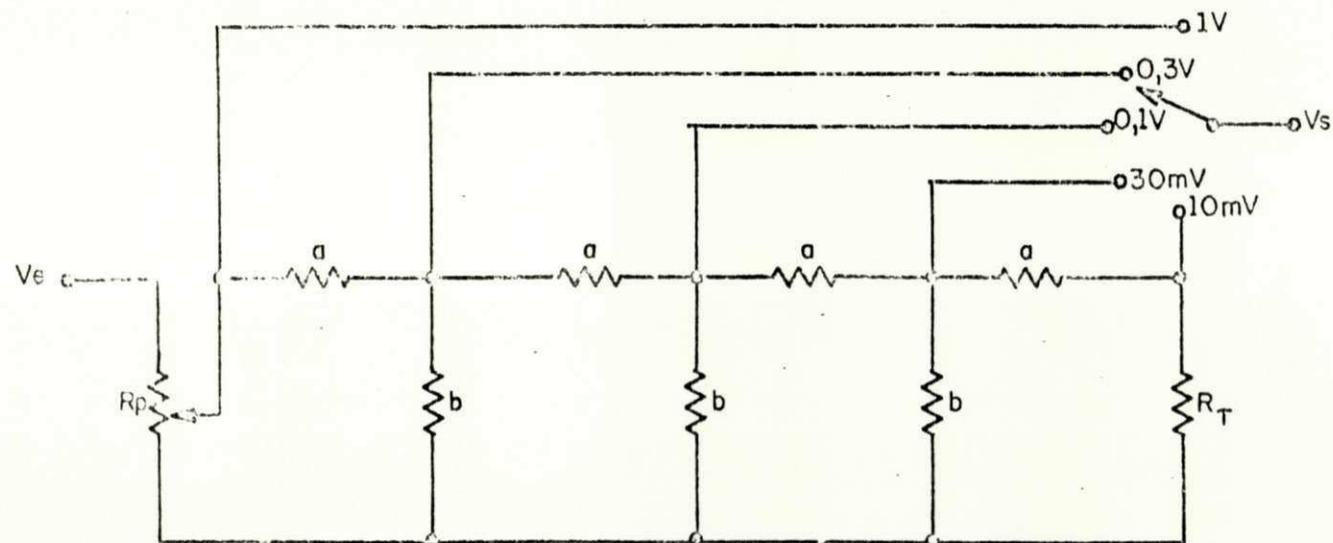
Detalhes do projeto são apresentados no Apêndice A. Calculando-se os valores dos elementos, através das equações do Apêndice A, têm-se:

$$R_T = \frac{1 + K}{K} R_C = 790\Omega$$

$$a = \frac{(K^2 - 1)}{K} R_C = 1708\Omega$$

$$b = \frac{(K + 1)}{(K - 1)} R_C = 1155\Omega$$

A fig. 3.7 mostra o atenuador implementado. O potenciômetro  $R_p$  permite o ajuste das amplitudes intermediárias.



$$R_T = 790 \Omega \approx 820 \Omega // 22 \text{K}\Omega$$

$$a = 1708 \Omega \approx 33 \text{K}\Omega // 1,8 \text{K}\Omega$$

$$b = 1155 \Omega \approx 33 \text{K}\Omega // 1,2 \text{K}\Omega$$

Fig.3.7 - Atenuador de saída do oscilador senoidal.

## CAPÍTULO IV

### FILTRO REJEITA-FAIXA

Um filtro rejeita-faixa deve possuir uma função de transferência da forma:

$$T(s) = G \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0 s}{Q} + w_0^2} \quad (4.1)$$

onde  $G$  é uma constante,  $w_0$  é a frequência de rejeição e  $Q$  é o fator de qualidade, definido por  $w_0/\Delta w$  a faixa definida pelos pontos de atenuação em 3 dB.

Para implementação de uma malha que possua tal função de transferência, existem várias opções, sendo neste trabalho testadas e comparadas duas malhas: uma utilizando a ponte de Wien e outra, elementos LC.

Ambas as malhas são constituídas de um amplificador diferencial, realimentação negativa e positiva, como mostra a

fig. 4.1 de forma geral, tendo uma função de transferência da forma (12)

$$T(s) = \frac{T_{24} - T_{14}}{\frac{1}{A(s)} + T_{13} - T_{23}} \quad (4.2)$$

onde

$$T_{14} = \left. \frac{V_1}{V_4} \right|_{V_3=0} \quad (4.2a)$$

$$T_{24} = \left. \frac{V_2}{V_4} \right|_{V_3=0} \quad (4.2c)$$

$$T_{13} = \left. \frac{V_1}{V_3} \right|_{V_4=0} \quad (4.2b)$$

$$T_{23} = \left. \frac{V_2}{V_3} \right|_{V_4=0} \quad (4.2d)$$

e  $A(s)$  é o ganho do amplificador em malha aberta.

#### 4.1 – FILTRO REJEITA-FAIXA A PONTE DE WIEN

O circuito desenvolvido é apresentado na fig. 4.2. A seguir, será deduzida a sua função de transferência, bem como analisadas as condições que determinem um filtro rejeita-faixa. A seguir, faz-se a análise da sensibilidade do filtro como a variação dos valores dos elementos. Esta análise é efetuada para ambas as configurações.

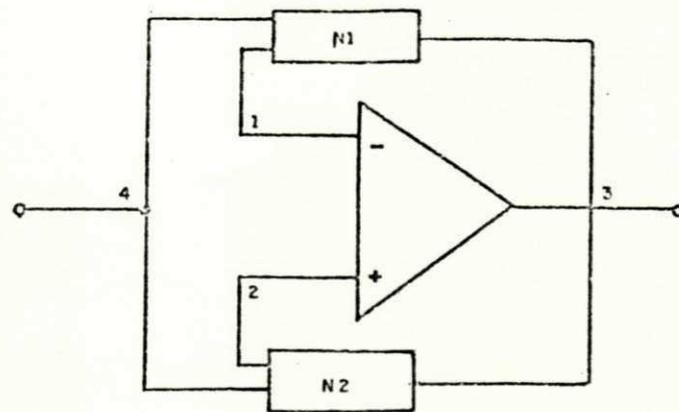


Fig. 4.1 - Forma geral das configurações dos Filtros Rejeita - Faixa.

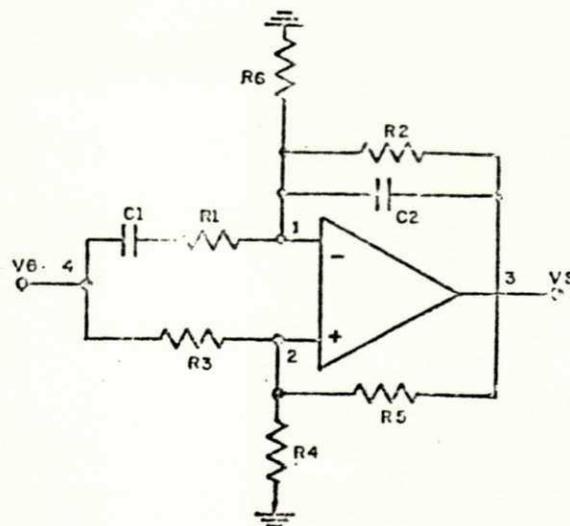


Fig. 4.2 - Configuração do Filtro Rejeita - Faixa a ponte de Wien.

#### 4.1.1 - Cálculo da Função de Transferência

De (4.2a), (4.2b), (4.2c) e (4.2d), têm-se:

$$T_{14} = \frac{s R_2 R_6 C_1}{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2)s + R_6 + R_2} \quad (4.3)$$

$$T_{23} = \frac{1/R_5}{1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_5} = k_2 \quad (4.4)$$

$$T_{24} = \frac{1/R_3}{1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_5} = k_1 \quad (4.5)$$

$$T_{13} = \frac{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2)s + R_6}{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2)s + R_6 + R_2} \quad (4.6)$$

Da eq. 4.2, resulta:

$$T(s) = \frac{k_1 - \frac{s R_2 R_6 C_1}{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_2)s + R_6 + R_2}}{\frac{1}{A(s)} + \frac{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2)s + R_6}{s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2)s + R_6 + R_2} - k_2}$$

$$T(s) = \frac{k_1 [s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + (R_1 R_6 C_1 + R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2 - R_2 R_6 C_1/k_1)s + R_6 + R_2]}{\left[ \frac{1}{A(s)} - k_2 + 1 \right] \left[ s^2 R_1 R_2 R_6 C_1 C_2 + \left\{ R_1 R_6 C_1 + R_2 R_6 C_2 + \frac{[1/A(s) - k_2]}{[1/A(s) - k_2 + 1]} (R_1 R_2 C_1 + R_2 R_6 C_1) \right\} s + R_6 + \frac{R_2 [1/A(s) - k_2]}{[1/A(s) - k_2 + 1]} \right]}$$

