

ÁLVARO LUIZ STELLE

Engenheiro de Operação em Eletrônica

(Escola Técnica Federal do Paraná)

Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná

CREA-PR-Carteira Nº 11.643-D

1978

GERADOR DE VARREDURA

PARA FINS DIDÁTICOS

Orientador: Dr. Hélio Drago Romano

113/84

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas UNICAMP - como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

DEZEMBRO, 1984

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

Este exemplar corresponde à redação final da Dissertação de Mestrado defendida por ÁLVARO LUIZ STELLÉ e aprovada pela Comissão Julgadora em 18/12/84.



HÉLIO DRAGO ROMANO

Orientador

Aos meus pais

ARTHUR e ELZA

e aos meus irmãos

ARIEL e ITALO.

## AGRADECIMENTOS

Desejo aqui externar os meus sinceros agradecimentos

Ao Dr. Hélio Drago Romano, por sua imprescindível orientação e apoio,

Aos professores e demais colegas do Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, que prestaram alguma colaboração, e em particular,

Ao Professor Ivo Mezzadri, ex-Diretor Geral, que viabilizou meu afastamento para a realização do Curso de Pós-Graduação, a nível de Mestrado,

Ao Professor Ataíde Moacyr Ferrazza, ex-Vice-Diretor e Diretor Geral na atualidade, por toda forma de apoio prestada,

Ao Professor Aramis Demeterco, ex-Coordenador dos Cursos de Engenharia, pelo incentivo e apoio, e

Ao Professor Joarez Vrubel, ex-Coordenador do Curso Técnico de Eletrônica, por haver indicado minha pessoa para realizar o Curso,

Aos professores e colegas da Universidade Estadual de Campinas, pelas discussões amigáveis e serviços prestados, e em particular,

Ao Dr. Hélio Waldman, Diretor da Faculdade de Engenharia de Campinas, por haver possibilitado a utilização dos laboratórios da TELEBRÁS, instalados na UNICAMP,

Ao Dr. José Geraldo Chiquito, pela ajuda prestada na obtenção de fotos e gráficos que ilustram este trabalho,

Ao PICD-CAPES, pela concessão da bolsa de estudos,

À Sra. Olga Regina S. S. Morales, pela execução dos ser  
viços de datilografia,

A Carlos Roberto dos Santos, pela execução dos desenhos  
e

A todo aquele que, de alguma forma, colaborou para a rea  
lização desta obra.

## RESUMO

O presente trabalho visa demonstrar a viabilidade de fabricação de um gerador de varredura (em frequência) para fins didáticos, com componentes encontrados no mercado nacional.

Ao longo do trabalho são apresentados os princípios matemáticos que fundamentam a resposta de um sistema linear a um sinal senoidal, em regime permanente, a teoria de funcionamento dos principais blocos que compõem o gerador, os resultados obtidos com o protótipo montado, as perspectivas de aprimoramento e sofisticação do mesmo e as técnicas de utilização.

## ABSTRACT

The purpose of this work is to demonstrate the fabrication feasibility of a sweep generator for teaching purposes with components found in the domestic market.

Within this work, the mathematical grounds of the response of a linear system to a sinusoidal signal in steady-state are presented. The functional theory of the generator's main blocks, the results obtained with the assembled prototype, the perspectives of a better implementation and sophistication and its utilization techniques are also presented.

## ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO .....	1
1.1 - Objetivos do Trabalho .....	1
1.2 - Considerações Gerais .....	2
CAPÍTULO II - ANÁLISE DOS PRINCIPAIS CIRCUITOS .....	11
2.1 - Introdução .....	11
2.2 - Funções dos Blocos .....	11
2.3 - Oscilador Controlado a Tensão (VCO) .....	13
2.4 - Conversor Triangular-Senoidal .....	22
2.5 - Gerador de Rampa .....	37
2.6 - Gerador de Marcas .....	42
2.7 - Diagrama Esquemático .....	53
CAPÍTULO III - APLICAÇÃO PRÁTICA .....	58
3.1 - Introdução .....	58
3.2 - Sequência de Ilustrações .....	58
CAPÍTULO IV - CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS .....	73
APÊNDICE "A" - TÉCNICAS DE UTILIZAÇÃO .....	75
A.1 - Osciloscópio Comum .....	75
A.2 - Osciloscópio de Memória .....	77
A.3 - Plotador X-Y .....	77
APÊNDICE "B" - CÁLCULO DOS FILTROS PASSA-BAIXAS .....	79
APÊNDICE "C" - FONTE DE ALIMENTAÇÃO .....	82
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	83

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Um dos maiores problemas enfrentados por uma instituição de ensino profissionalizante na área da eletrônica, quer seja em nível técnico ou superior, é o instrumental de que dispõe para a realização de experiências em laboratório (Ahmed, et ali, 1983). Ao se necessitar de instrumentos sofisticados, tem-se recorrido às importações, o que os encarece demasiadamente. Devido ao elevado custo, as instituições de ensino deixam de adquirir tal instrumental, e quando o fazem, adquirem em número reduzido. Admitindo que tais instrumentos sofisticados sejam adquiridos por tais instituições, ocorre o problema da manutenção dos mesmos ser de elevado custo e, além disto, eles têm, geralmente, uma construção delicada, não servindo para uso em sala de aula. Sem tais instrumentos, torna-se necessária a utilização de métodos pouco didáticos na realização de determinadas experiências, levando o aluno a obter resultados não muito coerentes com os previstos teoricamente, além de se incorrer numa enorme perda de tempo para obtenção dos dados. Dentre tais experiências, merece especial consideração a de obtenção da curva de resposta em frequência de um sistema qualquer. O método normalmente empregado é o de se levantar uma tabela da tensão do sinal de saída em função de determinados valores de frequência, mantendo-se o nível da tensão do sinal senoidal de entrada constante. Este método é comumente denominado "método ponto a ponto" e é bastante demorado quando se necessita de maior precisão dos dados obtidos.

Para superar tais dificuldades, criou-se o gerador de varredura em frequência, que é um aparelho destinado a fornecer determinado sinal (normalmente senoidal) cuja frequência varia em função do tempo, devendo sua amplitude permanecer constante. Com este aparelho e um osciloscópio pode-se obter na tela do osciloscópio a curva de resposta em frequência de um sistema sob teste. A montagem básica de tais aparelhos está ilustrada na Fig. 1.1.

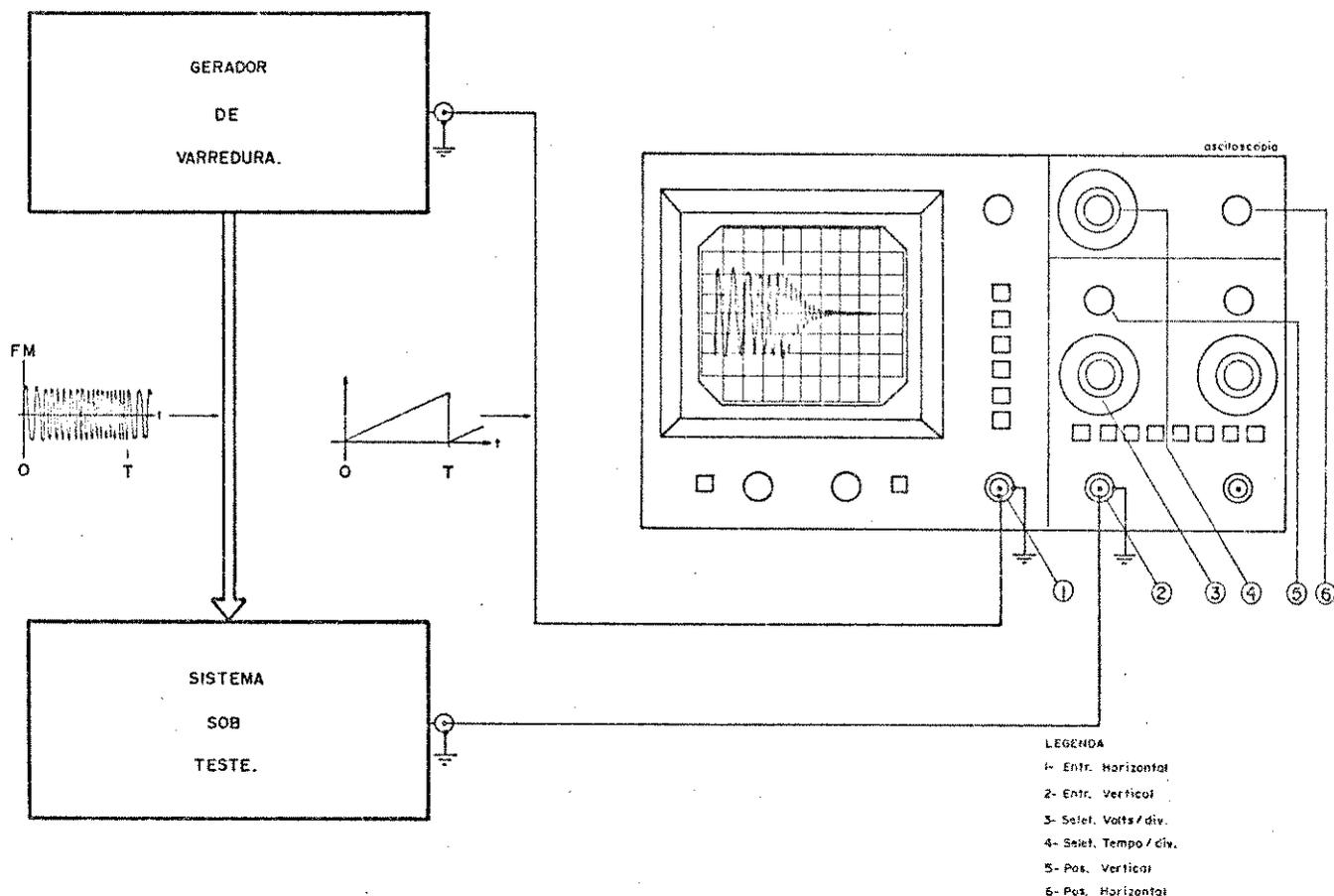


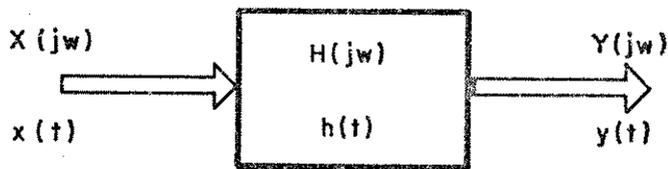
Figura 1.1 - Montagem básica para se obter curvas de res -  
posta em freqüência.

Como não existe no Brasil um modelo de gerador de varredura de fabricação nacional para a faixa de baixas freqüências, que é a mais utilizada para fins didáticos, e considerando as dificuldades já expostas anteriormente, decidiu-se fazer o projeto e o desenvolvimento de um gerador de varredura para fins didáticos, que são os objetivos deste trabalho.

## 1.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

Sabendo-se que a resposta no domínio da freqüência, e.g., a função de transferência  $H(j\omega)$ , de um sistema linear invariante no tempo, pode ser obtida aplicando-se, na sua entrada, uma função "delta de Dirac ( $\delta(t)$ )", cuja transformada de Fourier é unitária, e observando-se o espectro em sua saída, que é a própria função de transferência, como indicado na figura 1.2, poder-se-ia observar a resposta em freqüência de um sistema linear qualquer, inje

tando-se ruído branco, cujo espectro é amplo e plano, na sua entrada e observando-se, com um analisador de espectro, o espectro de saída, conforme ilustrado na figura 1.3. Observação: O analisador de espectro fornece a imagem correspondente ao módulo de  $H(j\omega)$ , que é o que mais interessa na maioria dos casos, sem informações referentes ao ângulo de fase  $\phi(j\omega)$ .



$$x(t) = \delta(t)$$

$$X(j\omega) = 1$$

$$Y(j\omega) = X(j\omega) H(j\omega)$$

$$Y(j\omega) = H(j\omega)$$

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| / \angle \phi(j\omega)$$

Figura 1.2 - Sistema linear invariante no tempo.

Ocorre porém, que o analisador de espectro e o gerador de ruído branco são aparelhos de elevado custo, não podendo uma instituição de ensino brasileira adquirí-los em grande quantidade.

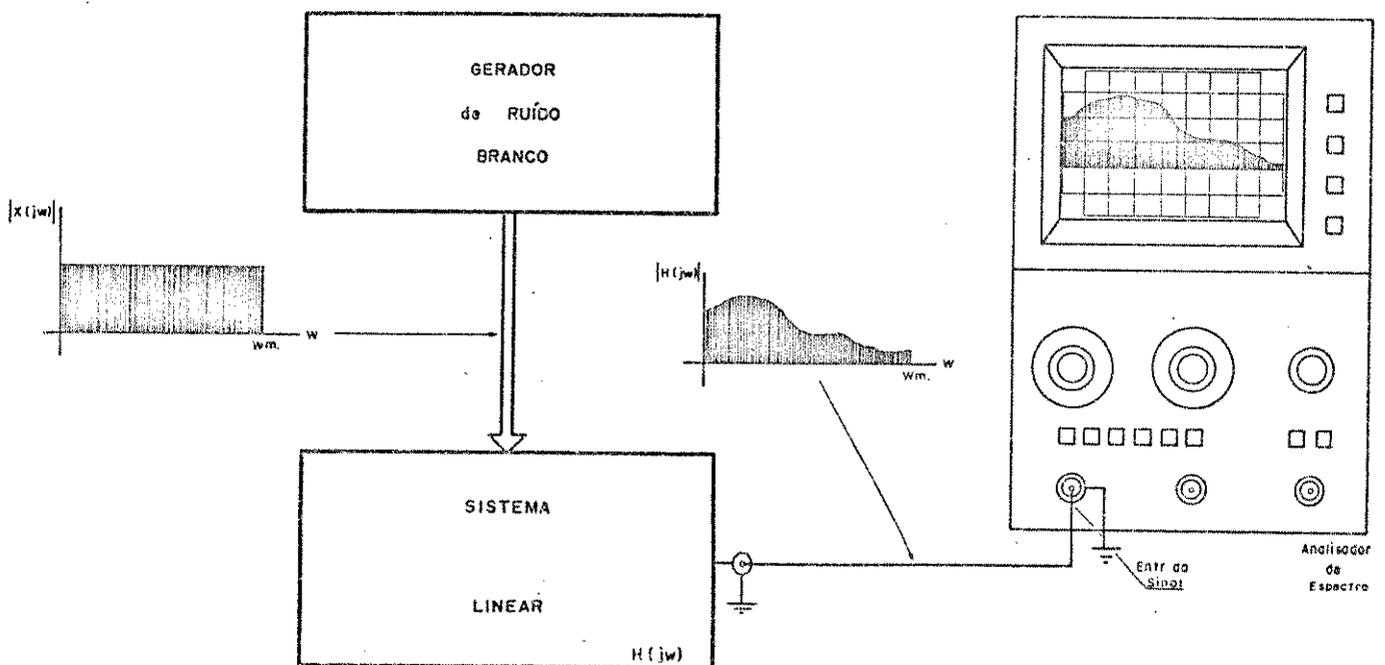


Figura 1.3 - Curva de resposta em frequência.

A forma mais fácil, mais barata e rápida que existe é a , já mencionada, de se empregar um gerador de varredura e um osciloscópio para obter a curva de resposta em frequência. Antes, porém, de mostrar os resultados obtidos com este método, é interessante verificar a resposta de um sistema linear a um sinal de corrente alternada, em regime estacionário. (Carlson, 1975).

Considerando-se, no sistema ilustrado na figura 1.2,

$$x(t) = A_x \cos(\omega_0 t + \theta_x) \quad -\infty < t < \infty \quad (1.1)$$

tem-se, se o sistema for linear e invariante no tempo,

$$y(t) = A_y \cos(\omega_0 t + \theta_y) \quad -\infty < t < \infty \quad (1.2)$$

Devido à maior facilidade de se trabalhar com sinais do tipo exponencial, faz-se agora

$$x(t) = e^{j\omega_0 t} \quad (1.3)$$

e, por definição, a função de transferência  $H(j\omega)$  será dada por:

$$H(j\omega) \triangleq \frac{y(t)}{x(t)} \quad \text{quando } x(t) = e^{j\omega_0 t} \quad (1.4)$$

Utilizando-se o princípio da superposição, verifica-se que se  $x(t)$  for uma combinação linear de funções exponenciais, como por exemplo

$$x(t) = A_1 e^{j\omega_1 t} + A_2 e^{j\omega_2 t} + \dots \quad (1.5)$$

então

$$y(t) = H(j\omega_1) \cdot A_1 \cdot e^{j\omega_1 t} + H(j\omega_2) \cdot A_2 \cdot e^{j\omega_2 t} + \dots \quad (1.6)$$

onde  $A_1$  e  $A_2$  são constantes,  $H(j\omega_1)$  representa  $H(j\omega)$  para  $\omega = \omega_1$ , etc.