Dividindo-se por  $R_6$  e fazendo  $R_6 \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$T(s) = \frac{k_1}{\left(\frac{1}{A(s)} - k_2 + 1\right)} \cdot \frac{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 - R_2 C_1 / k_1) s + 1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + \left[ R_1 C_1 + R_2 C_2 + \frac{(1/A(s) - k_2)}{(1/A(s) - k_2 + 1)} R_2 C_1 \right] s + 1} \quad (4.7)$$

Supondo  $A(s) \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$T(s) = G \frac{s^2 + \left[ (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 - \frac{R_2 C_1}{k_1}) \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right] s + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2} \quad (4.8)$$

onde

$$G = \frac{k_1}{1 - k_2} ; \quad w_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} ;$$

$$e \quad \frac{w_0}{Q} = \left[ R_1 C_1 + R_2 C_2 - \frac{k_2 R_2 C_1}{1 - k_2} \right] \cdot \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Comparando (4.8) com (4.1), deve-se ter para um filtro rejeita-faixa:

$$\frac{k_1 (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2) - R_2 C_1}{k_1 R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (4.9)$$

Portanto,

$$k_1 = \frac{R_2 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2} \quad (4.10)$$

Supondo

$$R_1 = R_2 \quad \text{e} \quad C_1 = C_2$$

$$k_1 = \frac{1}{3} \tag{4.11}$$

a função de transferência torna-se:

$$T(s) = G \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + bw_0s + w_0^2} \tag{4.12}$$

onde

$$b = \frac{1}{Q} = \left( \frac{2 - 3k_2}{1 - k_2} \right) \tag{4.13}$$

Substituindo (4.11) e (4.13) em (4.5) e (4.4), respectivamente, encontram-se:<sup>(19)</sup>

$$R_3 = \frac{b}{3 - b} R_4 \tag{4.14}$$

$$R_5 = \frac{b}{3(2 - b)} R_4 \tag{4.15}$$

O ganho da função de transferência na faixa de rejeição é dado por

$$G = \frac{k_1}{1 - k_2} \tag{4.16}$$

Substituindo (4.4) e (4.5) em (4.16), resulta:

$$G = \frac{1}{1 + R_3/R_4} \quad (4.17)$$

Substituindo (4.14) em (4.17), tem-se:

$$G = \frac{(3 - b)}{3}$$

Portanto, para alto Q (baixo valor de b), o ganho torna-se unitário.

#### 4.1.2 – Análise da Sensibilidade

Define-se sensibilidade como:

$$S_{x_i}^P \triangleq \frac{\partial \ln P}{\partial \ln x_i} = \frac{x_i}{P} \frac{\partial P}{\partial x_i} \quad (4.18)$$

onde P é o parâmetro cuja sensibilidade com a variação do elemento  $x_i$  se deseja calcular<sup>(13)</sup>.

A análise da sensibilidade será feita utilizando-se a função de transferência do filtro rejeita-faixa.

$$T(s) = G \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + bw_0s + w_0^2} \quad (4.19)$$

onde

$$w_0 = \frac{1}{RC}$$

$$G = \frac{k_1}{1 - k_2}$$

$$b = \frac{2 - 3 k_2}{1 - k_2}$$

Os parâmetros de interesse são a frequência de rejeição,  $w_0$ , e o fator de qualidade,  $Q$ . Calculando a sensibilidade de  $w_0$  e  $Q$  com relação a seus elementos, têm-se:

$$S_{R^0}^w = S_C^w = -1$$

$$S_{R_3}^Q = \frac{R_3 R_4^2}{(R_3 + R_4) (2 R_3 R_5 + 2 R_4 R_5 - R_3 R_4)}$$

$$S_{R_4}^Q = \frac{R_3^2 R_4}{(R_3 + R_4) (2 R_3 R_5 + 2 R_4 R_5 - R_3 R_4)}$$

$$S_{R_5}^Q = \frac{- R_3 R_4}{(2 R_3 R_5 + 2 R_4 R_5 - R_3 R_4)}$$

## 4.2 - FILTRO REJEITA-FAIXA LC

O circuito a ser desenvolvido é apresentado na figura 4.3.

### 4.2.1 - Cálculo da Função de Transferência

De (4.2a), (4.2b), (4.2c) e (4.2d), têm-se:

$$T_{24} = \frac{(1/sC_1 + sL_1 + R_6)R_5}{R_4(1/sC_1 + sL_1 + R_6 + R_5) + (1/sC_1 + sL_1 + R_6)R_5} \quad (4.20)$$

$$T_{13} = \frac{R_1R_3}{R_2(R_1 + R_3) + R_3R_1} \quad (4.21)$$

$$T_{14} = \frac{R_3R_2}{R_1(R_3 + R_2) + R_3R_2} \quad (4.22)$$

$$T_{23} = \frac{(1/sC_1 + sL_1 + R_6)R_4}{R_5(1/sC_1 + sL_1 + R_4 + R_6) + (1/sC_1 + sL_1 + R_6)R_4} \quad (4.23)$$

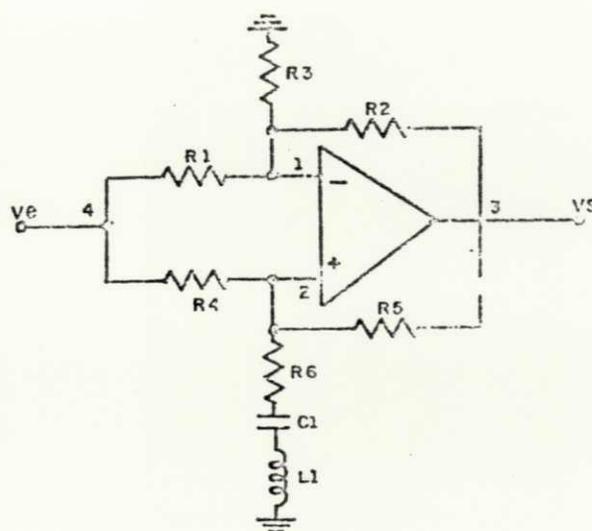


Fig. 4.3 - Configuração do Filtro Rejeita-Faixa LC.

Substituindo em (4.2), segue que:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{sC_1} + sL_1 + R_6}{R_4 + \frac{R_4}{R_5} \left( \frac{1}{sC_1} + sL_1 + R_6 \right) + \left( \frac{1}{sC_1} + sL_1 + R_6 \right)} - \frac{R_2}{(R_1 + R_2) + \frac{R_1 R_2}{R_3}}$$

$$A(s) = \frac{1}{(R_1 + R_2) + \frac{R_2 R_1}{R_3}} + \frac{R_1}{\left( \frac{1}{sC_1} + sL_1 + R_4 + R_6 \right) + \left( \frac{1}{sC_1} + sL_1 + R_6 \right) \frac{R_4}{R_5}}$$

Fazendo  $R_3 = R_5 \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$T(s) = \frac{\frac{1/sC_1 + sL_1 + R_6}{R_4 + R_6 + 1/sC_1 + SL_1} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{A(s)} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

$$T(s) = \frac{A(s) R_1}{[R_1 + R_2 + R_1 A(s)]} \cdot \frac{s^2 + \frac{1}{L_1} \left( R_6 - \frac{R_2 R_4}{R_1} \right) s + \frac{1}{L_1 C_1}}{s^2 + \frac{R_4 + R_6}{L_1} s + \frac{1}{L_1 C_1}} \quad (4.24)$$

Comparando (4.1) com (4.24), deve-se ter

$$\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.25)$$

para o circuito atuar como filtro rejeita-faixa.

Supondo satisfeita (4.25) e  $A(s) \rightarrow \infty$ , tem-se:

$$T(s) = G \cdot \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} \cdot s + w_0^2} \quad (4.26)$$

onde

$$G = 1 ; \quad w_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} ; \quad \frac{w_0}{Q_0} = \frac{R_4 + R_6}{L_1}$$

#### 4.2.2 - Análise da Sensibilidade

Considerando a equação (4.26) e a definição de sensibilidade, pode-se calcular a sensibilidade de  $w_0$  e  $Q$  com respeito à variação de seus elementos.

$$S_{L_1}^{w_0} = S_{C_1}^{w_0} = -1/2$$

$$S_{L_1}^Q = -1/2 + 1 = 1/2$$

$$S_{R_4}^Q = -\frac{R_4}{R_4 + R_6}$$

$$S_{R_6}^Q = -\frac{R_6}{R_4 + R_6}$$

### 4.3 – COMPARAÇÃO ENTRE O FILTRO LC E O FILTRO A PONTE DE WIEN

A comparação do desempenho dos filtros com respeito à sensibilidade é feita através das quantidades<sup>(14)</sup>

$$\sum Q = \sum_{i=1}^{\infty} |s_{e_i}^Q| \quad (4.27)$$

$$\sum w_0 = \sum_{i=1}^n |s_{e_i}^{w_0}| \quad (4.28)$$

Como a frequência é a principal característica do filtro para esta aplicação, será calculada e comparada inicialmente a quantidade dada pela equação (4.27).

$$\sum w_0 = |s_R^{w_0}| + |s_C^{w_0}| = 2 \quad \text{para o filtro a ponte de Wien}$$

$$\sum w_0 = |s_{L_1}^{w_0}| + |s_{C_1}^{w_0}| = 1 \quad \text{para o filtro LC.}$$

O menor valor da quantidade  $\sum w_0$  para o filtro LC ocasiona menor variação da frequência de rejeição com a variação dos elementos que a definem. O filtro a ponte de Wien possui vantagens sobre o tipo LC, quando se desejam altos valores de  $Q$  e ajuste independente da frequência de rejeição e do fator de qualidade.

Neste trabalho, o filtro rejeita-faixa utilizado é o tipo LC em todas as frequências discretas do instrumento. O fil

tro a ponte de Wien é projetado para a frequência de 1 kHz, a ser utilizado em série com o filtro LC, visando maior rejeição nesta frequência.

#### 4.4 – PROJETO DOS FILTROS REJEITA-FAIXA

Desenvolve-se primeiramente o projeto do filtro LC para todas as frequências discretas e, posteriormente, para a frequência de 1 kHz, projeta-se o filtro a ponte de Wien.

##### 4.4.1 – Projeto do Filtro Rejeita-Faixa LC

Para o projeto do filtro utiliza-se basicamente a equação (4.26), considerando  $A(s) \rightarrow \infty$ .

$$T(s) = G \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2} \quad (4.29)$$

onde

$$w_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} ; \quad \frac{w_0}{Q} = \frac{R_4 + R_6}{L_1} \quad e \quad G = 1$$

sendo

$$Q = \frac{\sqrt{L_1 / C_1}}{R_4 + R_6} \quad (4.30)$$

Através de (4.29) e (4.30), podem-se calcular os elementos que compõem o filtro LC.

Os indutores neste filtro, trabalhando em frequências baixas, são de valores elevados, criando séria limitação.<sup>(15)</sup> Portanto, estes indutores são simulados pelo circuito conversor de impedância proposto por Antoniou, mostrado na fig. 3.4, que tem a impedância vista em sua entrada da forma:

$$Z_e = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}$$

Fazendo  $Z_1 = Z_3 = Z_2 = R$  e  $Z_4 = 1/sC$

$$Z_e = s R^2 C \quad (4.31)$$

O resistor R do conversor, visando diminuir a variação da indutância a ser simulada com a variação do produto ganho x faixa de passagem dos amplificadores, deve ser da forma<sup>(16)</sup>:

$$R = \frac{\omega_0 L}{1 + \frac{2 \omega_0}{B}} \quad (4.32)$$

onde  $\omega_0 = 2\pi f_0$  ,  $f_0 =$  frequência de rejeição

B = o produto ganho x faixa de passagem do amplificador utilizado

L = indutância a ser simulada.

A indutância simulada é igual a

$$L = L_0 + L_p \quad (4.33)$$

onde  $L_0$  é a indutância nominal e  $L_p$  é a indutância parasita devido ao produto ganho x faixa de passagem finito.

É possível mostrar que:

$$L_p = \frac{2R + 3R_0}{B} \quad (4.34)$$

onde  $R$  é a resistência do conversor,  $R_0$  é a resistência de saída e  $B$  é o produto ganho x faixa de passagem do amplificador operacional<sup>(17)</sup>.

Da eq. (4.31), tendo em vista a eq. (4.33), tem-se:

$$C = \frac{L}{R^2} - \frac{2R + 3R_0}{R^2 B} \quad (4.35)$$

Utilizando-se as eq. (4.29), (4.32) e (4.35), e considerando o amplificador operacional HA-4741 com

$$B = 2\pi \times 3,5 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

os elementos que simulam as indutâncias para as diversas frequências são mostrados na tabela 4.1.

$f_0$ (Hz)	$C_1$ (nF)	$L_1$ (H)	$R$ ( $\Omega$ )	$C$ (nF)
20	1000	63,32	7957	1000
100	100	25,33	15915	100
200	100	6,332	7957	100
1000	10	2,533	15915	10
2000	10	0,633	7957	10
10000	1	0,253	15915	1
20000	1	0,063	7957	1

Tabela 4.1 – Elementos que simulam as indutâncias para as diversas frequências.

O fator de qualidade  $Q$  deve ser maior ou igual a 3, causando atenuação de apenas 0,5 dB (1%) na segunda harmônica. Considerando o amplificador ideal com ganho infinito, o resistor associado à indutância,  $R_6$ , é zero<sup>(18)</sup>.

Da eq. (4.30), utilizando-se os valores da Tabela 4.1, considerando  $Q > 3$  e o amplificador operacional com ganho infinito, tem-se:

$$R_4 < \frac{\sqrt{L_1/C_1}}{Q} \quad (4.36)$$

Substituindo com os valores da Tabela 4.1, segue-se que:

$$R < 2962 \text{ para frequências dadas por } 2 \times 10^i \text{ Hz,} \\ \text{com } i = 1, 2, 3, 4 \quad (4.37)$$

$$R_4 < 5302 \text{ para frequências dadas por } 10^i \text{ Hz,} \\ \text{com } i = 2, 3, 4 \quad (4.38)$$

Para a eq. (4.37), escolhe-se  $R_4 = 2200\Omega$  e para a eq. (4.38),  $R_4 = 3300\Omega$ . O valor do resistor  $R$ , da Tabela 4.1, é  $15 \text{ k}\Omega$  nas frequências  $2 \times 10^i \text{ Hz}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$  e  $7,5 \text{ k}$  ( $15 \text{ k}\Omega // 15 \text{ k}\Omega$ ), nas frequências  $10^i \text{ Hz}$ ,  $i = 1, 2, 3$ . O resistor  $R_2$ , que idealmente é zero, é ajustado através de um potenciômetro de  $100\Omega$ , para satisfazer a eq. (4.25), uma vez que sempre existe uma perda associada à indutância simulada ( $R_6 \neq 0$ ). Seleciona-se  $R_1$  igual a  $10 \text{ k}\Omega$ .

Possuindo-se os valores dos elementos do filtro, pode-se calcular o valor de  $\sum Q$ , dado pela eq. (4.27).

$$\sum Q = |s_{L_1}^Q| + |s_{R_1}^Q| + |s_{R_6}^Q| = \frac{1}{2} + \left| -\frac{R_4}{R_4 + R_6} \right| + \left| -\frac{R_6}{R_4 + R_6} \right| \cong 3/2$$

onde  $R_6 \ll R_4$ .

#### 4.4.2 – Filtro Rejeita-Faixa a Ponte de Wien

Este filtro é projetado para a frequência de  $1 \text{ kHz}$ , devendo possuir  $Q = 10$  ( $b = 0,1$ ).

O valor de  $R_4$  é selecionado entre  $100 \text{ k}\Omega$  e  $1 \text{ M}\Omega$ , sendo escolhido próximo de  $1 \text{ M}\Omega$  quando o valor de  $Q > 10$ <sup>(19)</sup>.

Portanto

$$R_4 = 1 \text{ M}\Omega$$

Da eq. (4.14)

$$R_3 = \frac{b}{3-b} \times R_4 = 34482\Omega$$

Da eq. (4.15)

$$R_5 = \frac{b}{3(2-b)} = 17543\Omega$$

Seleciona-se  $C_1 = C_2$ , de tal forma que na freqüência de 1 kHz sua impedância seja da ordem de  $10\text{ k}\Omega$  (19).

$$C = C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^4} = 15,91\text{ nF}$$

De  $\omega_0 = 1/RC$ , tem-se:

$$R = R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega.$$

Os resistores  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_5$  são sintonizados através de potenciômetros, permitindo melhor ajuste da freqüência de rejeição. O amplificador operacional utilizado é o LH 0042.