Lembrando que

$$\cos \phi = \frac{1}{2} (e^{j\phi} + e^{-j\phi}) \quad (1.7)$$

pode-se reescrever a equação 1.1 da seguinte forma:

$$\dot{x}(t) = A_x \frac{1}{2} \left( e^{j(\omega_0 t + \theta_x)} + e^{-j(\omega_0 t + \theta_x)} \right)$$

ou

$$x(t) = \frac{A_x}{2} \cdot e^{j\theta_x} \cdot e^{j\omega_0 t} + \frac{A_x}{2} e^{-j\theta_x} e^{-j\omega_0 t} \quad (1.8)$$

e, considerando que esta função tem uma forma análoga à equação 1.5, uma substituição apropriada na equação 1.6 resulta em

$$y(t) = H(j\omega_0) \frac{A_x}{2} \cdot e^{j\theta_x} \cdot e^{j\omega_0 t} + H(-j\omega_0) \cdot \frac{A_x}{2} \cdot e^{-j\theta_x} \cdot e^{-j\omega_0 t} \quad (1.9)$$

Como já foi visto,

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j \arg [H(j\omega)]} \quad (1.10)$$

onde  $|H(j\omega)|$  é o módulo e " $\arg [H(j\omega)]$ " é o ângulo de fase. Mesmo que  $H(j\omega)$  seja uma função complexa,  $y(t)$  deve ser uma função real no tempo uma vez que  $x(t)$  é real. Isto só se verificará se

$$H(-j\omega) = H^*(j\omega)$$

ou

$$H(-j\omega) = |H(j\omega)| e^{-j \arg [H(j\omega)]} \quad (1.11)$$

onde  $H^*(j\omega)$  é o complexo conjugado de  $H(j\omega)$ . Substituindo-se (1.10) e (1.11) em (1.9) e fazendo-se as devidas simplificações, obtém-se como resultado

$$y(t) = |H(j\omega_0)| \frac{A_x}{2} \left[ e^{j(\omega_0 t + \theta_x + \arg [H(j\omega_0)])} + e^{-j(\omega_0 t + \theta_x + \arg [H(j\omega_0)])} \right]$$

ou

$$y(t) = |H(j\omega_0)| \cdot A_x \cdot \cos \left( \omega_0 t + \theta_x + \arg [H(j\omega_0)] \right) \quad (1.12)$$

onde se identifica, em comparação com a equação 1.2,

$$A_y = |H(j\omega_0)| \cdot A_x$$

e

$$\theta_y = \theta_x + \arg [H(j\omega_0)] \quad (1.13)$$

É aqui de especial interesse a comprovação de que a amplitude do sinal de saída do sistema, que é uma função do tempo, é proporcional tanto à amplitude do sinal de entrada quanto ao módulo da função de transferência para o valor da frequência do sinal de entrada. Assim, se  $A_x$  for mantida constante e  $\omega_0$  assumir vários valores ao longo do tempo, permanecendo com um mesmo valor durante certo intervalo, dentro do qual o sistema possa responder adequadamente, como se estivesse em regime estacionário.  $A_y$  irá variar de forma proporcional à função de resposta em frequência. Por exemplo, no caso de um filtro passa-baixa, se  $A_x$  for unitária e  $\omega_0$  assumir "m+1" valores diferentes, de modo que seja coberta toda a faixa de frequências de interesse referente a  $H(j\omega)$ ; obtêm-se

$$A_{y_n} = |H(j\omega_n)| \quad \text{onde } n=0, 1, 2, \dots, m \quad (1.14)$$

Uma ilustração gráfica da equação 1.14 teria a forma mostrada na figura 1.4. Este exemplo caracteriza o já mencionado "método ponto-a-ponto", com o qual se obtém uma amostragem da função de resposta em frequência.

No caso do emprego do gerador de varredura, o que ocorre é uma mudança contínua e automática da frequência do sinal de entrada, desde um valor mínimo até um valor máximo, dentro de determinado período. Como  $A_x$  é mantido constante,  $A_y$  variará em função do  $|H(j\omega)|$ , à medida que  $\omega$  for variando. Terminado o período de varredura, o processo volta a se repetir. Em outras palavras, dentro deste período, os picos relativos ao sinal de entrada serão modulados em amplitude pela função de resposta em frequência do sistema. Como a frequência varia em função do tempo, o eixo do tempo passa a ser um eixo equivalente de frequência. Este processo está ilustrado na figura 1.5 (Johnson ,

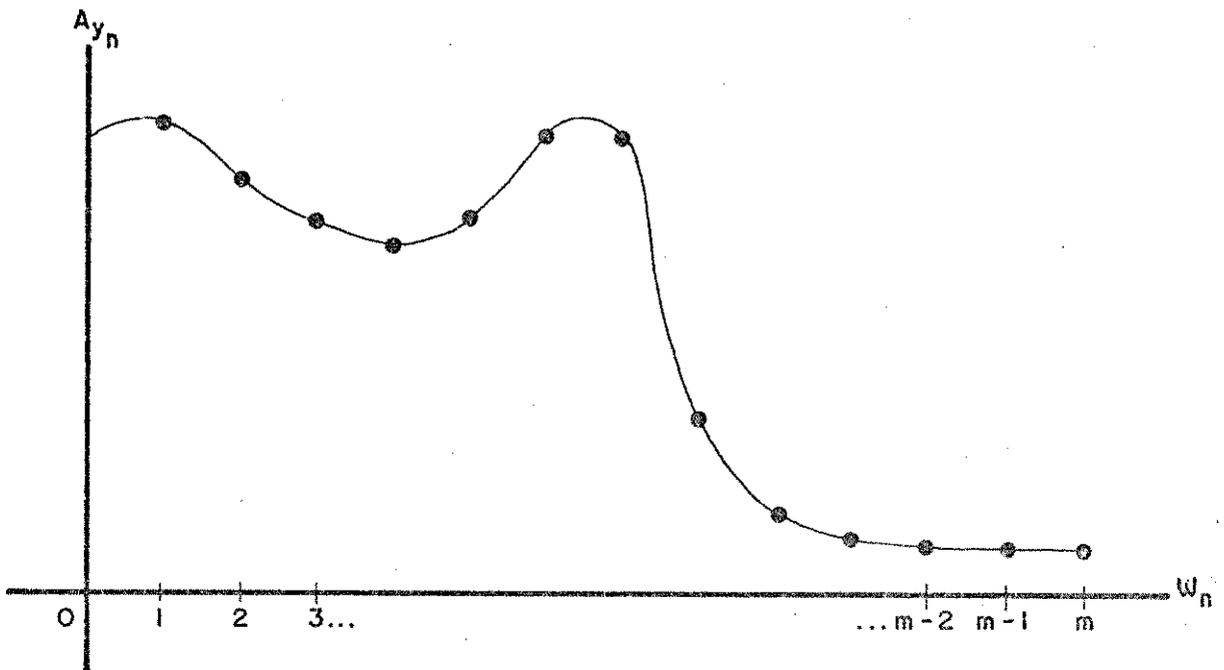
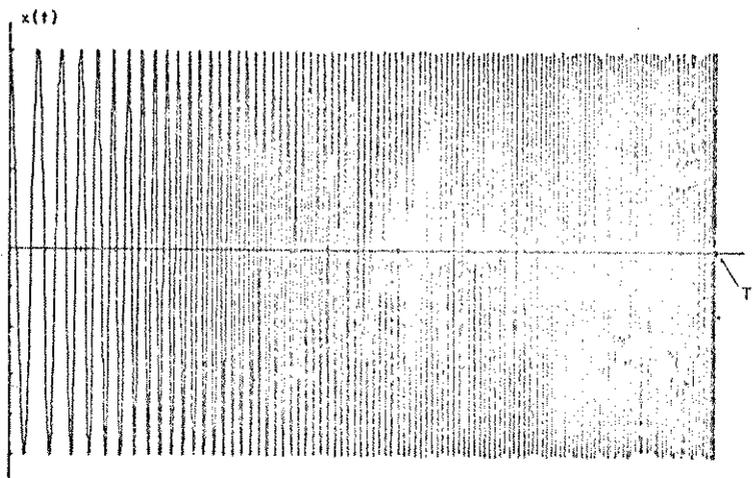
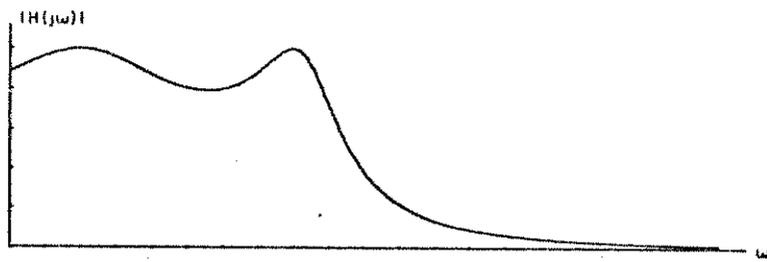


Figura 1.4 - Amostragem da função de resposta em frequência de um filtro passa-baixa.

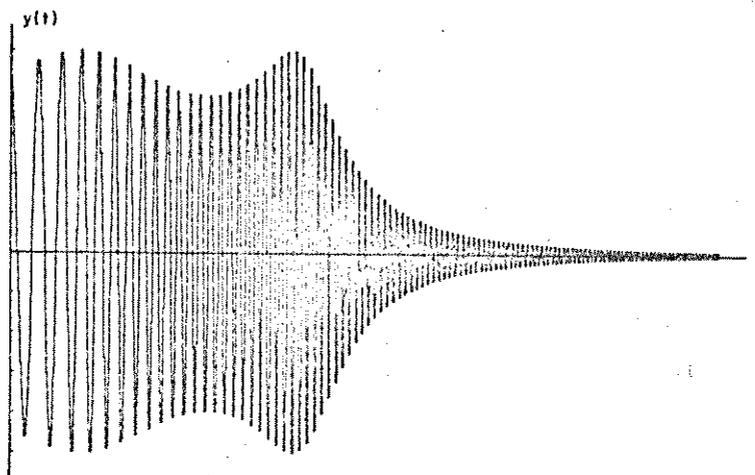
Hilburn, 1975) para o caso de um filtro passa-baixa. Como o sistema que está sob teste responde tanto aos picos positivos como negativos, a curva de resposta obtida será simétrica ao eixo horizontal.



(a)



(b)



(c)

Figura 1.5 - (a) - Sinal FM, (b) Curva de resposta real do sistema sob teste, (c) Curva de resposta obtida com o gerador de varredura.

Nota-se que a parte superior ao eixo tem uma envoltória que corresponde ao módulo da resposta em frequência do sistema, que é o que interessa, podendo a parte inferior ser ignorada. Pode-se retificar o sinal, porém, deixa-se isto a critério do usuário, se o mesmo o desejar, para não sofisticar demais o aparelho e assim elevar o seu custo ( ver apêndice A).

Este método também não permite observar variações do ângulo de fase  $\phi(j\omega)$ , que é uma função utilizada somente em medições de alta precisão, o que não é o caso das salas de aulas.

A diferença principal entre os métodos da utilização do gerador de ruído branco e do gerador de varredura é que, no pri

meiro, a curva que representa o  $|H(j\omega)|$  aparece por completo na tela do analisador de espectro em um determinado instante, pois o ruído branco apresenta todas as componentes espectrais simultaneamente, enquanto que no segundo método, a curva é composta por partes, ao longo do período de varredura, a medida que a frequência do sinal FM vai variando. No segundo método, também pode ser utilizado como instrumento fornecedor da imagem da curva, o analisador de espectro.

Os geradores de funções, em sua maioria, podem ser utilizados como geradores de varredura para a obtenção de tais curvas em osciloscópios, desde que se aplique a eles um sinal externo de varredura, porém fica faltando um gerador de marcas, com cujo auxílio se pode identificar pontos das curvas referentes às frequências de interesse, tais como frequência de corte, frequência de ressonância, frequência mínima, frequência máxima, etc.

O gerador de varredura do qual está se tratando, já tem incorporado um gerador de rampa, responsável pela varredura, um apagador de retrazos e um gerador de marcas. Seu diagrama em blocos simplificado está ilustrado na figura 1.6.

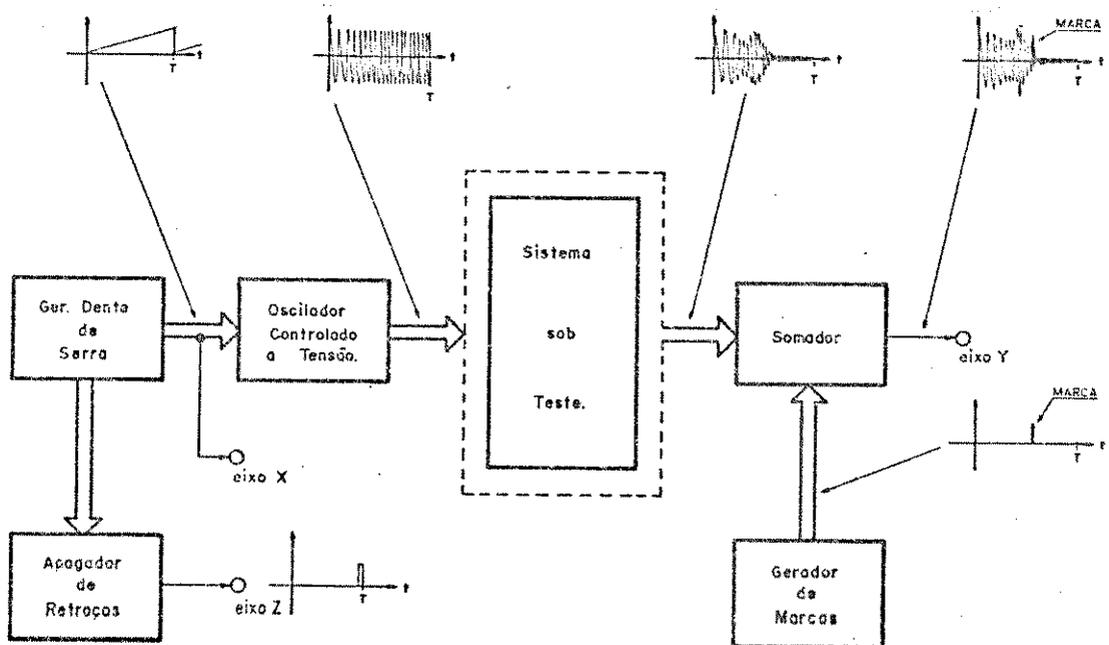


Figura 1.6 - Diagrama em blocos simplificado do gerador de varredura.

## CAPÍTULO II

### ANÁLISE DOS PRINCIPAIS CIRCUITOS

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, além da apresentação do diagrama em blocos geral do gerador de varredura em estudo, é feita uma análise mais aprofundada dos circuitos essenciais que o compõem, que são:

1) oscilador controlado a tensão (VCO), 2) conversor triangular-senoidal, 3) gerador de rampa e 4) gerador de marcas, principalmente no tocante ao sistema comparador de frequências. Os circuitos que compõem os demais blocos são ou derivados dos acima citados ou comuns, merecendo apenas alguma menção ao longo do texto. Seguem a ilustração do diagrama em blocos, na Fig. 2.1, e a descrição das funções dos blocos.

#### 2.2 - FUNÇÕES DOS BLOCOS

FONTES CC (1 e 2) - fornecem níveis de tensão, em função dos quais se obtém a variação manual de frequência dos osciladores controlados a tensão principal e secundário, respectivamente.

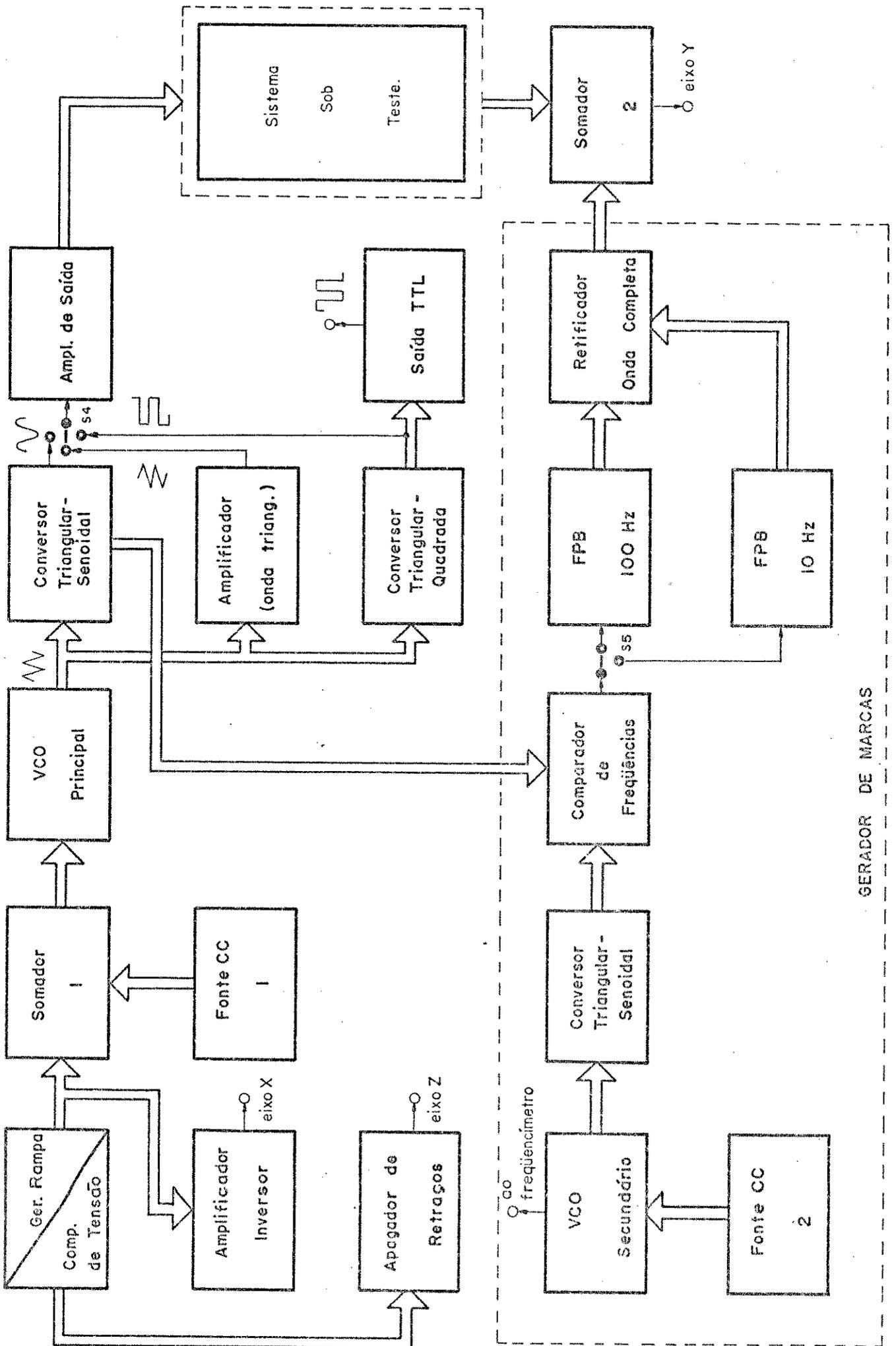
GERADOR DE RAMPA - Fornece a forma de onda em rampa, que é responsável pela variação automática de frequência do oscilador controlado a tensão principal. Será também responsável, após passar pelo amplificador inversor, pelo deslocamento horizontal (eixo "x") do feixe do osciloscópio ou da caneta do impressor X-Y.