Do projeto do filtro rejeita-faixa, têm-se os valores dos elementos que o compõem, podendo-se através da eq. (4.28) calcular  $\sum Q$ , utilizando-se o cálculo da sensibilidade feito na seção 4.1.2.

$$\sum Q = |s_{R_3}^Q| + |s_{R_4}^Q| + |s_{R_5}^Q| = \frac{R_4^2}{R_3 + R_4} \cdot k_4 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} k_4 + R_4 k_4$$

onde

$$k_4 = \frac{R_3}{2 R_3 R_5 + 2 R_4 R_5 - R_3 R_4}$$

Como

$$R_3 = 34482 \Omega$$

$$R_4 = 1000000 \Omega$$

$$R_5 = 17543 \Omega$$

resulta:

$$\sum Q \cong 38$$

Comparando-se o filtro LC com o filtro a ponte de Wien, nota-se que o filtro LC possui menor sensibilidade com a variação de seus elementos.

#### 4.5 - CÁLCULO DO ATENUADOR DE ENTRADA

Para se evitar na entrada do filtro rejeita-faixa um nível de tensão maior que 1 V, coloca-se um atenuador cobrindo a faixa de 30 V a 1 V com atenuações discretas de 10 dB. Um potenciômetro na entrada permite o ajuste fino para calibração do medidor em 100% de distorção, ou seja, fundo de escala.

O atenuador de entrada possui as seguintes características:

- fator de escala =  $1/K = 0,316$  ( $\equiv -10$  dB).
- impedância de entrada =  $R_C = 10k\Omega$ .

Detalhes de projetos são apresentados no Apêndice A.

$$R_T = \frac{1 + K}{K} R_C = 13162\Omega$$

$$a = \frac{(K^2 - 1)}{K} R_C = 28460\Omega$$

$$b = \frac{(K + 1)}{(K - 1)} R_C = 19250\Omega$$

O valor do potenciômetro para ajustes finos é de  $100 k\Omega$ . A impedância de entrada do instrumento é da ordem de  $10 k\Omega$ .

A fig. 4.4 mostra o atenuador de entrada, o filtro rejeita-faixa LC e o filtro rejeita-faixa a ponte de Wien, sendo este último utilizado, através de chaveamento, apenas na frequência de  $1$  kHz.

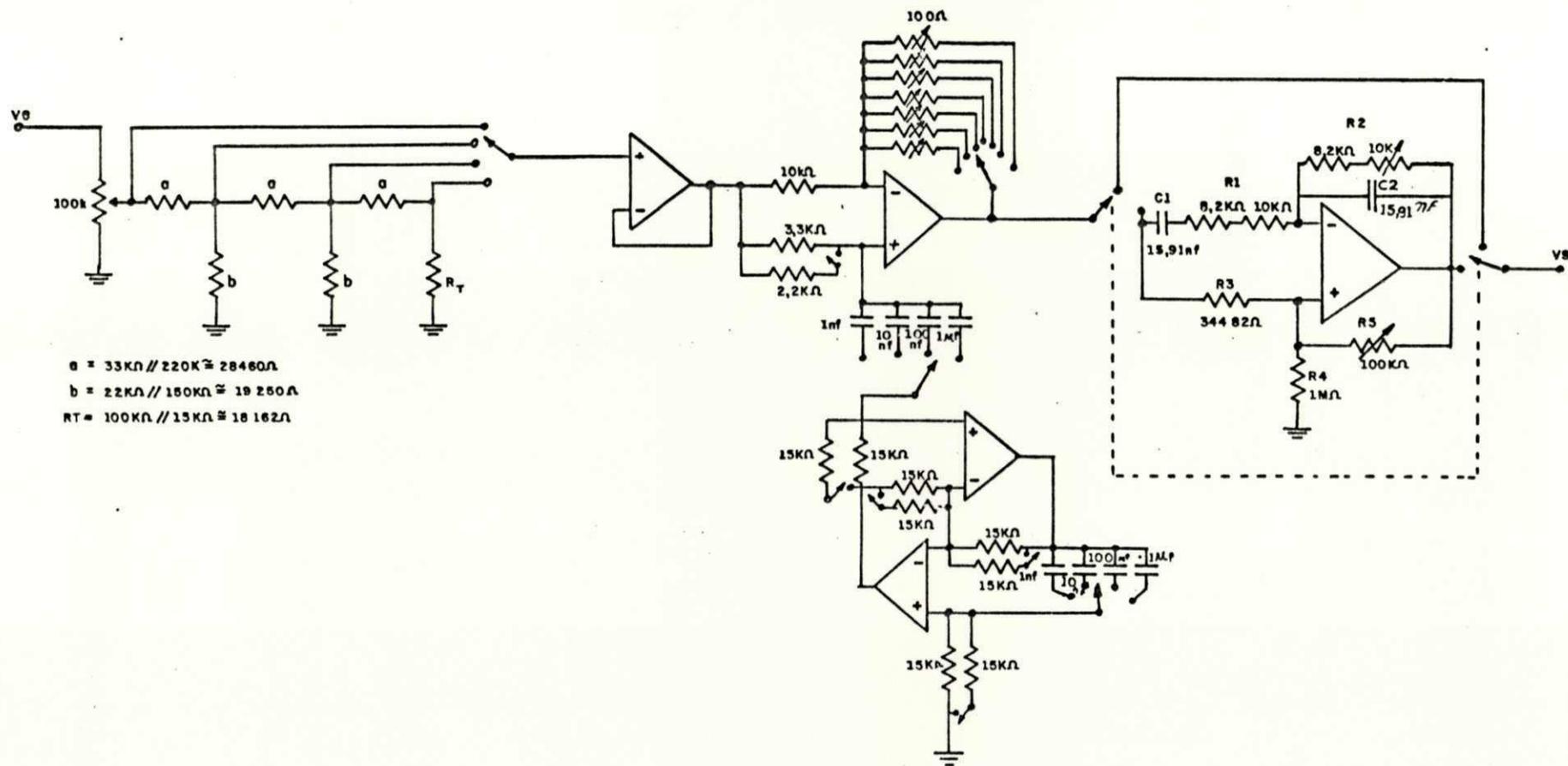


Fig. 4.4 - Descrição da montagem do FILTRO REJEITA-FAIXA.

## CAPÍTULO V

### ESTÁGIO DE SAÍDA

Neste capítulo será apresentado o estágio de saída, que consta de um estágio de amplificação e filtros visando eliminar ruído e a interferência dos 60 Hz da rede. Serão apresentados ainda alguns resultados obtidos da medição da distorção de um gerador senoidal e de um amplificador de áudio, além da descrição do painel do instrumento montado.

#### 5.1 – ESTÁGIO DE AMPLIFICAÇÃO

As características desejadas para o estágio de saída são as seguintes:

a) ganho de 1, 10, 100 e 1000, escolhidas através de chaveamento;

b) faixa de passagem 100 kHz;

c) baixo ruído ( $< 100 \mu\text{V}$ ) na faixa de passagem do amplificador, para entrada de 1 V.

O amplificador operacional LM 709C satisfaz a estas condições, sendo utilizado para implementação deste estágio. Este amplificador necessita de uma malha de compensação de frequência para que não ocorram oscilações secundárias; o nível contínuo na saída (off-set) é eliminado através de um potenciômetro.

O circuito implementado é mostrado na fig. 5.1.

## 5.2 – FILTRO PASSA-BAIXA DE 80 kHz

Este filtro é usado para diminuição do ruído total, sendo acionado através de uma chave existente no painel do instrumento. Trata-se de um filtro passa-baixa e frequência de corte de 80 kHz.

O filtro passa-baixa RC de 3ª ordem implementado é mostrado na fig. 5.2<sup>(20)</sup>.

A função de transferência do circuito é da forma:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{A s^3 + B s^2 + C s + 1} \quad (5.1)$$