SOMADOR 1 - soma o nível CC com o nível da rampa.

AMPLIFICADOR INVERSOR - inverte a forma de onda da rampa que será aplicada na entrada "X" do osciloscópio ou do impressor X-Y.

APAGADOR DE RETRAÇOS - apaga os retraços no osciloscópio.

OSCILADOR CONTROLADO A TENSÃO (VCO) PRINCIPAL - oscilador cuja frequência varia em função do nível de tensão na entrada. A forma de onda do sinal de saída é triangular.



GERADOR DE MARCAS

Figura 2.1 - Diagrama em blocos do gerador de marcação

CONVERSOR TRIANGULAR-SENOIDAL (CTS) PRINCIPAL - converte a forma de onda triangular para senoidal.

AMPLIFICADOR DA ONDA TRIANGULAR - eleva o nível de tensão da onda triangular.

CONVERSOR TRIANGULAR-QUADRADA (CTQ) - converte a forma de onda triangular para quadrada.

SAÍDA TTL - converte a forma de onda quadrada para níveis compatíveis com a lógica TTL.

AMPLIFICADOR DE SAÍDA - amplifica o sinal de saída em termos de potência.

GERADOR DE MARCAS - fornece um sinal de marca que identifica pontos da curva de resposta em frequência, os quais correspondem a frequências pré-determinadas.

OSCILADOR CONTROLADO A TENSÃO (VCO) SECUNDÁRIO - oscilador cuja frequência varia em função do nível de tensão contínua na entrada, que é controlada manualmente. A forma de onda do sinal de saída é triangular.

CONVERSOR TRIANGULAR-SENOIDAL (CTS) SECUNDÁRIO - converte a forma de onda triangular, proveniente do VCO secundário, para senoidal.

COMPARADOR DE FREQUÊNCIAS - compara as frequências do sinal FM fornecido pelo VCO principal com a frequência pré-fixada do sinal fornecido pelo VCO secundário. Se houver algum batimento, fornece um sinal com variações de amplitude, do qual provém a marca.

FILTROS PASSA-BAIXAS - FPB (10 Hz e 100 Hz) - filtram os sinais de baixas frequências, que são os sinais responsáveis pelo aparecimento das marcas. Em outras palavras, detetam a envoltória do sinal proveniente do comparador de frequências.

RETIFICADOR DE ONDA COMPLETA - retifica os sinais das marcas obtidos nas saídas dos filtros passa-baixas.

SOMADOR "2" - soma o sinal da marca com o sinal que representa a curva de resposta em frequência do sistema sob teste.

### 2.3 - OSCILADOR CONTROLADO A TENSÃO (VCO)

O principal elemento de um gerador de varredura em frequência é o oscilador controlado a tensão (VCO), que é um tipo especial de oscilador, no qual a frequência do sinal de saída depende do nível de tensão aplicado em sua entrada.

Como os osciladores são constituídos normalmente de um elemento ativo em conjunto com elementos passivos, a maneira mais simples de se variar a frequência é variando-se o valor de um dos elementos passivos (R, L ou C). Em se tratando de um VCO, é necessário que o elemento passivo de controle tenha seu valor alterado em função da tensão aplicada sobre o mesmo. Na atualidade, são comumente empregados como elementos passivos controlados por tensão o "varicap", que é um diodo, cuja capacitância de junção varia em função da tensão de inversa aplicada e a resistência de canal do transistor de efeito de campo de junção, que varia em função da tensão de porta, isto quando a tensão entre dreno e fonte for bem baixa.

Qualquer oscilador, cujo sinal de saída tem a forma senoidal, tem sua frequência, normalmente, determinada por uma fórmula do tipo

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

ou

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.1.)$$

Existem três dificuldades básicas ao se trabalhar com este tipo de fórmula, quando se trata de um gerador de varredura, que são: 1) o elemento de controle deve permitir uma variação de frequência de, ao menos, 10 vezes para uma mesma faixa, o que não ocorre, pois o valor do elemento de controle varia somente até a ordem de 20 vezes no caso dos "varicaps"; 2) é difícil obter-se uma variação linear da frequência em função da ten

são de controle e 3) o oscilador que tem bom desempenho na faixa de baixas frequências, dificilmente o tem na faixa de altas frequências e vice-versa. A maior vantagem, porém, fica sendo o fato do mesmo fornecer um sinal de saída já na forma senoidal e com baixíssima distorção harmônica.

Outro tipo de VCO é o que tem sua frequência alterada em função dos tempos de carga e descarga de um capacitor, que dependem, a princípio, da intensidade de corrente aplicada sobre o capacitor. A intensidade de corrente, por sua vez, é controlada por meio de tensão. Como a intensidade de corrente pode ser variada até a ordem de 1000 vezes (ou mais), os tempos de carga e descarga e, conseqüentemente, a frequência atingirão tal ordem de variação. Além disto, tal variação ocorrerá linearmente e, dependendo da sofisticação das fontes controladas de corrente, pode-se obter sinais com frequência variando desde décimos de hertz até alguns megahertz (Dobkin, 1975). Assim, estão superadas as dificuldades vistas para o outro tipo de oscilador. A maior vantagem deste tipo de oscilador é ter o sinal de saída com a forma triangular. Para se obter a forma senoidal, faz-se uso de um conversor triangular-senoidal, que quando tem bom desempenho, fornece o sinal senoidal com distorção harmônica da ordem de 0,5%. Este é o método de que se faz uso nos atuais geradores de funções.

Com base nas razões expostas, optou-se pelo último tipo de VCO citado. Segue uma rápida análise do mesmo, cujo diagrama em blocos básico está ilustrado na figura 2.2.

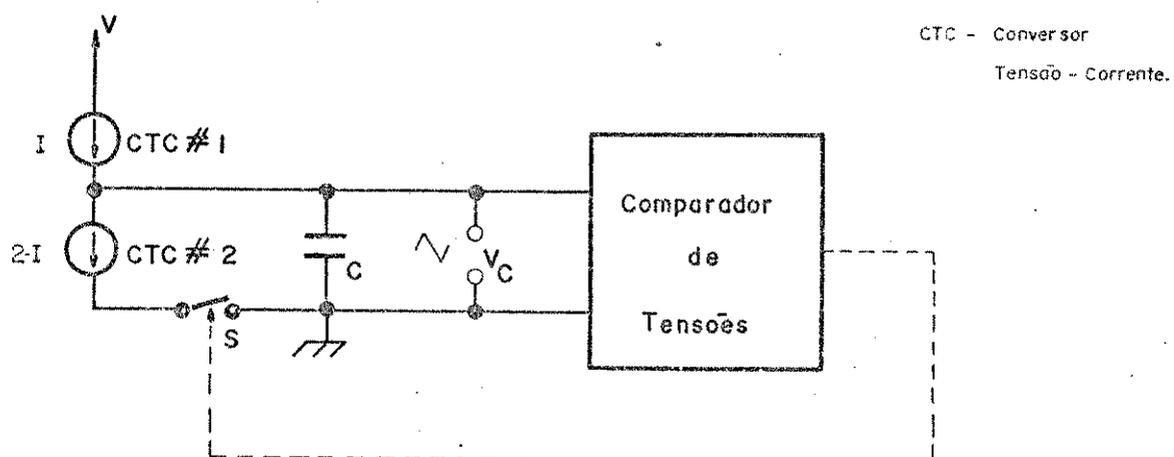


Figura 2.2 - Diagrama em blocos básico de um VCO.

Considerando que, ao ser acionado o circuito, a chave "S" esteja desligada, que a corrente  $I$  permaneça constante e que a tensão sobre o capacitor seja nula, obtêm-se:

$$\begin{aligned} V_c(t) &= \frac{1}{C} \int_t i(t) dt \\ V_c(t) &= \frac{1}{C} \int_t I dt \\ V_c(t) &= \frac{I}{C} \cdot t + \mathbb{C} \end{aligned} \quad (2.2)$$

onde  $\mathbb{C}=0$ .

Quando a tensão sobre o capacitor atinge um determinado nível  $V_1$ , num tempo  $t_1$ , o comparador aciona a chave "S". A partir desse instante,  $i(t)$  assume o valor  $I-2I=-I$ . Portanto, a tensão sobre o capacitor começa a diminuir, ficando

$$V_c(t) = V_1 - \frac{I}{C} (t-t_1) \quad (2.3)$$

Ao atingir o nível de tensão  $V_2$ , no instante  $t_2$ , a tensão sobre o capacitor faz com que o comparador desacione a chave "S", voltando  $i(t)$  a assumir o valor inicial  $I$ . A partir desse instante, o processo volta a se repetir e a tensão sobre o capacitor passa a ser representada por:

$$V_c(t) = V_2 + \frac{I}{C} (t-t_2) \quad (2.4)$$

onde  $V_2 = -V_1$ .

Desta forma, obtêm-se a forma de onda triangular, que está ilustrada na figura 2.3 e cujo período é inversamente proporcional ao valor da corrente  $I$ .

Na prática, tal tipo de circuito pode ser obtido utilizando-se componentes discretos, amplificadores operacionais, que é o caso do gerador de rampa e que será explicado posteriormente, amplificadores operacionais de transcondutância e circuitos integrados específicos para esta finalidade. De tais circuitos integrados, podem ser citados os seguintes: 1) SE-566, 2) XR-205, 3) ICL-8038, 4) XR-2206 e 5) XR-2207 (Grebene, 1974).

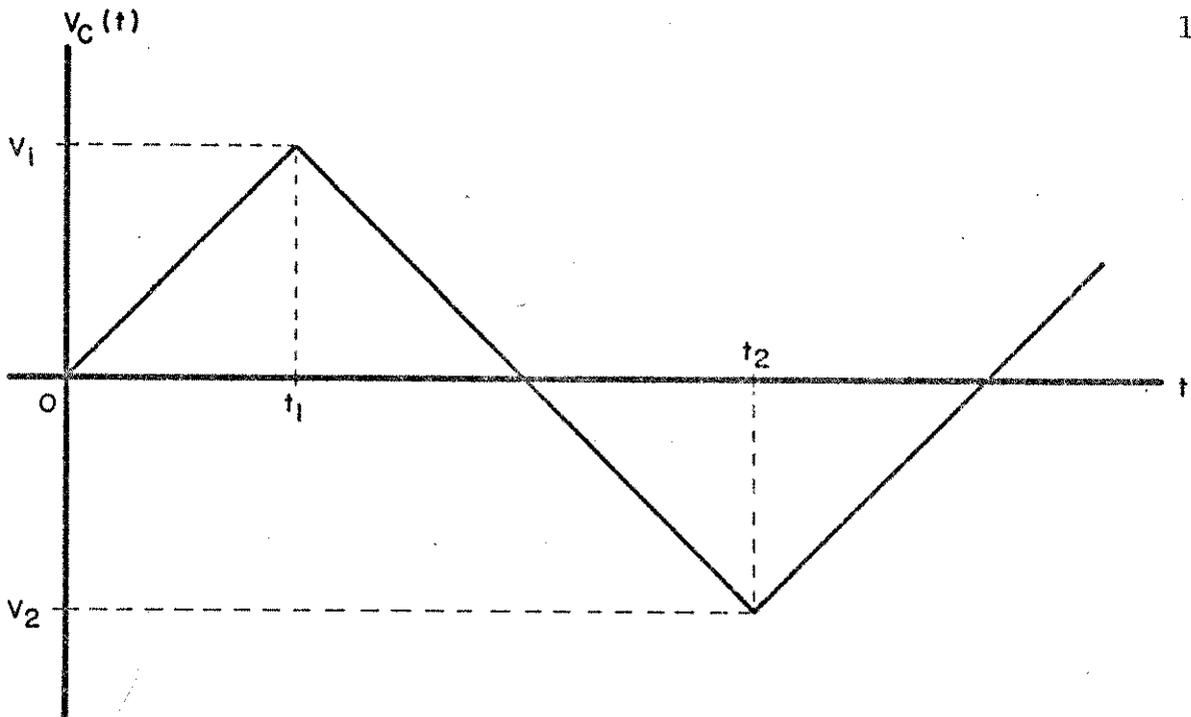


Figura 2.3 - Forma de onda gerada pelo VCO.

Considerando-se as características apresentadas pelo circuito integrado ICL-8038 fabricado pela INTERSIL, (Intersil, 1980) e que este pode ser encontrado com certa facilidade no mercado brasileiro por um custo relativamente baixo, decidiu-se adotá-lo como VCO. Seguem seu diagrama em blocos, ilustrado na figura 2.4, as características relativas às formas de ondas triangular e senoidal, ilustradas na figura 2.5, o circuito básico sugerido pelo fabricante, ilustrado na figura 2.6, e a descrição de seu funcionamento.

Um capacitor externo "C" é carregado e descarregado por fontes de correntes distintas (I e 2I). A fonte de corrente "2" (2I) é ligada e desligada por um flip-flop, enquanto que a fonte de corrente "1" (I) está continuamente ligada. Supondo-se que o flip-flop esteja num estado tal que desligue a fonte "2", o capacitor carrega-se linearmente através da fonte "1", aumentando a tensão sobre o mesmo. Quando esta tensão atinge o nível do comparador "1" ( $2/3$  da tensão de alimentação), o flip-flop muda de estado, acionando a fonte de corrente "2". Como esta fonte funciona com uma corrente de valor 2I, o capacitor descarrega-se com uma corrente I, sendo que sua tensão diminui linearmente no tempo. Quando a tensão sobre o capacitor atinge o nível do comparador "2" ( $1/3$  da tensão de alimentação), o flip-flop volta ao seu estado original, desligando a fonte "2" e reiniciando o ciclo. Como tanto a corrente de carga quanto a de descarga tem valor I, obtém-se sobre o capacitor uma forma de onda triangular e na



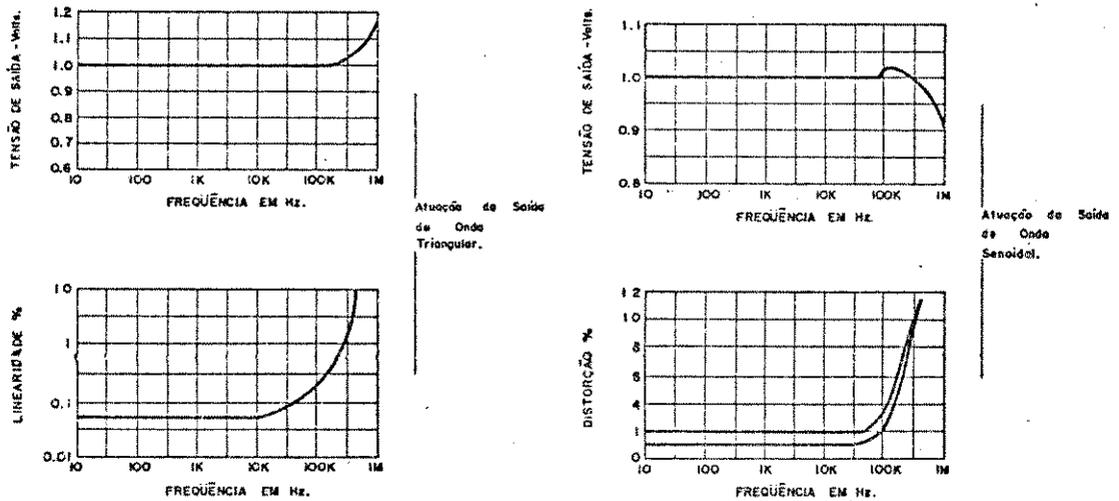


Figura 2.5 - Características das saídas das ondas triangular e senoidal.

circuito conversor a atuar além dos seus limites. Além disto, outro fator que colabora para o aumento da distorção é a falta de linearidade que passa a ocorrer com a onda triangular após atingir 100 kHz.

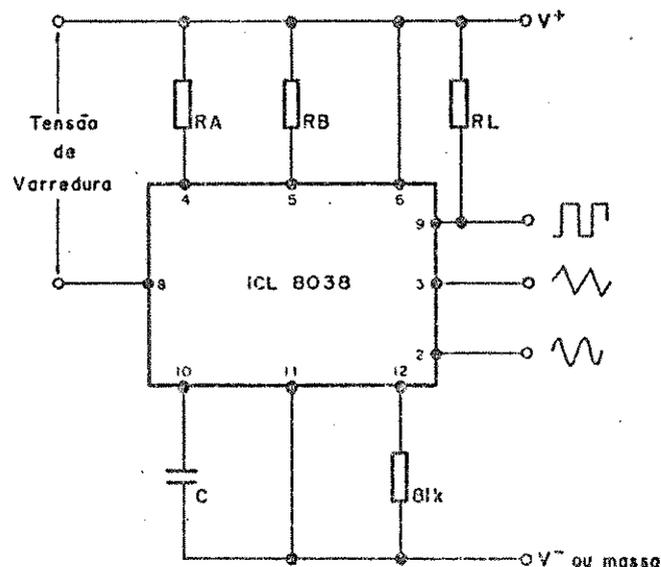


Figura 2.6 - Circuito sugerido pelo fabricante.

No que diz respeito ao sinal FM senoidal fornecido pelo gerador de varredura, existem duas equações principais que caracterizam o mesmo, que são: 1) equação da frequência do sinal senoidal em função da tensão de entrada e 2) equação do sinal FM senoidal em função do tempo.

Quanto a primeira equação citada, o fabricante do circuito integrado não fornece qualquer informação a respeito e por esta razão, teve-se de obtê-la a partir de verificações práticas. O procedimento utilizado foi o de se levantarem tabelas em que figurassem as grandezas "tensão aplicada ao VCO" e "frequência do sinal" e, em seguida, obter-se a equação da reta que representasse da melhor forma possível a função, uma vez que a mesma é linear. Para se obter tal equação, fez-se uso do já conhecido processo de aproximação da equação de uma reta pelo método dos mínimos quadrados, representado por (2.5).

$$(x_1, y_1); (x_2, y_2); \dots; (x_n, y_n)$$

$$y = a_0 + a_1 \cdot x$$

$$a_0 = \frac{(\Sigma y) (\Sigma x^2) - (\Sigma x) (\Sigma xy)}{n(\Sigma x^2) - (\Sigma x)^2} \quad (2.5)$$

$$a_1 = \frac{n(\Sigma xy) - (\Sigma x) (\Sigma y)}{n(\Sigma x^2) - (\Sigma x)^2}$$

Considerando-se que o aparelho terá apenas um indicador de frequências genérico, acompanhado das devidas escalas multiplicadoras, obteve-se apenas uma equação genérica onde os coeficientes da reta fornecem os números da escala do indicador para a menor das faixas e a potência de dez equivale ao multiplicador de escala. Esta função está representada por

$$f = (-12,28 V_c + 94,70) 10^n \quad \text{Hz} \quad (2.6)$$

sendo

$$3,50 < V_c < 7,35 \text{ V}$$

$$n = 0, 1, 2, 3 \text{ e } 4$$

onde: "f" é a frequência do sinal senoidal, " $V_c$ " é a tensão de controle do VCO e "n" varia de 0 (zero) a 4 (quatro), conforme for a escala utilizada. Com esta equação, os erros médios entre os valores teóricos e os valores práticos ficaram abaixo de 5%, como ilustrado na figura 2.7.

Tais erros equivalem aos erros de indicador (dial) e estão plenamente dentro da faixa de erros dos aparelhos industrializados.

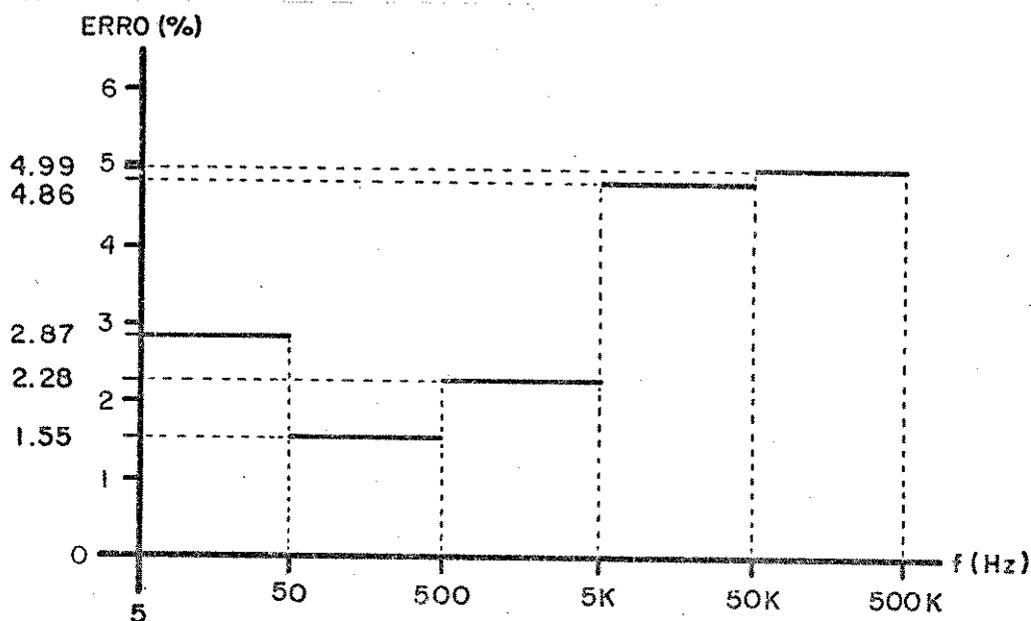


Figura 2.7 - Erro do indicador.

A equação do sinal FM senoidal (saída do CTS principal) pode ser determinada da seguinte forma: dado que a frequência do sinal deve variar linearmente, como ilustrado na figura 2.8, desde um valor " $f_1$ " para  $t=0$  até um valor " $f_2$ " para  $t=T$ , sendo "T" o período de varredura, pode-se dizer que a frequência instantânea é dada por 2.7.

$$f_i(t) = \frac{f_2 - f_1}{T} t + f_1 \quad (2.7)$$

Para que a equação final assuma a forma

$$e(t) = A \cdot \cos [\theta(t)]$$

ou

$$e(t) = A \cdot \sin [\theta(t)] \quad (2.8)$$

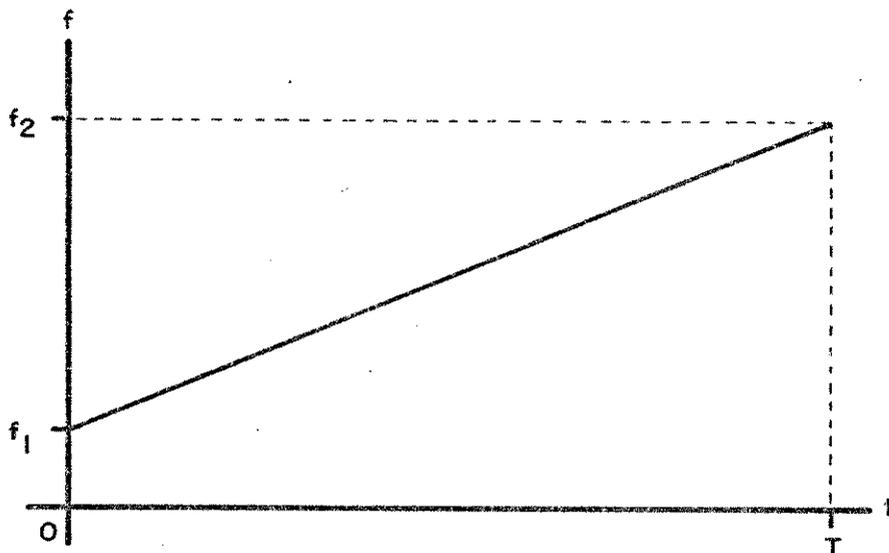


Figura 2.8 - Variação da frequência em função do tempo.

deve-se observar que

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d[\theta(t)]}{dt} \quad (2.9)$$

o que conduz à equação (2.10), que tem a forma diferencial. Aplicando-se (2.7) em (2.10) e integrando-a, obtêm-se (2.11),

$$d[\theta(t)] = 2\pi f_i(t) dt \quad (2.10)$$

$$\theta(t) = 2\pi \int_t \left[ f_1 + \frac{f_2 - f_1}{T} t \right] dt$$

$$\theta(t) = 2\pi \left[ f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right] + C \quad (2.11)$$

onde  $C = 0$ .

Finalmente, aplicando-se (2.11) em (2.8), obtêm-se a equação do sinal FM, dada por

$$e(t) = A \cos 2\pi \left( f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right)$$

ou (2.12)

$$e(t) = A \sin 2\pi \left( f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right)$$

Tomando-se a equação da co-senóide, o sinal FM assume a

forma ilustrada na figura 2.9.

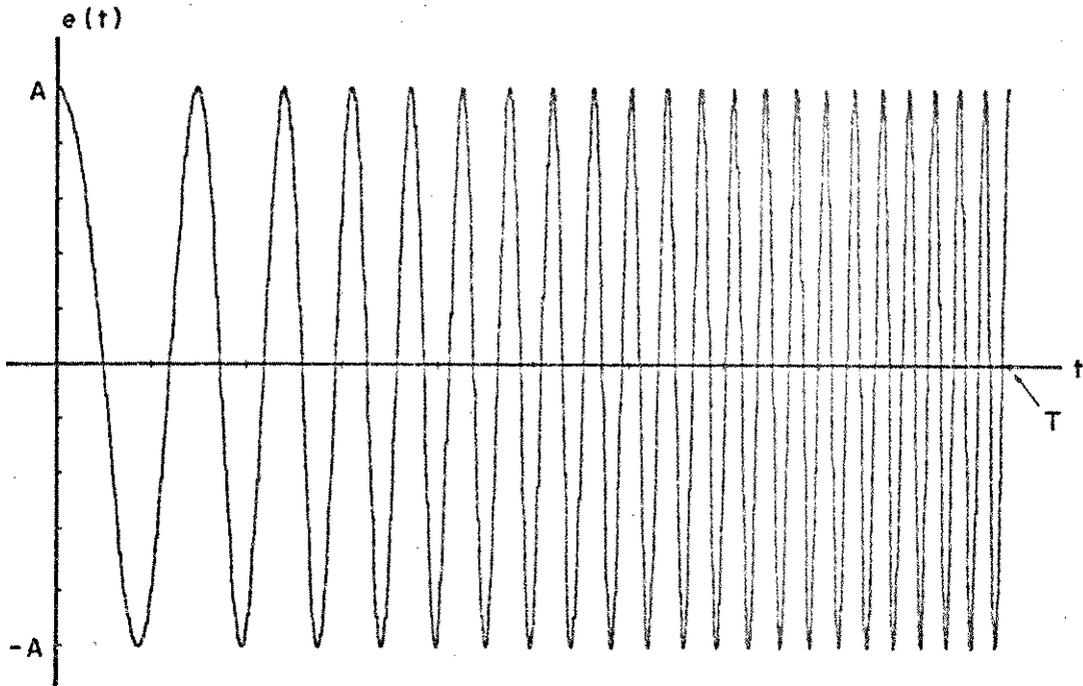


Figura 2.9 - Sinal FM co-senoidal.

#### 2.4 - CONVERSOR TRIANGULAR SENOIDAL

Como o próprio nome revela, o conversor triangular-senoidal destina-se a converter uma forma de onda triangular em outra forma de onda senoidal. Tal conversor pode ser representado por uma função do tipo da equação (2.13) ou da equação (2.14), dependendo da notação da função "seno" ser em radianos ou graus, respectivamente.

$$H(v) = \frac{V_s(t)}{V_e(t)} = K \operatorname{sen} \left( \frac{\pi V_e(t)}{2 V_{e \max}(t)} \right) \quad (2.13)$$

$$H(v) = K \operatorname{sen} \left( \frac{90^\circ V_e(t)}{V_{e \max}(t)} \right) \quad (2.14)$$

onde: "K" é uma constante

$$e \quad |V_e(t)| \leq V_{e \max}(t).$$

Deve-se observar que se a tensão de entrada  $V_e(t)$  varia de forma linear ao longo do tempo, a tensão de saída  $V_s(t)$  varia de forma senoidal. Assim, a representação gráfica de  $H(v)$  tem a forma ilustrada na figura 2.10.

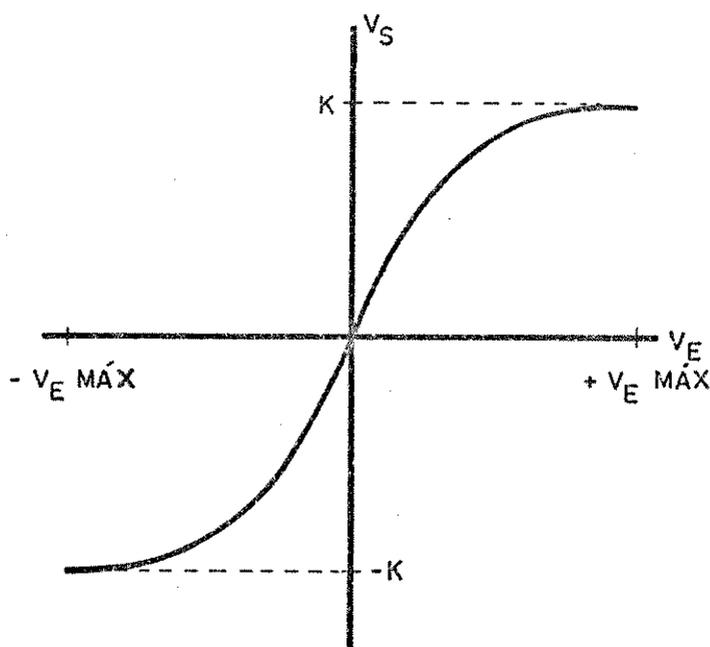


Figura 2.10 - Função de transferência de um conversor triangular-senoidal.

Os métodos mais comuns de se obter este tipo de conversor são: 1) através de uma rede de componentes passivos e/ou ativos, cuja função de transferência de tensão seja não-linear (Righini & Marsiglia, 1982) e 2) através do efeito "degeneração de emissor" em amplificadores diferenciais.

No caso do primeiro método, o que se faz é um controle do ganho de tensão do dispositivo, de forma não-linear. Para isto, são utilizadas redes de diodos (e/ou transistores) e resistores. Os diodos (ou transistores) são utilizados como elementos de chaveamento, que, quando sob determinados valores de tensão, colocam resistores em paralelo (ou em série), de forma a alterar a função de transferência. Tais conversores podem ser ativos ou passivos. Segue o circuito da figura 2.11 para dar uma idéia do que ocorre. Seu funcionamento é simples. Sendo o circuito um amplificador inversor, para tensões negativas de entrada, a saída está com tensão positiva, ficando o diodo inversamente polarizado (o anodo do diodo está virtualmente ligado à massa). Assim, o ganho do amplificador é dado por  $(-R_A)/R$ . Quando a tensão de saída fica negativa, i.e., para tensões positivas na entrada, há um instante em que a tensão no ponto 1 será  $-0,7V$ , em relação à massa, passando o diodo a conduzir e, portanto, colocando  $R_B$  em pa

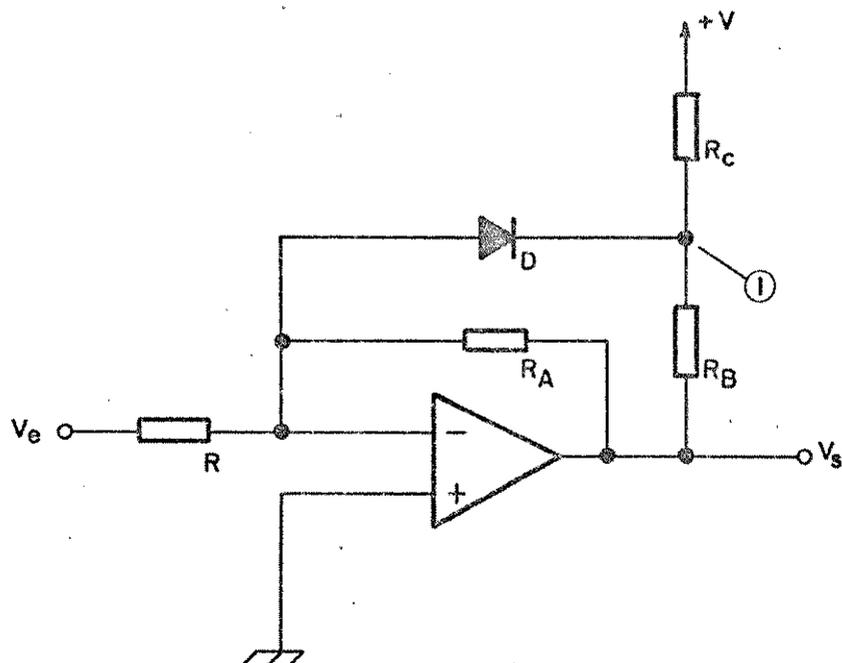
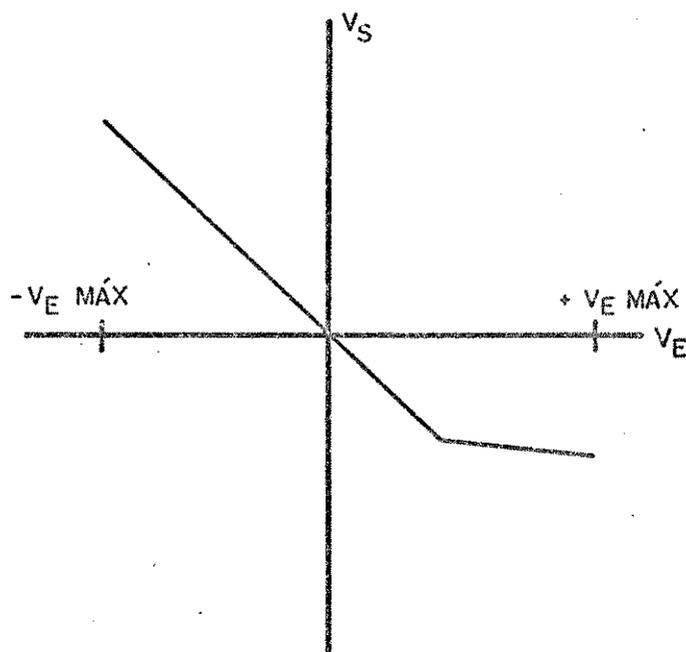
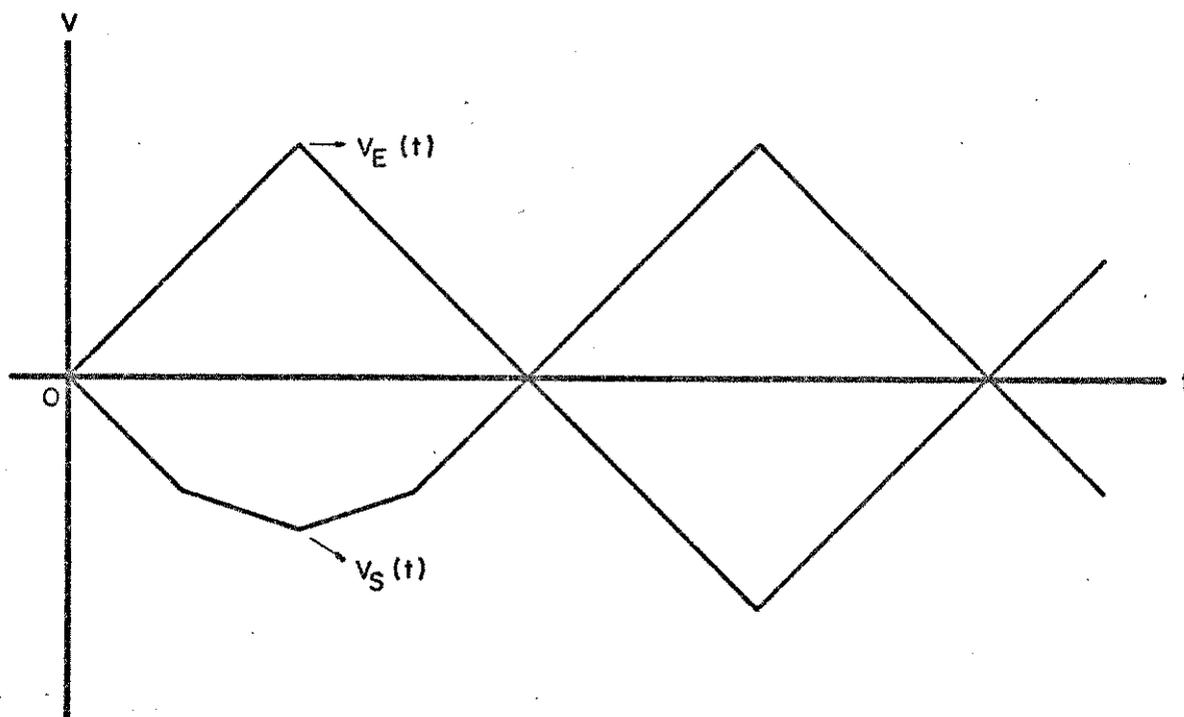