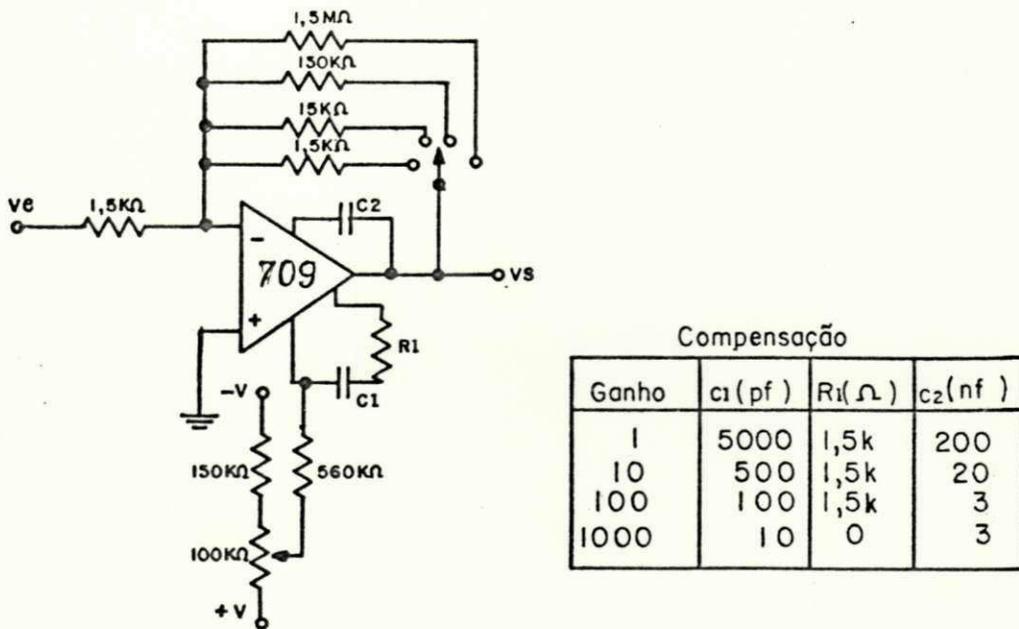
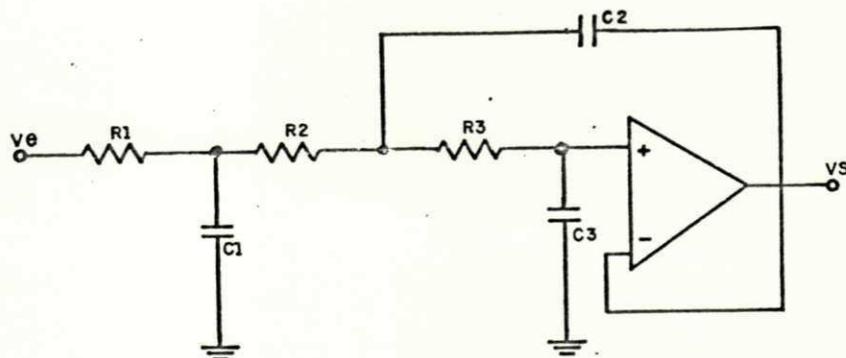


Fig. 5.1 - Amplificador Montado.

Fig. 5.2 - Filtro Passa-Baixa de 3º ordem ( $f_c=80\text{KHz}$ ).

onde  $A = C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3$  (5.1a)

$$B = C_2 C_3 (R_1 + R_2) + C_1 C_3 R_1 (R_2 + R_3) \quad (5.1b)$$

$$C = C_1 R_1 + C_3 (R_1 + R_2 + R_3) \quad (5.1c)$$

Utilizando a aproximação de Butterworth, o denominador de (5.1) será do tipo<sup>(21)</sup>:

$$s^3 + 2 s^2 + 2 s + 1 \quad (5.2)$$

Os valores normalizados dos capacitores que satisfazem a esta aproximação

$$C_{1n} = 1,392$$

$$C_{2n} = 3,546$$

$$C_{3n} = 0,2024$$

Os valores desnormalizados dos capacitores podem ser calculados através da relação

$$C_i = \frac{C_{in}}{2\pi f_c R_i} \quad \text{com } i = 1, 2, 3$$

Escolhendo-se  $R_i = 15000\Omega$  e  $f_c = 80 \text{ kHz}$ , têm-se:

$$C_1 = 184,6 \text{ pF}$$

$$C_2 = 470,3 \text{ pF}$$

$$C_3 = 26,8 \text{ pF}$$

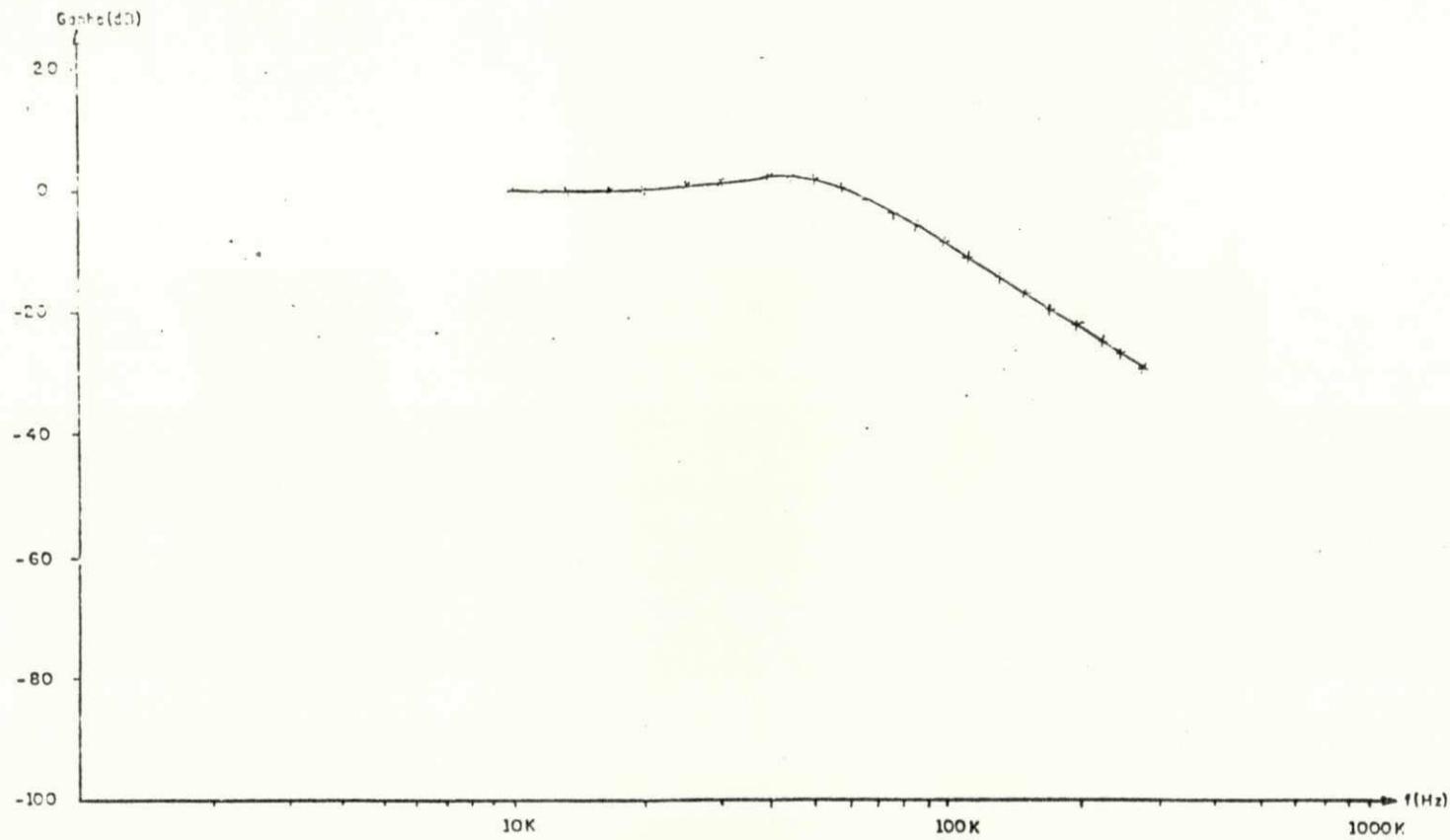


Fig. 5.3 - Resposta em frequência do filtro RC Passa-baixa de 3º ordem com  $f_c = 80\text{KHz}$ .

A resposta em frequência do filtro passa-baixa, utilizando os componentes projetados, é mostrada na fig. 5.3.

### 5.3 — FILTRO PASSA-ALTA DE 400 Hz

Este filtro é utilizado para redução da interferência dos 60 Hz da rede e suas harmônicas. O filtro é RC de 3ª ordem com frequência de corte de 400 Hz.

A configuração utilizada é da forma mostrada na figura 5.4<sup>(22)</sup>, sendo a função de transferência dada por:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{s^3}{s^3 + D s^2 + E s + F} \quad (5.3)$$

onde

$$D = \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{R_2 C_1} \quad (5.3a)$$

$$E = \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1 C_2 C_3} + \frac{1}{R_1 C_1 C_3} + \frac{1}{R_2 C_1 C_3} + \frac{1}{R_2 C_1 C_2} \right) \quad (5.3b)$$

$$F = \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3} \quad (5.3c)$$

Para uma aproximação de Butterworth, deve-se ter:

$$R_{1n} = 0,2820$$

$$R_{2n} = 0,7184$$

$$R_{3n} = 4,9410$$

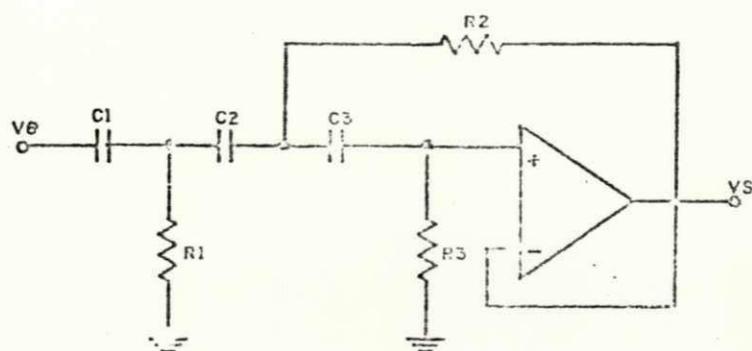


Fig. 5.4 - Filtro Passc-Alto de 3<sup>o</sup> ordem ( $f_c = 400\text{Hz}$ ).

onde  $R_{1n}$ ,  $R_{2n}$  e  $R_{3n}$  são os valores normalizados de  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  que satisfaçam às equações (5.3a), (5.3b) e (5.3c).