Figura 2.11 - Rede ativa não-linear.

ralelo com  $R_A$ . Para esta situação, o ganho do amplificador é dado por  $-(R_A//R_B)/R$ , que é menor do que no caso anterior. Segue a ilustração da função de transferência, do dispositivo acima citado e das respectivas formas de ondas em sua entrada e em sua saída.



(a)



(b)

Figura 2.12 - a) Função de transferência não-linear;

b) Formas dos sinais de entrada e de saída.

Desta forma, pode-se projetar uma rede, cuja função de transferência se aproxime o máximo possível daquela ilustrada na figura 2.10.

O segundo método citado faz uso do efeito denominado "de geração de emissor", que ocorre em amplificadores diferenciais. Segue uma análise matemática deste efeito (RCA, 1970).

Considerando o circuito do amplificador diferencial ilustrado na figura 2.13, sabe-se que, quando os transistores são idênticos, a tensão diferencial de saída, tomada entre os dois coletores, é nula sempre que as tensões  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$  sejam nulas ou iguais em magnitude. Percebe-se também que a soma das correntes de emissor  $I_{e1}$  e  $I_{e2}$  é sempre igual à corrente da fonte,  $I_0$ . Portanto, um aumento em uma das correntes de emissor é sempre acompanhado de uma diminuição da outra corrente de emissor. A equação (2.15) expressa a corrente de emissor de um transistor em função da tensão entre seus terminais de base e emissor.

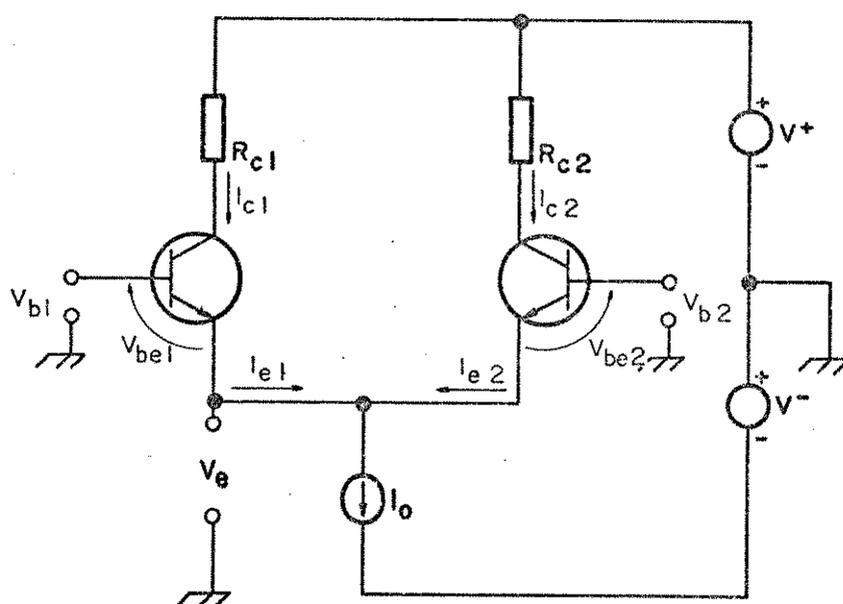


Figura 2.13 - Amplificador diferencial.

$$I_e = I_s \left( e^{\frac{V_{be}}{h}} - 1 \right) \quad (2.15)$$

$V_{be}$  - tensão entre base e emissor

onde:

$$h = \frac{KT}{q}$$

$I_s$  - corrente de fuga na junção base-emissor, com polarização inversa.

$K$  - constante de Boltzman ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Ws/°C)

$T$  - temperatura em graus Kelvin

$q$  - carga do elétron ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  C)

Para uma temperatura de 300K ( $\approx 27^\circ\text{C}$ ), a corrente de fuga  $I_s$  é aproximadamente 2 $\mu\text{A}$  para alguns transistores típicos, enquanto que o fator  $h$  é igual a 26 mV. Quando a corrente de emissor  $I_e$  é maior que 1nA, o termo "-1" poderá ser desprezado. Como se considerou que os transistores do amplificador diferencial são idênticos, i.e.,  $I_{s1} = I_{s2} = I_s$ , as correntes de emissor podem ser expressas por:

$$I_{e1} = I_s e^{\frac{V_{be1}}{h}}$$

$$I_{e2} = I_s e^{\frac{V_{be2}}{h}}$$
(2.16)

Como a corrente " $I_0$ " é a soma das correntes de emissor ,  
obtém-se:

$$I_0 = I_{e1} + I_{e2}$$

$$I_0 = I_s \left( e^{\frac{V_{be1}}{h}} + e^{\frac{V_{be2}}{h}} \right)$$
(2.17)

"  $\frac{V_{be1}}{h}$  " "  $\frac{V_{be2}}{h}$  "

Colocando-se os termos "  $e^{\frac{V_{be1}}{h}}$  " e "  $e^{\frac{V_{be2}}{h}}$  " em evi

dência, obtém-se

$$I_0 = I_s e^{\frac{V_{be1}}{h}} \left( 1 + e^{\frac{V_{be2} - V_{be1}}{h}} \right)$$

$$I_0 = I_s e^{\frac{V_{be2}}{h}} \left( 1 + e^{\frac{V_{be1} - V_{be2}}{h}} \right)$$
(2.18)

Aplicando-se (2.16) em (2.18), vem:

$$I_0 = I_{e1} \left( 1 + e^{\frac{V_{be2} - V_{be1}}{h}} \right)$$

$$I_0 = I_{e2} \left( 1 + e^{\frac{V_{be1} - V_{be2}}{h}} \right)$$
(2.19)

Observando-se a figura 2.13, percebe-se que:

$$V_{be1} = V_{b1} - V_e$$

$$V_{be2} = V_{b2} - V_e$$
(2.20)

Sabe-se, ainda, que:

$$I_{c1} = \alpha_1 I_{e1}$$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_{e2}$$
(2.21)

Com (2.20) e (2.21) em (2.19) vem:

$$I_0 = \frac{I_{c1}}{\alpha_1} \left( 1 + e^{\frac{V_{b2} - V_{b1}}{h}} \right)$$

$$I_0 = \frac{I_{c2}}{\alpha_2} \left( 1 + e^{\frac{V_{b1} - V_{b2}}{h}} \right) \quad (2.22)$$

Isolando-se " $I_{c1}$ " e " $I_{c2}$ " e considerando-se  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  unitários e  $V_{b2}$  nula, obtêm-se:

$$I_{c1} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_{b1}}{h}}}$$

$$I_{c2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{b1}}{h}}} \quad (2.23)$$

As relações entre as correntes de coletor e a corrente " $I_0$ " estão ilustradas graficamente na figura 2.14.

Nota-se, a partir deste gráfico, que as funções representadas por (2.23) têm algo de parecido com a função representada, por (2.13) ou (2.14), que está ilustrada na figura 2.10.

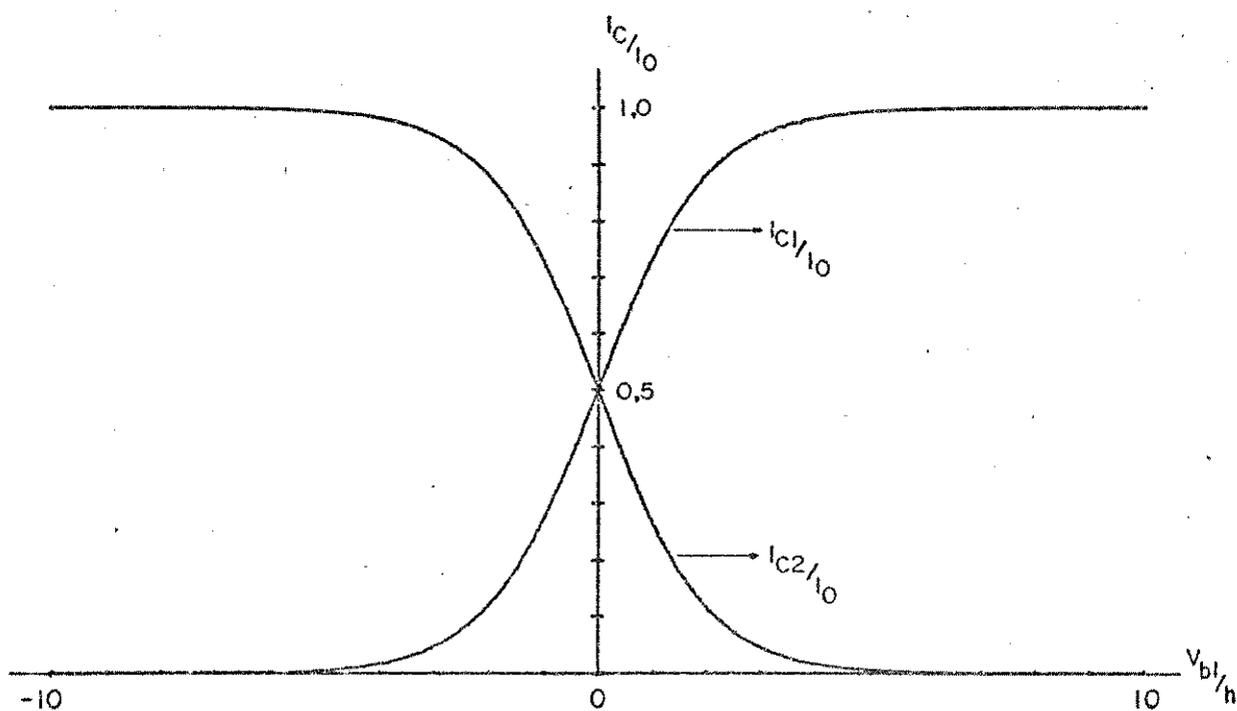


Figura 2.14 - Relações entre as correntes de coletor e as tensões de base de um amplificador diferencial.

Utilizando-se um método iterativo, através de um micro-computador, comparou-se a equação de  $I_{c1}$  com uma equação senoidal, para se obter a região em que as duas funções mais se aproximavam e isto ocorreu para  $V_{b1}/h$  variando de  $-2,94$  a  $2,94$ . Isto significa que o valor máximo da função senoidal ocorre no ponto em que  $V_{b1}/h$  atinge  $2,94$ , ou ainda, o máximo valor da tensão de entrada é  $(2,94h)$ . Esta aproximação está ilustrada na figura 2.15.

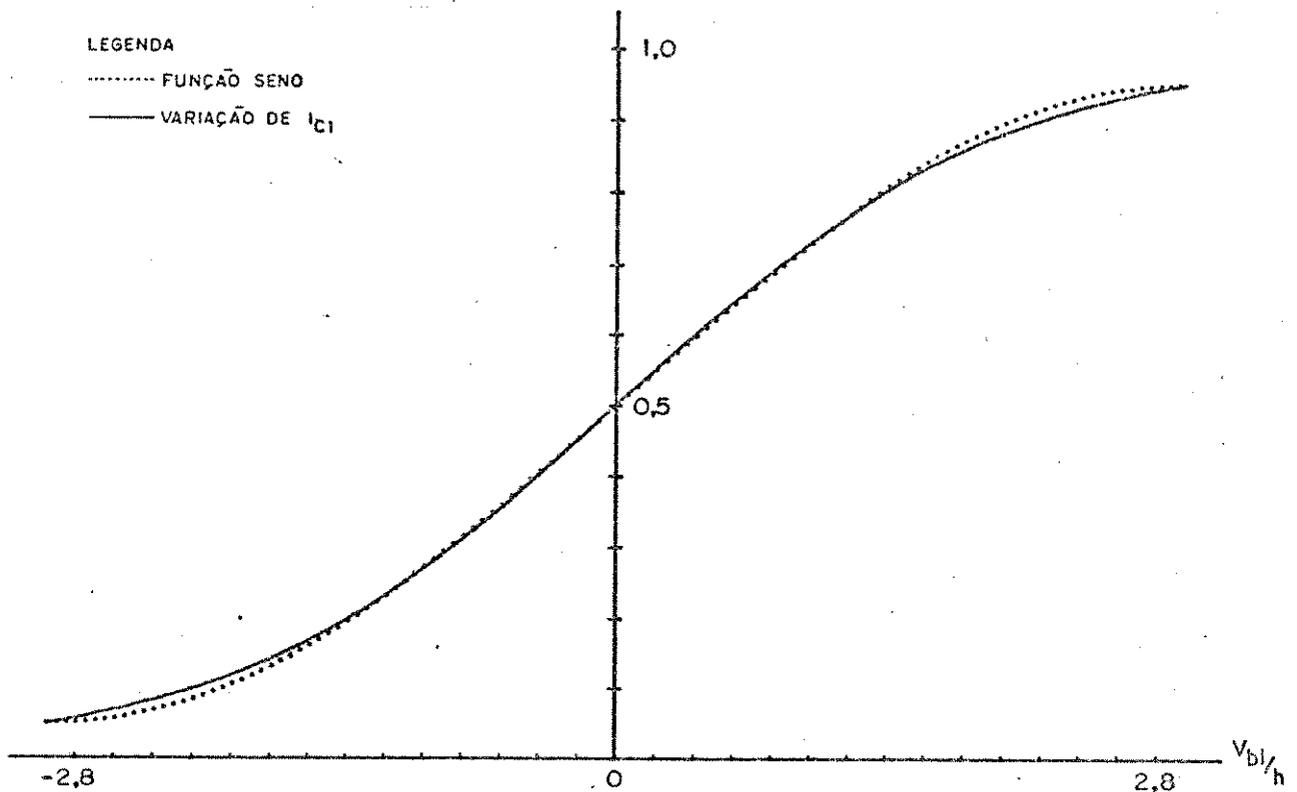


Figura 2.15 - Aproximação entre a variação de  $I_{c1}$  e a senoide.

Ocorre porém que este circuito é por demais sensível. Para se diminuir esta sensibilidade, reduz-se a transcondutância do transistor, que é dada pela equação (2.24), reduzindo-se  $I_0$ .

$$g_m = \frac{d I_c}{d (V_{b1} - V_{b2})}$$

$$g_m = \frac{I_0}{4 h} \tag{2.24}$$

$$g_m = \frac{I_0}{4 \frac{kT}{q}}$$

onde se considerou  $I_c = I_e$ .

Uma das maneiras de se reduzir " $I_0$ ", é com a introdução de resistores de emissor, como ilustra a figura 2.16.

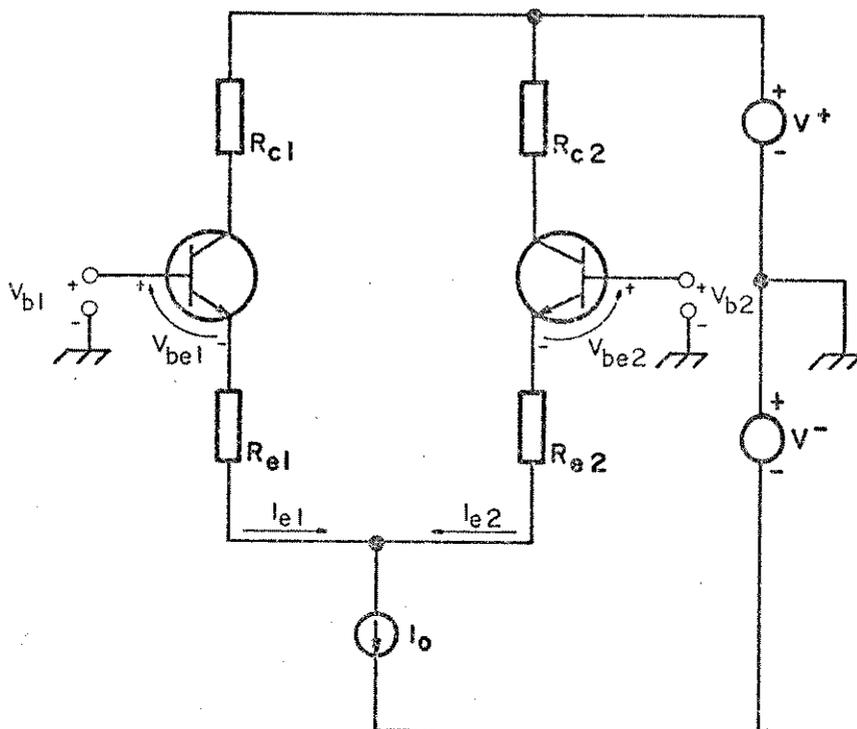


Figura 2.16 - Amplificador diferencial com resistores de emissor.

Segue uma análise matemática do circuito. Observando-se o circuito ilustrado, nota-se que:

$$-V_{b1} + V_{be1} + R_{e1} I_{e1} - R_{e2} I_{e2} - V_{be2} + V_{b2} = 0 \quad (2.25)$$

Considerando-se  $R_{e1} = R_{e2} = R_e$ ,  $I_{c1} = I_{e1}$ ,  $I_{c2} = I_{e2}$ , e  $I_{c2} = I_0 - I_{c1}$ , vem:

$$V_{b1} - V_{b2} = V_{be1} - V_{be2} + R_e (2I_{c1} - I_0) \quad (2.26)$$

Readaptando-se a equação (2.19) para as variáveis em questão, obtêm-se

$$I_{c1} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{(V_{be1} - V_{be2})}{h}}} \quad (2.27)$$

Trabalhando-se nesta equação de modo a isolar " $V_{be1} - V_{be2}$ ", chega-se à equação (2.28) e com (2.28) em (2.26) chega-se

ã equação (2.29).

$$V_{be1} - V_{be2} = h \ln\left(\frac{I_0}{I_{c1}} - 1\right) \quad (2.28)$$

$$V_{b1} - V_{b2} = -h \ln\left(\frac{I_0}{I_{c1}} - 1\right) + R_e(2I_{c1} - I_0) \quad (2.29)$$

Considerando-se " $V_{b2}$ " nula e dividindo-se ambos os membros da equação por " $h$ ", vem

$$\frac{V_{b1}}{h} = -\ln\left(\frac{I_0}{I_{c1}} - 1\right) + \frac{R_e I_0}{h} \left(\frac{2I_{c1}}{I_0} - 1\right) \quad (2.30)$$

Portanto, a equação (2.30) deve ser satisfeita para cada valor atribuído à relação " $I_{c1}/I_0$ ". Atribuindo-se o valor prático de 2mA a " $I_0$ " e alguns valores práticos para " $R_e$ ", obtém-se a família de curvas ilustrada na figura 2.17.

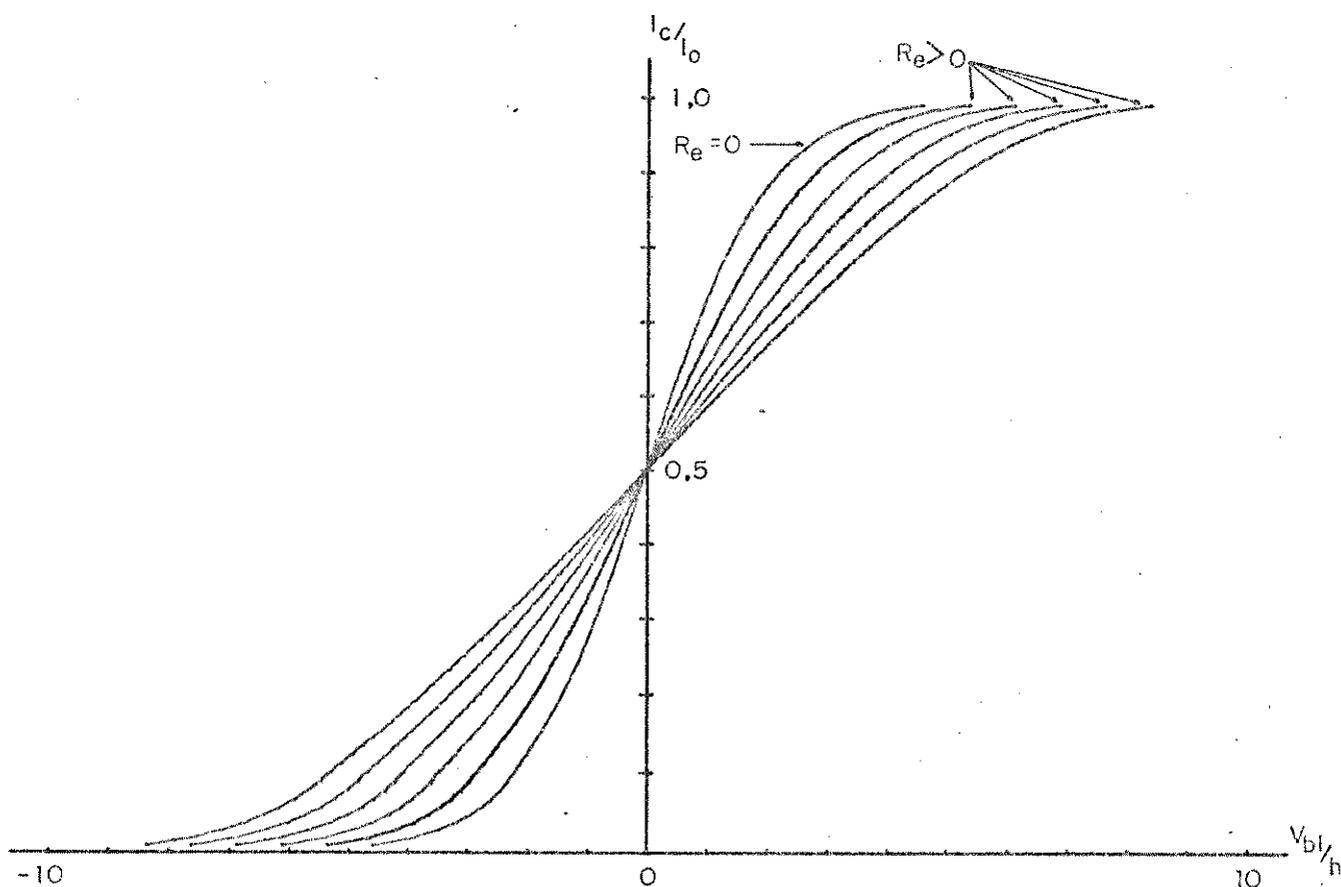


Figura 2.17 - Efeito "degeneração de emissor" causado por  $R_e$ .

Analisando-se agora a figura 2.17, percebe-se que ocorre um aumento da região em que as variações de  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  são lineares em relação a  $V_{b1}$ , sendo portanto mais difícil para os transistores atingirem o corte e a saturação. A este efeito se dá o nome de degeneração de emissor.

Quando  $R_e$  é nulo, o circuito, devido a sua alta sensibilidade, pode ser utilizado como um limitador, com função de transferência igual à ilustrada na figura 2.18, o que é o caso do conversor triangular-quadrada. Do ponto de vista prático, o valor de  $R_e$  não deve ser maior que 100 ohms para que a transcondutância não seja diminuída excessivamente.

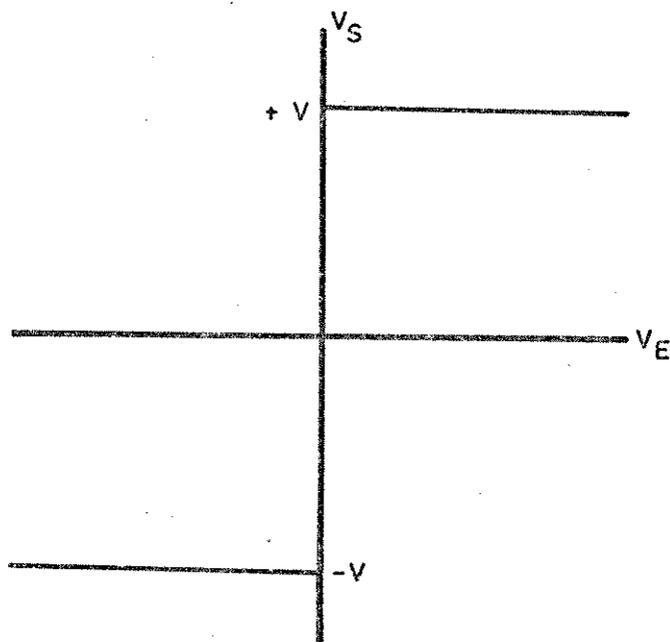


Figura 2.18 - Função de transferência de um comparador.

Efetuando-se algumas modificações no circuito da figura 2.16 obtêm-se os circuitos práticos ilustrados na figura 2.19 (Dobkin, 1975); (Jung, 1981).

O conversor triangular-senoidal principal, após ser calibrado para oferecer o menor índice de distorção harmônica na frequência de 1 kHz apresentou os resultados mostrados pelo gráfico da figura 2.20, que estão plenamente dentro da faixa de distorção harmônica de um gerador de funções comum.

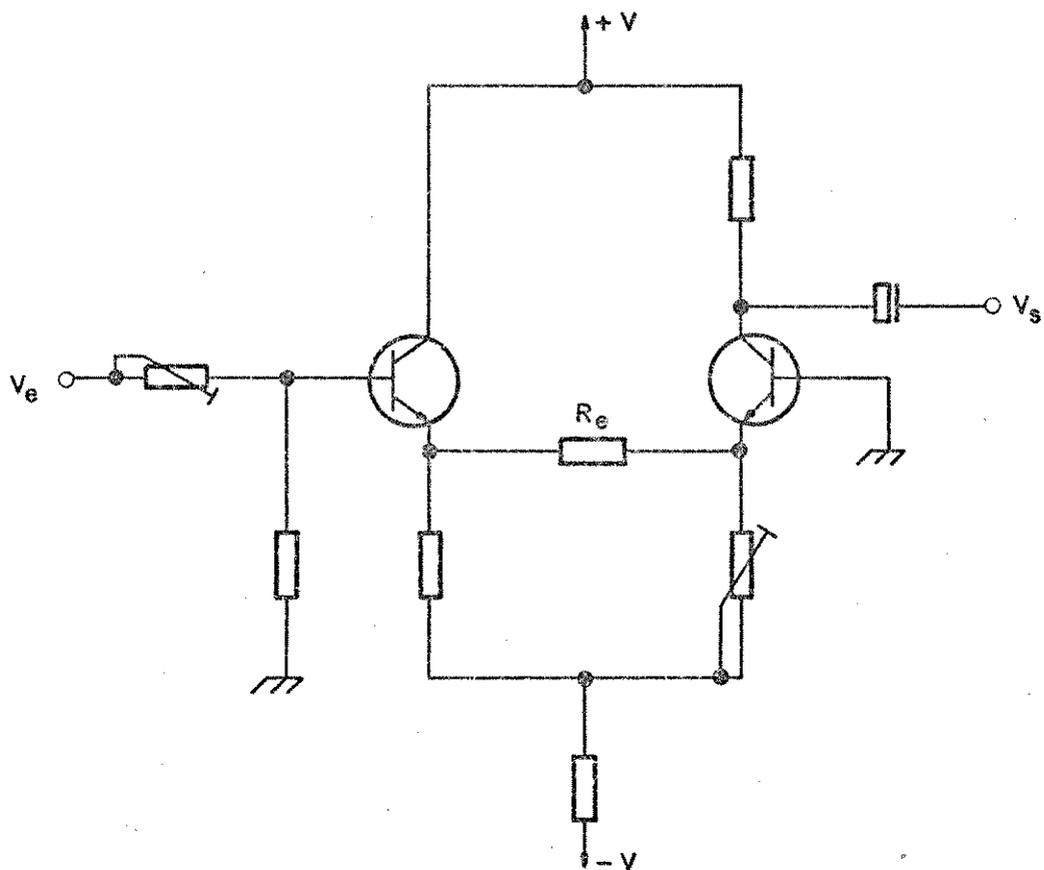
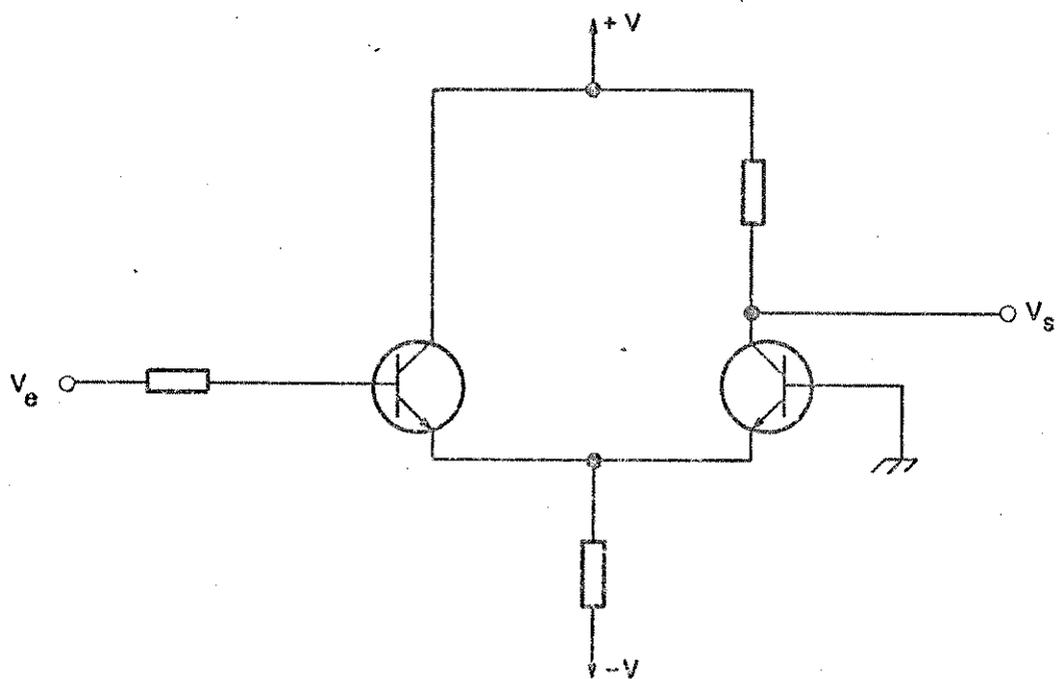


Figura 2.19(a) Conversor triangular- senoidal



(b) Conversor triangular - quadrada.

A figura 2.21 mostra as funções de transferência, obtidas na prática, dos conversores triangular-senoidal e triangular-quadrada, respectivamente, e a figura 2.22 mostra as formas de ondas triangular, senoidal e quadrada, obtidas na frequência de 1 kHz.

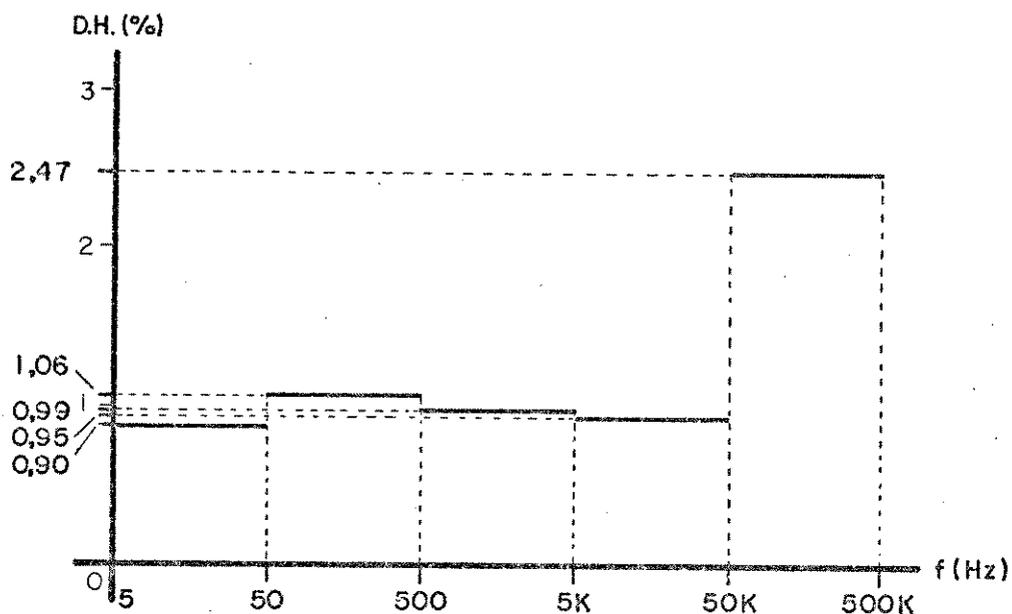
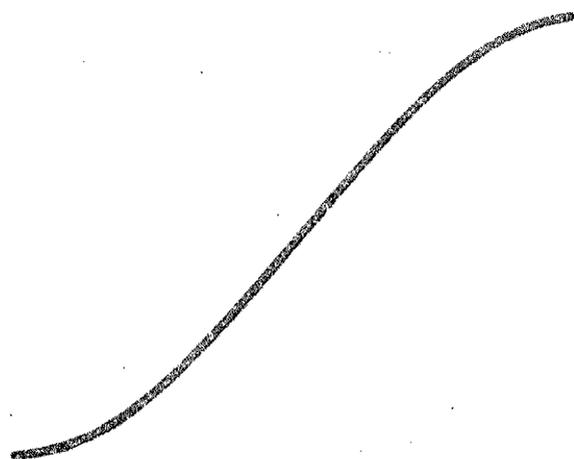


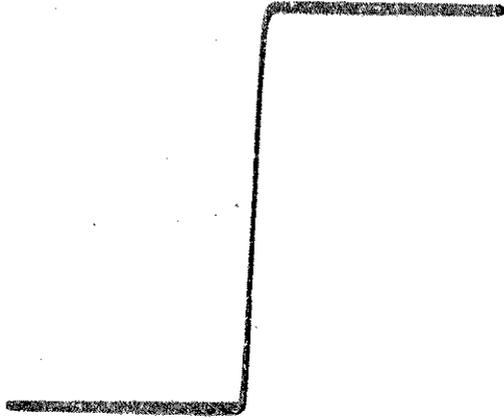
Figura 2.20 - Distorção harmônica.