Os valores reais dos resistores são calculados por:

$$R_i = \frac{R_{in}}{2\pi f_C C_i} \quad \text{com } i = 1, 2, 3$$

Escolhendo  $C_i = 10 \text{ nF}$  e  $f_C = 400 \text{ Hz}$ , têm-se:

$$R_1 = 11220\Omega$$

$$R_2 = 28584\Omega$$

$$R_3 = 196596\Omega$$

Com os valores calculados constrói-se um filtro passa-alta de 400 Hz, com a resposta de frequência mostrada na figura 5.5.

Do gráfico, nota-se que este filtro deve ser usado para frequências acima de 1 kHz, onde a atenuação do filtro não interfere nas harmônicas a serem medidas. Este filtro também é acionado por meio de uma chave existente no painel do instrumento.

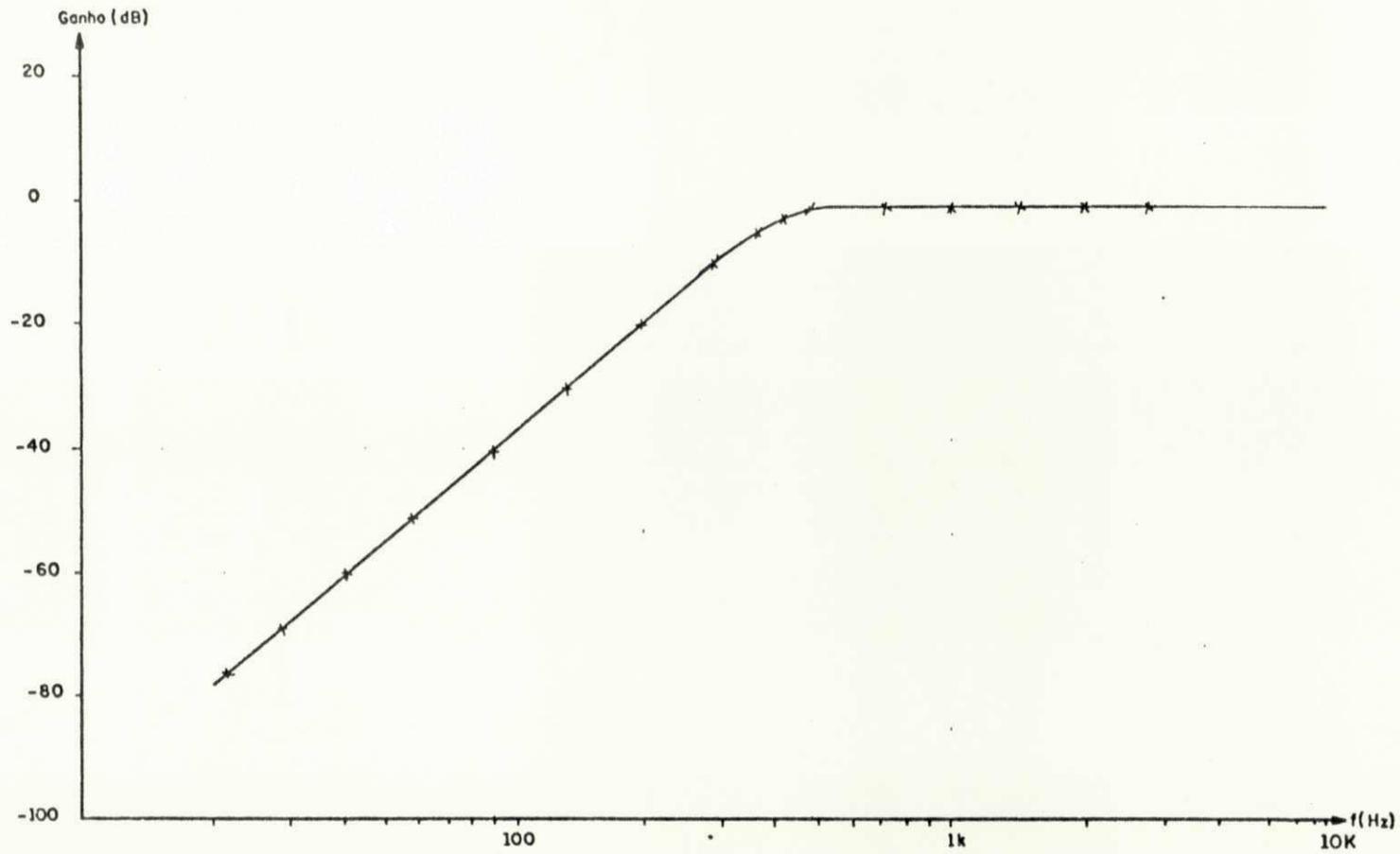


Fig. 5.5 - Resposta em frequência do filtro RC Passa-alta de 3ª ordem com  $f_c = 400$  Hz.

#### 5.4 - DESCRIÇÃO DO PAINEL DO INSTRUMENTO

A fig. 5.6 mostra o painel do instrumento montado. A seguir, são especificados os controles existentes:

- CH 1 - chave liga-desliga.
- CH 2 - seleciona o nível de tensão de 1 V a 10 mV.
- CH 3 - seleciona a frequência do oscilador e do fil  
tro rejeita-faixa.
- CH 4 - determina o nível de tensão na entrada do fil  
tro rejeita-faixa.
- CH 5 - seleciona a distorção existente no fundo de es  
cala ou o ganho dado às harmônicas existentes  
na saída.
- CH 6 - seleciona a saída, podendo ser o oscilador (OSC),  
a entrada do filtro (CAL) ou medida de distor  
ção (DIST).
- CH 7 - seleciona o filtro passa-baixa de 80 kHz.
- CH 8 - seleciona o filtro passa-alta de 400 Hz.
- S 1 - saída do oscilador.
- S 2 - entrada do filtro rejeita-faixa.
- S 3 - saída para o voltímetro.
- S 4 - saída para o osciloscópio, que permite a moni  
torização visual das formas de ondas da saída.