(a)

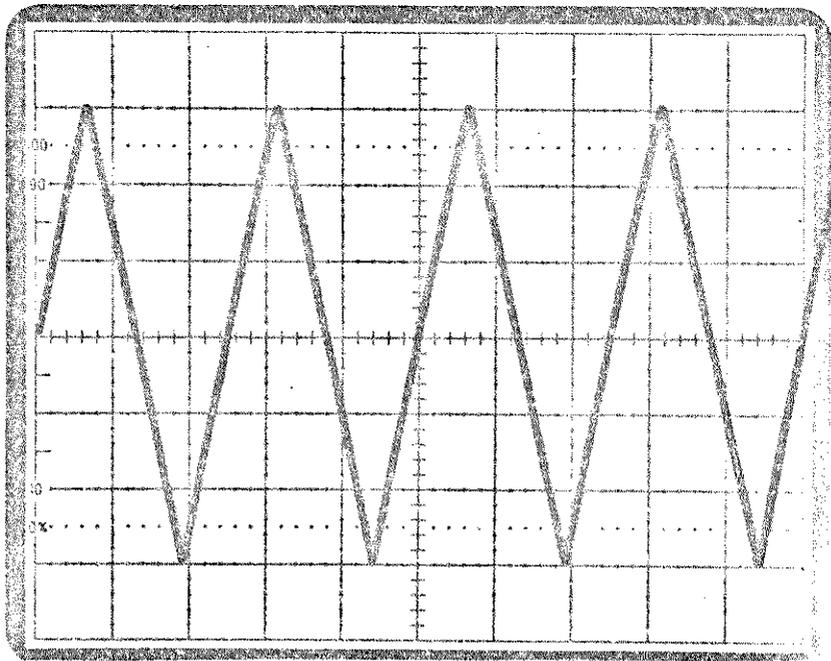
Figura 2.21 - Funções de transferência:

(a) - Conversor triangular-senoidal



(b)

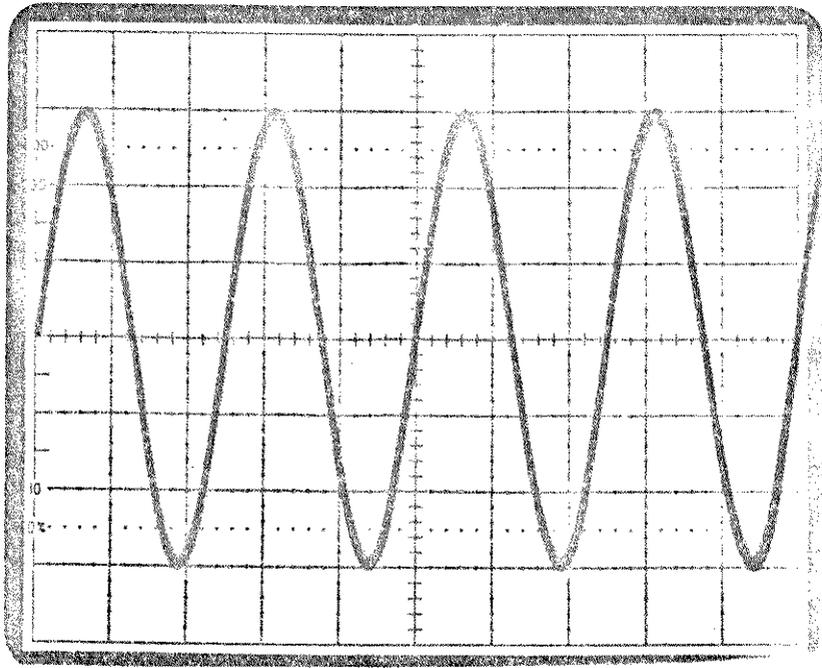
Figura 2.21 (b) - Conversor triangular-quadrada.



(a)

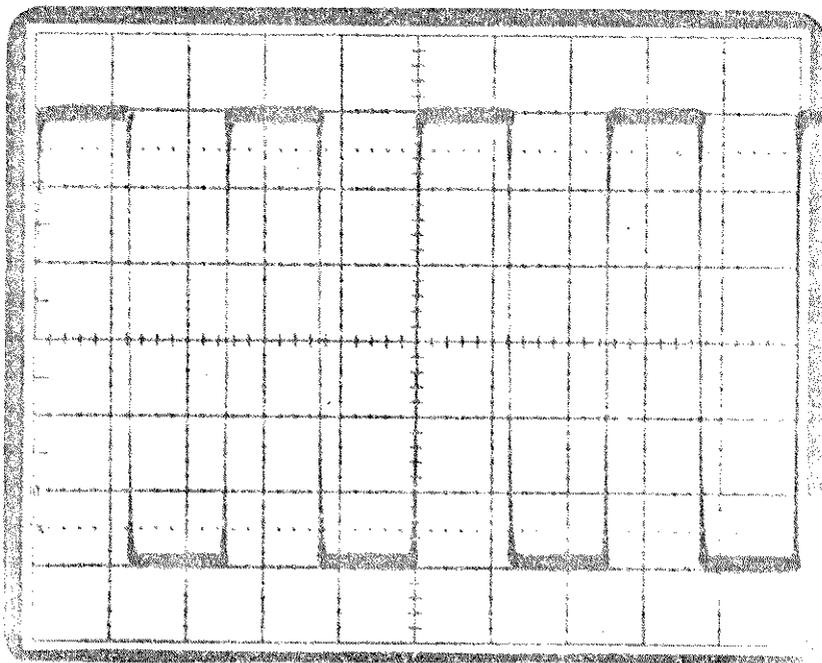
Figura 2.22 - Formas de ondas obtidas na frequência de 1 kHz

(a) triangular.



(b)

(b) senoidal



(c)

(c) quadrada.

## 2.5 - GERADOR DE RAMPA

Para que a frequência de um sinal FM varie linearmente, é necessário que o sinal modulante seja em forma de rampa.

O circuito ilustrado na figura 2.23 (National, 1980) atua com base no mesmo princípio de geração de onda triangular, visto na seção referente ao "oscilador controlado a tensão". Se segue um breve tratamento matemático do mesmo.

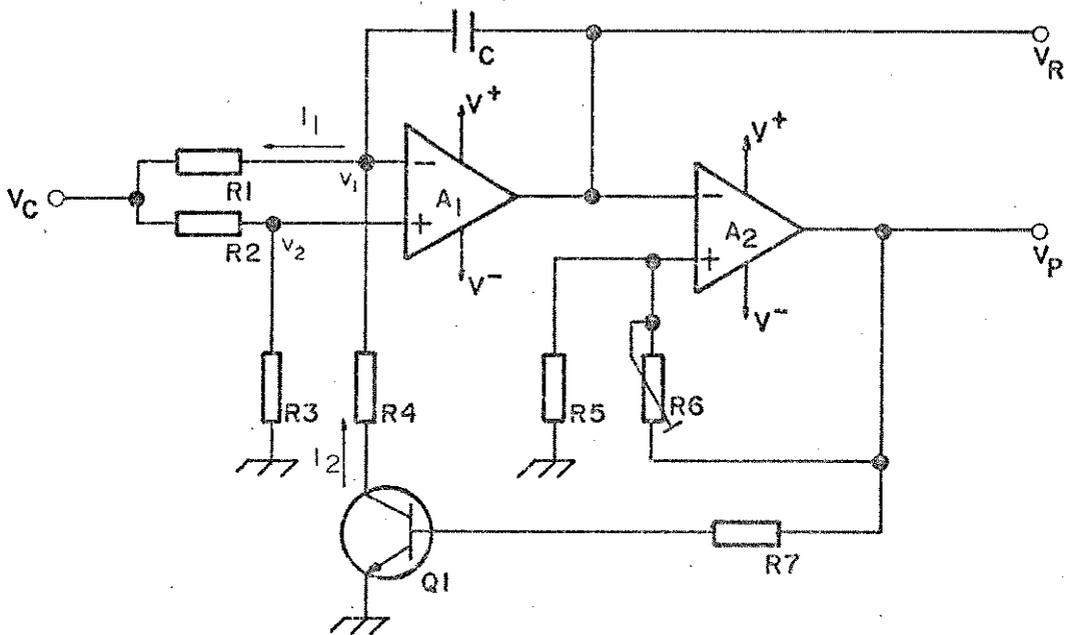


Figura 2.23 - Gerador de rampa

Seja  $V_c$  a tensão de controle do período de varredura. Considerando que a resistência de entrada de  $A_1$  é elevada e que o transistor esteja, inicialmente, no estado de corte, obtém-se:

$$V_1 = V_2 = V_c \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$I_1 = \frac{V_c - V_1}{R_1}$$

$$I_1 = \frac{V_c}{R_1} \left( 1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.31)$$

Denominando-se de  $V_{Ri}$  a tensão inicial da rampa, e.g., quando  $t = 0$  e considerando-se este valor igual ao valor da ten

são positiva de referência do comparador ( $V$ ), chega-se a:

$$V_R = V_{R_i} - \frac{I_1}{C} t \quad (2.32)$$

Substituindo-se 2.31 em 2.32, vem:

$$V_R = V - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) t \quad (2.33)$$

Observa-se que  $V_R$  diminui linearmente até atingir o valor da tensão negativa de referência do comparador ( $-V$ ) quando  $t = t_1$ . Neste ponto, a tensão de saída do comparador ( $V_p$ ) ficará positiva, acionando o transistor, que passará para o estado de saturação. Assim, com  $I_1$  permanecendo constante, passa-se a ter:

$$I_2 = \frac{V_1}{R_4} \quad (2.34)$$

Com isto, obtém-se a equação da rampa de subida, que é dada por:

$$V_R = -V - \frac{I_1 - I_2}{C} (t - t_1) \quad (2.35)$$

onde:

$$I_1 - I_2 = \frac{V_c - V_1}{R_3} - \frac{V_1}{R_4}$$

$$R_4 = \frac{R_1}{2}$$

A forma final da equação (2.35) é dada por:

$$V_R = -V - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{3 R_3}{R_2 + R_3} \right) (t - t_1) \quad (2.36)$$

com

$$R_2 < 2R_3$$

Assim,  $V_R$  volta a aumentar, chegando até o valor da tensão positiva de referência do comparador ( $+V$ ), quando o transis-

tor volta a ser desativado, e.g., quando  $t = t_2$ . Quanto menor é o valor de  $R_2$ , menor é o tempo de subida. A figura 2.24 ilustra as formas de ondas referentes à rampa e à saída do comparador.

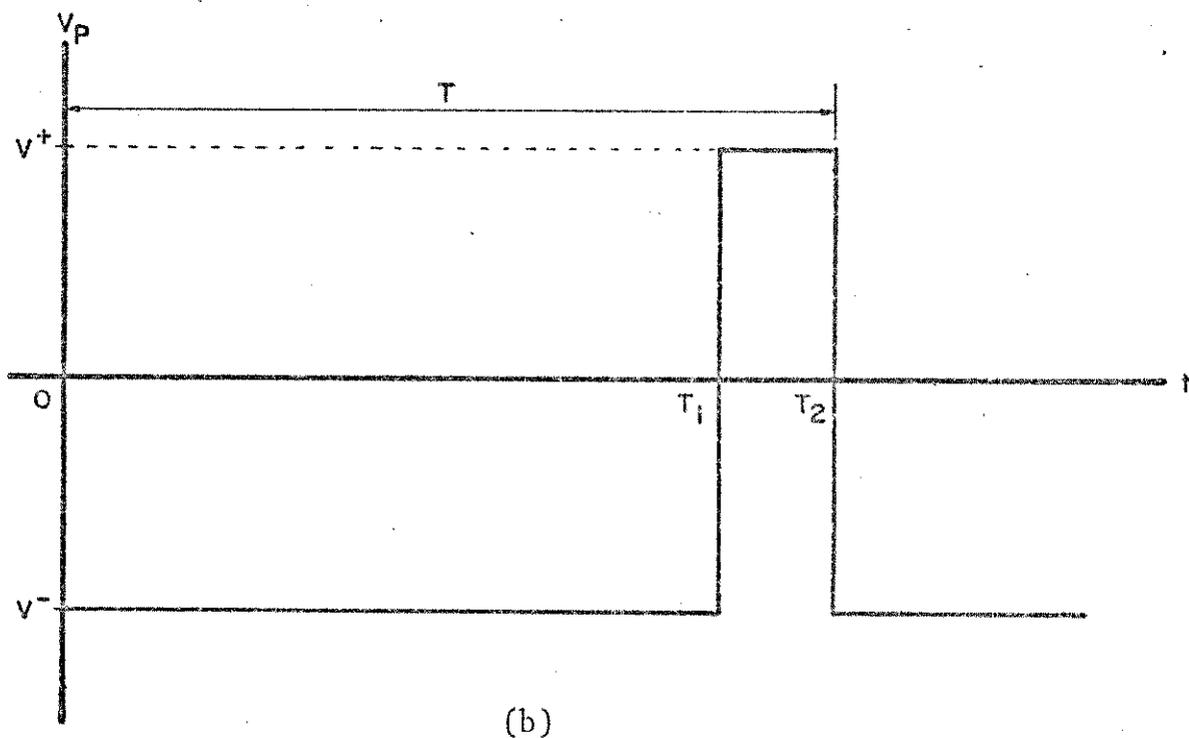
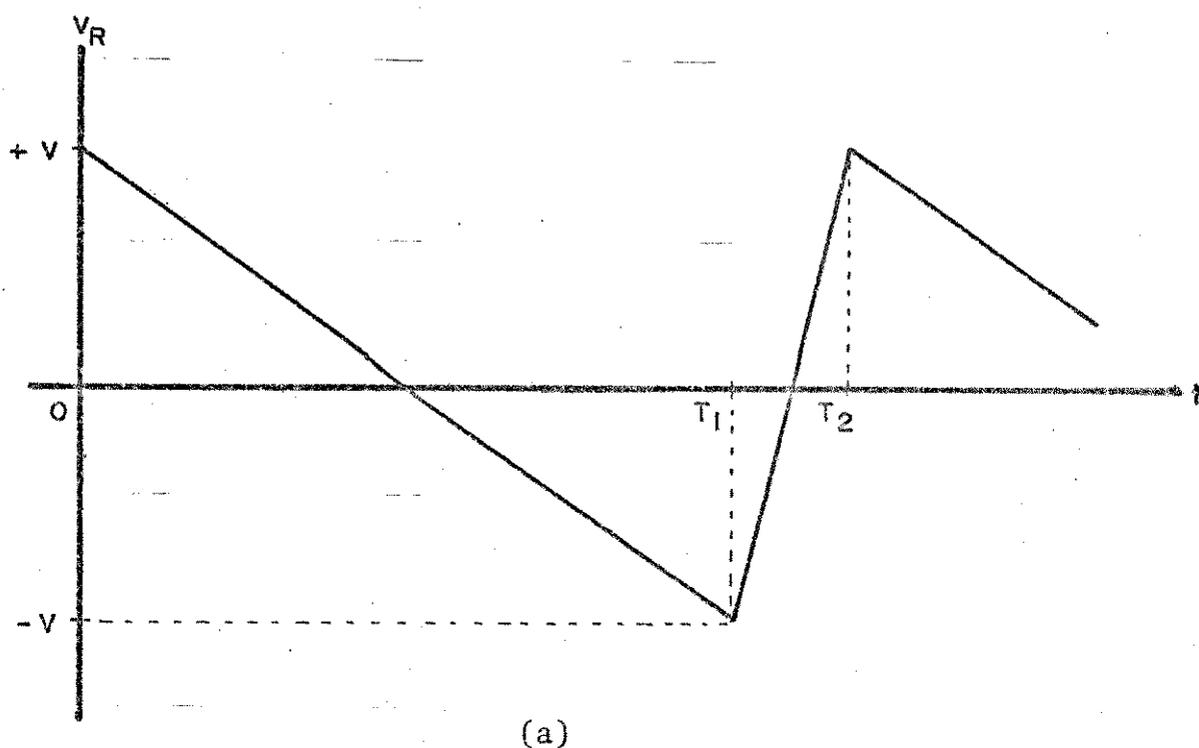


Figura 2.24 - Formas de ondas referentes ao gerador de rampa. (a) Rampa, (b) Saída do comparador.