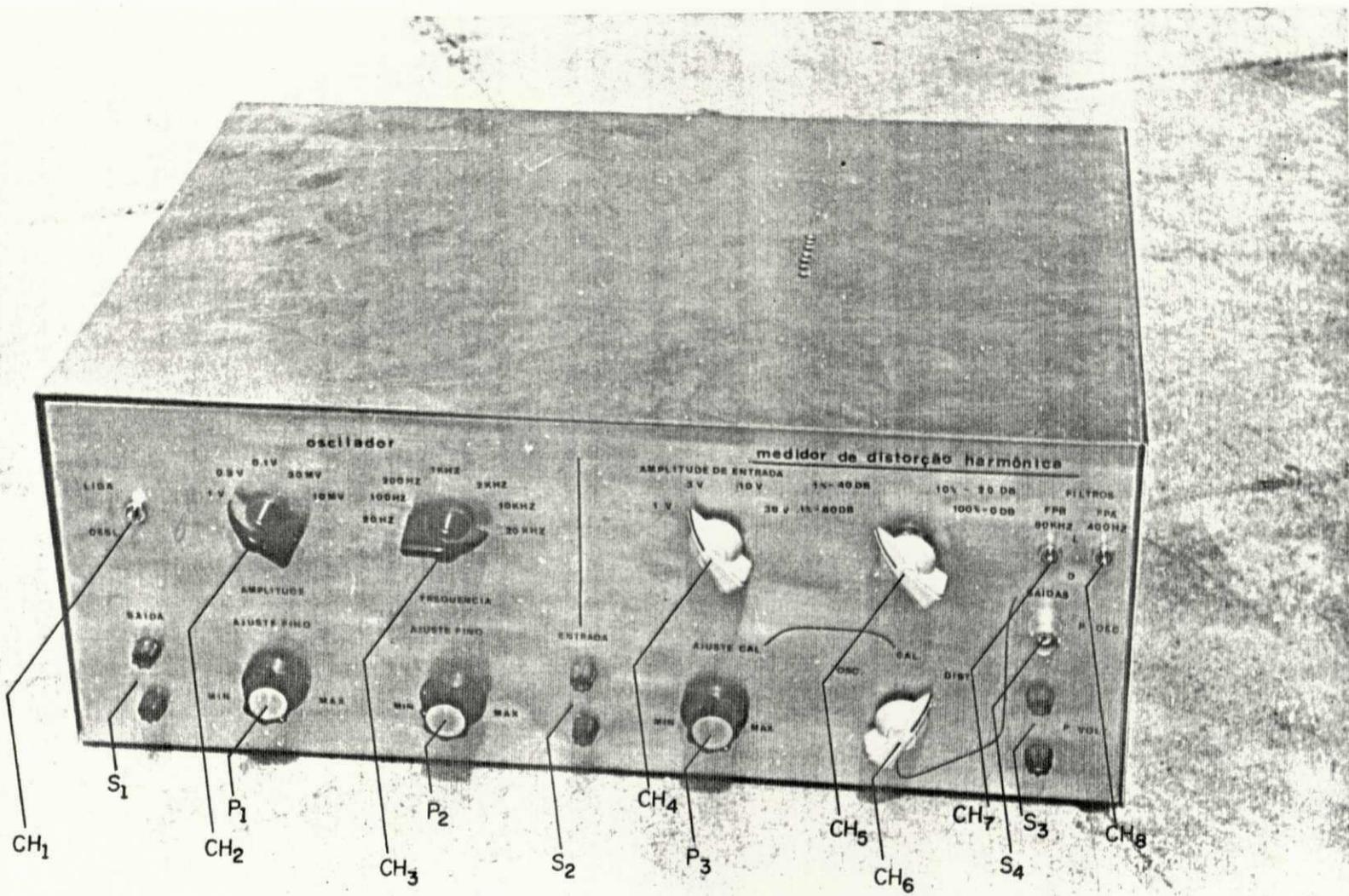


FIG. 5.6 - Painel do Instrumento.

- P 1 - permite a seleção dos valores intermediários da chave CH2.
- P 2 - permite o ajuste fino da frequência do oscilador.
- P 3 - permite o ajuste fino da entrada do filtro rejeita-faixa e a calibração do voltímetro em 100% de distorção.

Existem pontos na parte superior do aparelho que permitem ajuste fino do filtro rejeita-faixa.

## 5.5 - TESTES EFETUADOS

Nesta seção são apresentados alguns resultados de medição com o instrumento construído.

### 5.5.1 - Medição da Distorção de um Gerador Senoidal

O arranjo utilizado para medição é mostrado na fig.

5.7. São utilizados os seguintes instrumentos:

- o medidor de distorção harmônica.
- um voltímetro (427A Hewlett Packard).
- o gerador sob teste (3310A Function Generator HP).
- um osciloscópio (Tektronix T 932).

Procedimento utilizado:

- 1 - Seleciona-se a frequência no medidor de distorção harmônica.
- 2 - Ajusta-se o gerador na frequência do filtro rejeita-faixa para máxima rejeição.
- 3 - Calibra-se o medidor em 100%, ou seja, fundo de escala do voltímetro.
- 4 - Mede-se a distorção.

Nota: com o auxílio do osciloscópio, facilita-se a execução dos passos.

A Tabela 5.1 apresenta os valores encontrados:

f (Hz)	Distorção (%)	
	Ve = 1 V	Ve = 3 V
20	0,82	0,68
100	0,65	0,64
200	0,66	0,57
1000	0,66	0,84
2000	1,0	0,64
10000	1,0	0,52
20000	0,98	0,48

Tabela 5.1 – Valores obtidos da Medição da Distorção de um Gerador Senoidal.

### 5.5.2 - Medição da Distorção de um Amplificador de Áudio

A montagem utilizada para esta medição é apresentada na fig. 5.8, sendo utilizados os seguintes instrumentos:

- o medidor de distorção harmônica.
- um voltímetro (427A Hewlett Packard).
- um osciloscópio (Tektronix T 932).
- amplificador estereofônico (Apel AP 300).

Procedimentos:

- 1 - Seleciona-se a frequência desejada.
- 2 - Com a chave CH6 na posição OSC, escolhe-se o nível de tensão do oscilador.
- 3 - Ajusta-se a calibração, com a chave CH6 na posição CAL.
- 4 - Mede-se a distorção, com a chave CH6 na posição DIST, ajustando-se a menor distorção através do potenciômetro P 2.

A Tabela 5.2 apresenta os valores medidos:

f (Hz)	Distorção (%)				Filtros	
	P = 100 mW		P = 1 W		PB	PA
	V = 1 V	V = 0,3 V	V = 1 V	V = 0,3 V	80	400
20	0,25	0,3	0,2	0,35	S	N
100	0,25	0,3	0,18	0,26	S	N
200	0,22	0,28	0,14	0,25	S	N
1000	0,24	0,15	0,38	0,32	S	S
2000	0,38	0,26	0,55	0,33	S	S
10000	1,1	1,0	0,93	0,9	N	S

Tabela 5.2 – Valores obtidos da medição da distorção do amplificador, sendo P = potência de saída, V = tensão de entrada, S = filtro acionado e N = filtro não acionado.

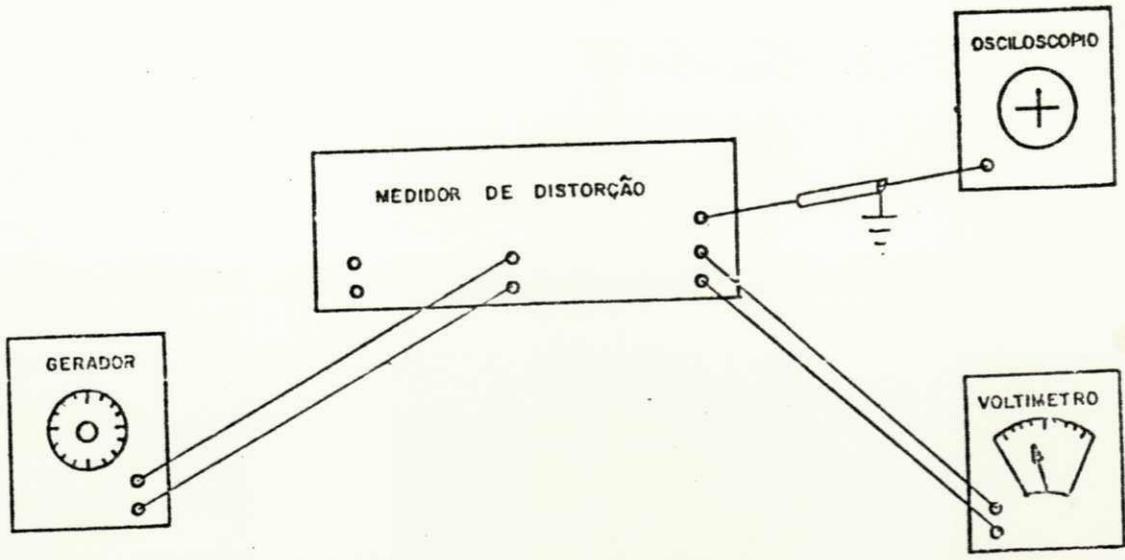


Fig. 5.7 - Montagem para medição da distorção do gerador.

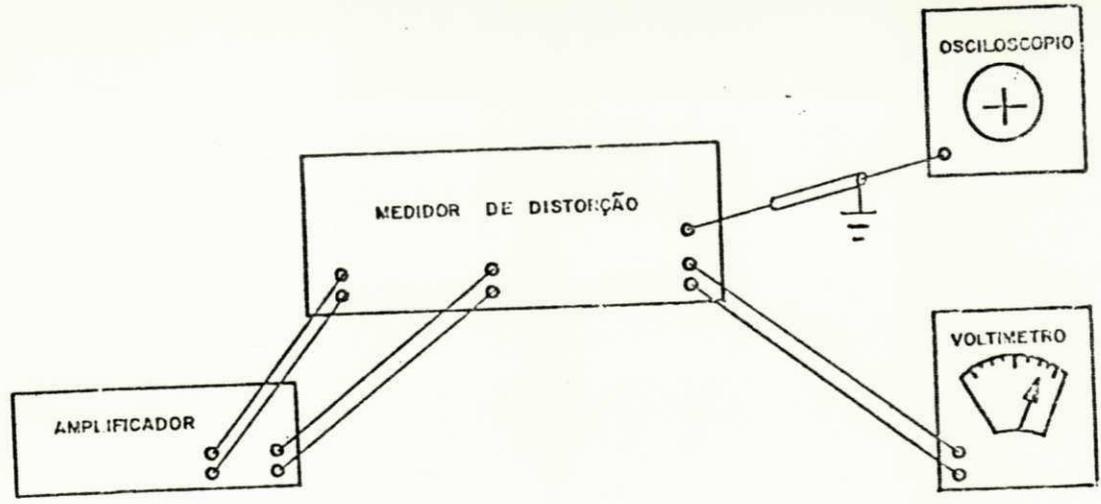


Fig. 5.8 - Montagem para medição da distorção do amplificador.

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÃO

O objetivo principal deste trabalho foi o desenvolvimento de um medidor de distorção harmônica na faixa de áudio, que apresentou um desempenho bastante satisfatório. Suas principais características são:

- possui oscilador já incorporado ao instrumento, cuja frequência de oscilação está em sintonia com o filtro rejeita-faixa, facilitando a medição.

- permite medição de distorção com precisão de 0,1% nas frequências de 20 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 2 kHz, 10 kHz e 20 kHz. Para a frequência de 1 kHz, onde mais comumente são apresentados os resultados de medições da distorção para aparelhos de áudio, a precisão é de 0,01%.

- apresenta ruído da ordem de 100  $\mu$ V.

- possui filtros que rejeitam ruído de alta frequência

cia e a interferência dos 60 Hz da rede, sendo acionados por chaves.

Devido a desvios da frequência do oscilador, ocasionados por variação de temperatura e outros fatores, há a necessidade de um ajuste fino da frequência do oscilador para se conseguir máxima rejeição do filtro rejeita-faixa. O desenvolvimento de um mecanismo que faça este ajuste automaticamente é sugerido para implementações futuras.

Filtros rejeita-faixa a ponte de Wien e LC são desenvolvidos e comparados, através da análise da sensibilidade da frequência e da sensibilidade do fator de qualidade com respeito aos elementos que as definem. Conclui-se que o filtro LC é mais estável, o que foi constatado através da verificação do funcionamento de ambos os filtros.

A implementação de um voltímetro de valor eficaz verdadeiro, que minimiza os erros efetuados na medição de formas de ondas complexas, é sugerida para uma montagem final deste instrumento.

## BIBLIOGRAFIA

1. J. R. Mac Donald, "On Making Accurate Measurements with a Harmonic Distortion Meter", IRE Trans. on Audio, pp. 160-161, November-December, 1957.
2. B. M. Oliver and J. M. Cage, Electronic Measurements and Instrumentation. McGraw-Hill Kogakusha, pp. 239-245, 1971.
3. W. G. Pinheiro, "FM Broadcast Tuner Performance Assessment", Ph.D. Thesis, University of Southampton, 1979.
4. Ref. 2, pp. 328-331.
5. H. P. von Ow, "Reducing Distortion in Controlled Attenuators Using FET", Proc. IEEE, vol. 56, pp. 1718-1719, October, 1968.
6. B. L. Stevens and R. P. Manning, "Improvements in the Theory and Design of RC Oscillators", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, No. 6, November, 1971.
7. A. I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis. New York: John Wiley & Sons, 1967.

8. L. T. Bruton, "Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-16, pp. 406-408, August, 1969.
9. A. Antoniou, "Realization of Gyration Using Operational Amplifiers, and Their Use in RC-Active Network Synthesis", Proc. IEE, vol. 116, pp. 1838-1850, November, 1969.
10. R. Thimm, "Realization of Active Bandpass Filters Using Nonideal Impedance Converters", IEEE Proc., ISCAS/76, pp. 73-77.
11. L. T. Bruton, "Low Frequency Compensation of FDNR Low Pass Filters", IEEE Proc., pp. 444-445, April, 1972.
12. S. A. Boctor, "A Novel Second-Order Canonical RC-Active Realization of High-Pass Filter", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-22, No. 5, May, 1975.
13. S. K. Mitra, Analysis and Synthesis of Linear Active Networks, John Wiley and Sons: New York, 1969, chapter 5.
14. S. C. Dutta Roy and V. Nagarajan, "On Inductor Simulation Using a Unity-Gain Amplifier", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-5, No. 3, June, 1970.
15. B. A. Bowles and T. U. Nelson, "Active Filter Design Using IC Gyration", Electronic Engineering, pp. 53-56, October, 1977.
16. A. Antoniou, "New Gyration Circuits Obtained by Using Nullors", Electronics Letters, vol. 4, No. 5, pp. 87-88, March, 1968.

17. A. Antoniou and K. S. Naidu, "A Compensation Technique for a Gyrator and its Use in the Design of a Channel-Bank Filter", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-22, No. 4, April, 1975.
18. \_\_\_\_\_, "Modeling of a Gyrator Circuit", IEEE Trans. Circuits Theory, vol. CT-20, No. 5, pp. 533-540, September, 1973.
19. G. Darilek and O. Tranbarger, "Try a Wien-Bridge Network...", Electronic Design, pp. 80-81, February, 1978.
20. D. F. Stout and M. Kaufman, Handbook of Operational Amplifier Circuit Design, New York: McGraw-Hill, 1976, chapter 10.
21. F. F. Kuo, Network Analysis and Synthesis, John Wiley & Sons: New York, 1966, pp. 368-372.
22. Ref. 20, chapter 11.

## APÊNDICE A

### CÁLCULO DO ATENUADOR

O atenuador mostrado na figura A.1, desde que tenha um número infinito de elementos ou possua resistores  $R_T$  nos extremos, permite a escolha do fator de escala e da impedância característica desejada.

A atenuação de  $X_2$  para  $X_1$  é dada por  $R_T/(a + R_T)$  e definindo  $K$  como o inverso da atenuação, tem-se:

$$\frac{1}{K} = \frac{R_T}{(a + R_T)} \quad (\text{A.1})$$

Considerando o menor elemento de apenas um estágio (fig. A.2) e aplicando-se a definição (A.1), calcula-se  $R_C$ , impedância característica vista dos extremos  $X_1$  ou  $X_2$ .

$$R_T = \frac{(1 + K)}{K} \times R_C \quad (\text{A.2})$$

De (A.1), tem-se:

$$a = (K - 1) R_T \quad (\text{A.3})$$

Substituindo (A.2) em (A.3), resulta:

$$a = \frac{(K^2 - 1)}{K} R_C \quad (\text{A.4})$$

Para cálculo de  $b$ , utiliza-se a fig. A.3

A impedância vista em  $X_2$  é definida por  $R_C$ :

$$R_C = b // \left( \frac{a + R_T}{2} \right)$$

$$b = \frac{(K + 1)}{(K - 1)} R_C \quad (\text{A.5})$$

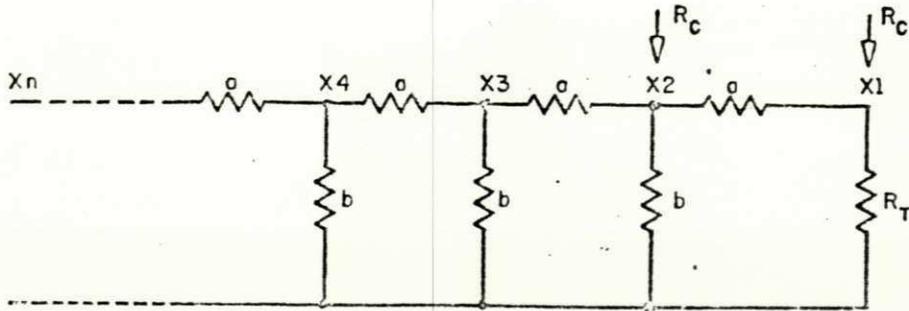


Fig. A1 - Configuração Geral da Malha de Atenuação.

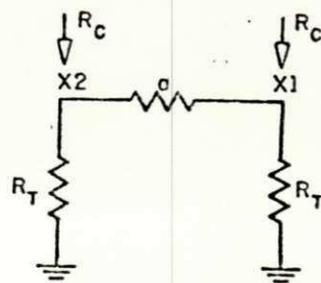


Fig. A2 - Um Estágio da Malha de Atenuação.

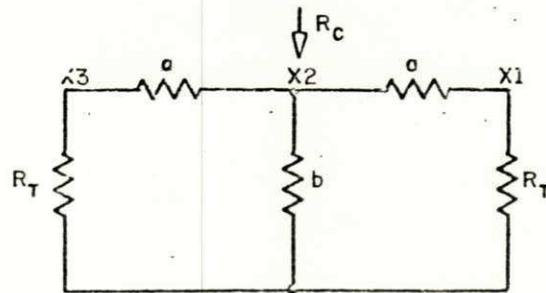


Fig. A.3 - Dois Estágios da Malha de Atenuação.