Para se calcular a relação entre os tempos de descida e de subida da rampa, além do período da mesma, tiram-se as derivadas das equações (2.33) e (2.36) respectivamente, de modo que seja possível, posteriormente, isolar-se a variável "t". Assim,

$$\frac{d}{dt} V_R = - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (2.37)$$

$$\frac{d}{dt} V_R = - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{3 R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

Como a rampa é uma função linear, pode-se fazer

$$\frac{d}{dt} V_R = \frac{\Delta V_R}{\Delta t} \quad (2.38)$$

Com (2.38) em (2.37), chega-se a

$$\frac{(\Delta V_R)_1}{(\Delta t)_1} = - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

$$\frac{(\Delta V_R)_2}{(\Delta t)_2} = - \frac{V_c}{R_1 C} \left( 1 - \frac{3 R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.39)$$

Sabe-se que:

$$(\Delta V_R)_1 = - (\Delta V_R)_2 = V - (-V) = 2V \quad (2.40)$$

Substituindo-se (2.40) em (2.39), isolando-se os termos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ , somando-os e trabalhando-se a equação, vem

$$T = (\Delta t)_1 + (\Delta t)_2$$

$$T = \frac{2V R_1 (R_2 + R_3) C}{V_c R_2} \left( 1 - \frac{R_2}{R_2 - 2R_3} \right) \quad (2.41)$$

Atribuindo-se os valores práticos às resistências e fazendo-se  $2 V = 6,5 V$  (volts), obtém-se

$$T = 17,5695 C/V_c \quad (2.42)$$

onde:

C é dado em micro farad

e

$V_c$  varia de 1,1V a 8,6V.

Dividindo-se a equação obtida para  $\Delta t_2$  por (2.41), consegue-se a equação (2.43), que determina a relação entre o tempo de subida e o período total.

$$\frac{(\Delta t)_2}{T} = \frac{R_2}{2 R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.43)$$

Com os valores práticos adotados, obtém-se:

$$\frac{\Delta t_2}{T} = 0,02 \quad (2.44)$$

Fica assim provado que quando  $R_1 = 2R_3 = 2 R_4$ , a relação percentual entre  $\Delta t_2$  e T é dada diretamente pela relação entre  $R_2$  e  $R_1$ . A figura 2.25 mostra a rampa que é aplicada à entrada "x" do osciloscópio e os pulsos, responsáveis pelo apagamento dos retraços, que são aplicados à entrada "z" do osciloscópio.

Deve-se lembrar aqui que o período de varredura deve ser relativamente elevado, como ocorre com os analisadores de espectro, e.g., muito maior que o período relativo à menor frequência do sinal FM gerado pelo oscilador principal. Se tal não se verifica, o circuito que está sob teste não responde adequadamente à todas as variações de frequência do sinal FM (Gonorovski, 1972). Além disto, a marca, cuja frequência é baixa, e o próprio sinal FM se espalham na tela do osciloscópio. Por esta razão, o limite superior da frequência do sinal de varredura ficou em 50 Hz.

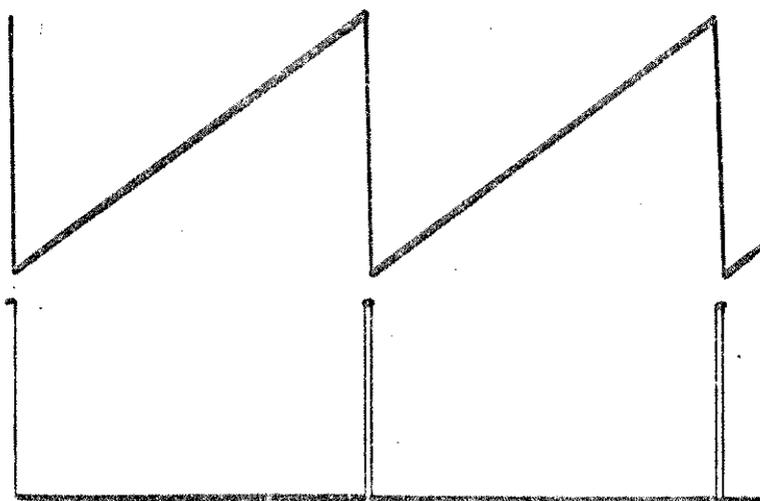


Figura 2.25 - Rampa aplicada à entrada "x" e pulsos aplicados à entrada "z" do osciloscópio.

## 2.6 - GERADOR DE MARCAS

A função do gerador de marcas é fornecer marcas que identifiquem pontos de interesse, no que se refere ao eixo de frequências, nas curvas de resposta em frequência, obtidas através do osciloscópio ou do plotador X-Y. Isto está ilustrado na figura 2.26.

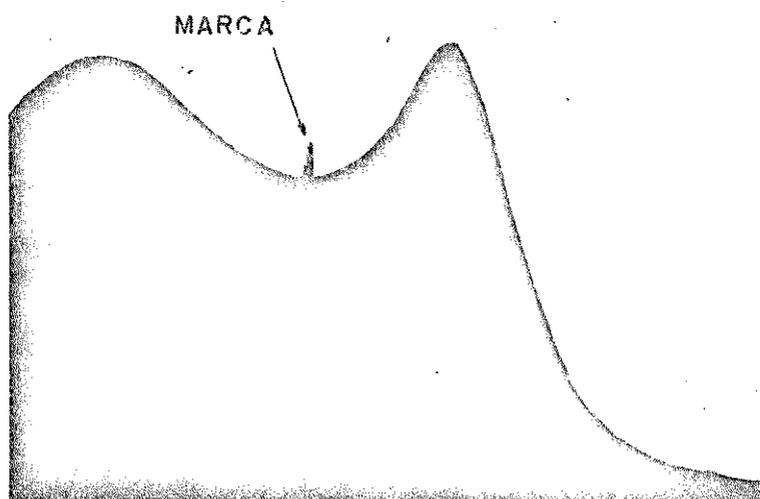


Figura 2.26 - Marca em uma curva de resposta.

Para se gerar a marca, necessita-se basicamente de um sistema comparador de frequências que forneça algum tipo de sinal, normalmente em forma de pulso, quando a frequência do sinal FM for igual à frequência de comparação, num determinado instante. O diagrama de blocos básico de um gerador de marcas está ilustrado na figura 2.27.

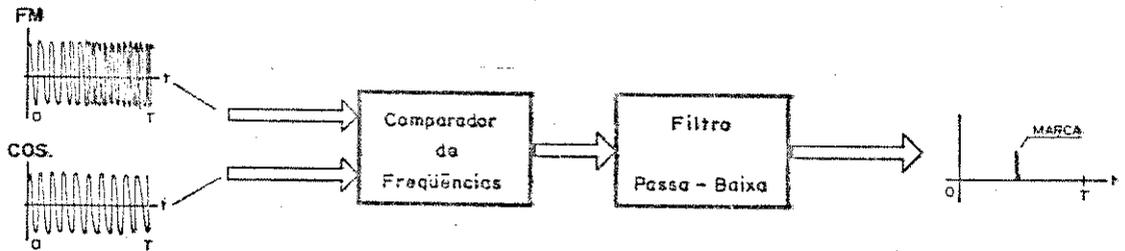


Figura 2.27 - Diagrama em blocos de um gerador de marcas.

Uma forma analógica básica de se obter um sistema comparador de frequências é utilizando-se um multiplicador de sinais. Considerando-se o sinal FM, definido pela equação (2.45) e o sinal de comparação, definido pela equação (2.46), a forma de onda do sinal resultante da multiplicação destes, dado pela equação (2.47), está ilustrada na figura 2.28.

$$x_1(t) = \cos 2 \pi \left( f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right) \quad (2.45)$$

$$x_2(t) = \cos 2 \pi f_c t \quad (2.46)$$

onde:

$$f_1 \ll f_c \ll f_2$$

$$x_3(t) = x_1(t) \cdot x_2(t) \quad (2.47)$$

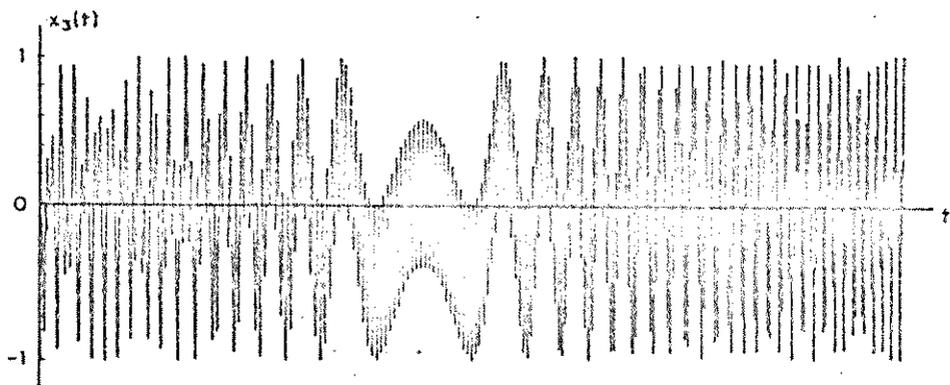


Figura 2.28 - Forma de onda de  $x_3(t)$ .

Percebe-se o aparecimento de uma perturbação na amplitude e na frequência da envoltória do sinal resultante, as quais ocorrem quando a frequência do sinal FM está bem próxima da frequência do sinal de comparação. Isto se deve ao aparecimento de um sinal de nível contínuo que se soma ao sinal alternado, pois:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos (A+B) + \cos(A-B) \quad (2.48)$$

Quando os ângulos são iguais, e.g., B é igual a A, vem:

$$\cos^2 A = \frac{1}{2} + \cos (2A) \quad (2.49)$$

onde o termo "1/2" representa o sinal contínuo.

Para se obter a marca final, deve-se detetar o sinal  $x_3(t)$  e passar o sinal detetado por um filtro passa-baixa, de modo a se obter a envoltória. Do ponto de vista prático, este processo é mais complexo devido ao multiplicador, que tem de atuar numa ampla faixa de frequências. Um método mais simples, do ponto de vista prático, de se obter perturbações similares à ilustrada na figura 2.28 é fazendo-se a soma algébrica dos sinais. Segue uma análise mais profunda deste processo.

Considere-se, inicialmente, os sinais definidos pelas equações (2.50), (2.51) e (2.52). Sabe-se que se  $f_1$  é igual a  $f_2$  e  $\phi(t)$  é nulo, o sinal-soma  $x_3'(t)$  tem uma amplitude máxima igual a 2, enquanto que para  $\phi(t)$  igual a  $\pi$ , a amplitude é nula. Considere-se agora que a fase de  $x_2(t)$  varie da forma ilustrada na figura 4.a e que  $f_2$  assuma valores múltiplos de  $f_1$ . As variações que ocorrerão com a envoltória do sinal-soma estão ilustradas na família de gráficos da figura 2.29.

$$x_1(t) = \cos (2 \pi f_1 t) \quad (2.50)$$

$$x_2(t) = \cos (2 \pi f_2 t + \phi(t)) \quad (2.51)$$

$$x_3'(t) = x_1(t) + x_2(t) \quad (2.52)$$

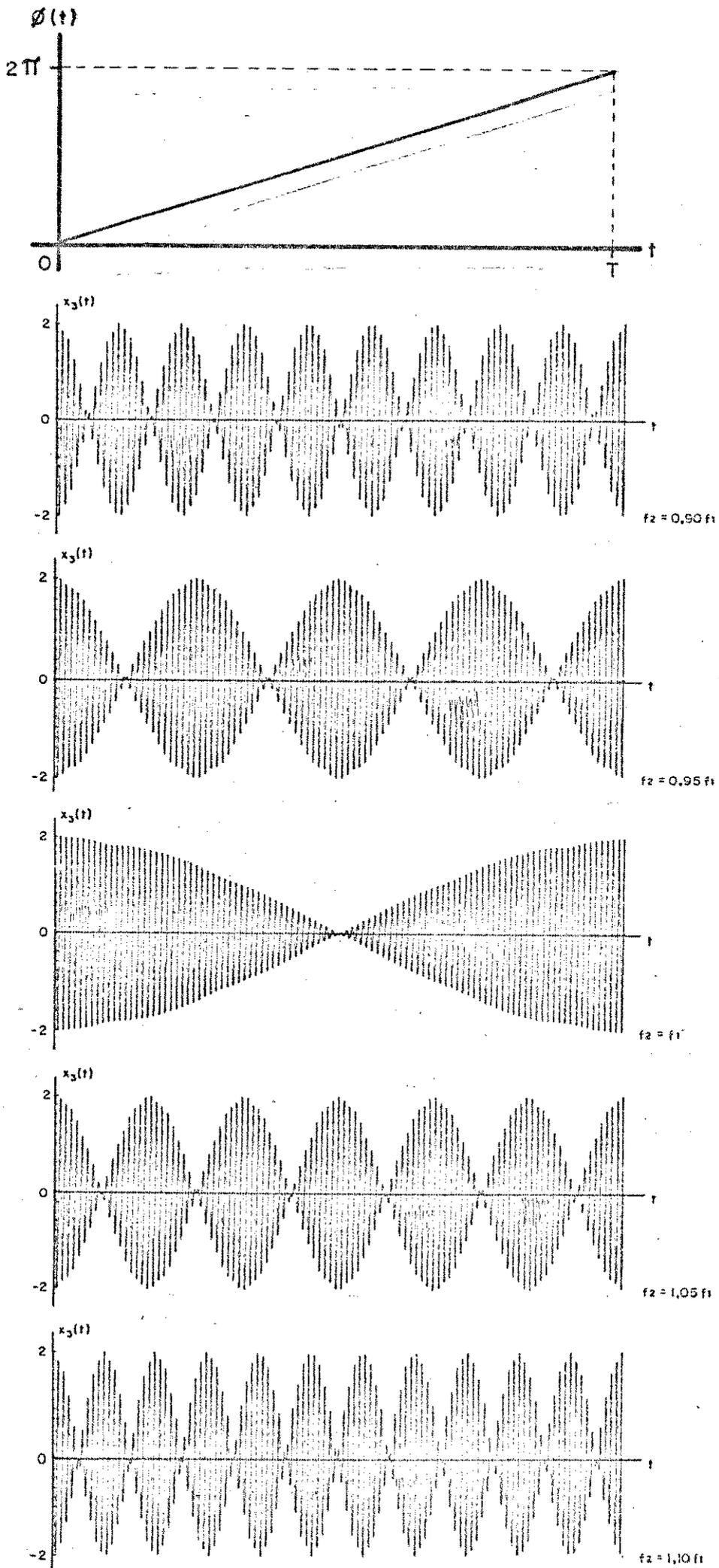


Figura 2.29 - Formas de ondas de  $x_3'(t)$  em função da variação de  $\phi(t)$ .

Nota-se, através da seqüência gráfica da figura 2.29 que quanto menor é a diferença entre  $f_2$  e  $f_1$ , menor é a freqüência da envoltória. Aplicando-se este raciocínio para com o sinal FM, dado por (2.53), obtêm-se (2.54), que representa o sinal soma e que resulta na família de gráficos da figura 2.30, onde se observa que a envoltória muda para cada valor de  $(t)$ .

$$x(t) = \cos 2\pi \left( f_1 t + \frac{f_2 - f_1}{2T} t^2 \right) \quad (2.53)$$

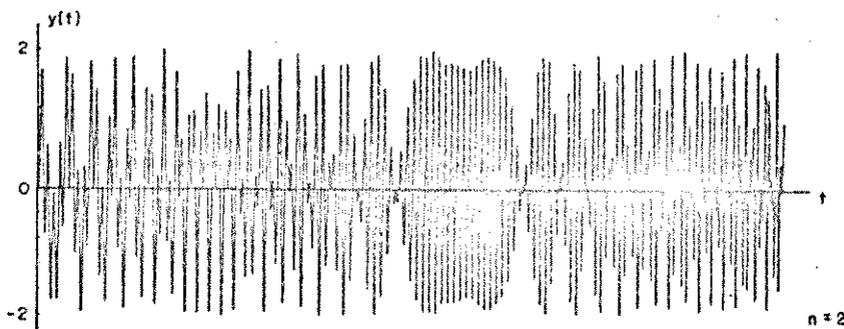
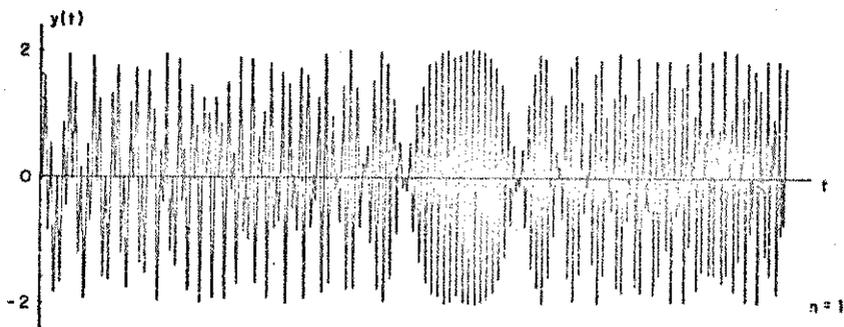
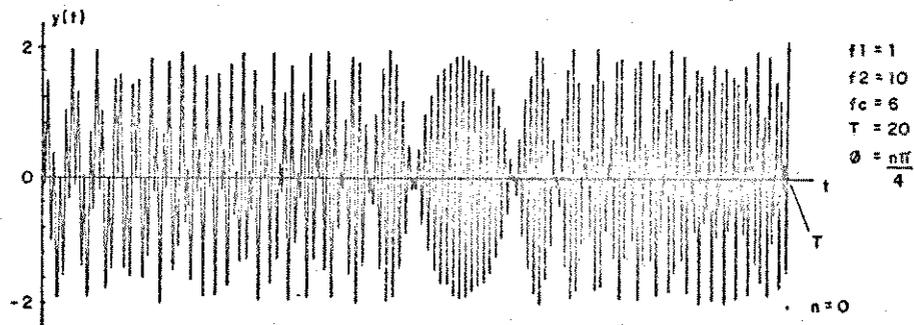
$$y(t) = x(t) + \cos \left( 2\pi f_c t + \phi_n(t) \right) \quad (2.54)$$

onde

$$\phi_n(t) = \frac{n \pi}{4}$$

e

$$n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, \text{ e } 7$$



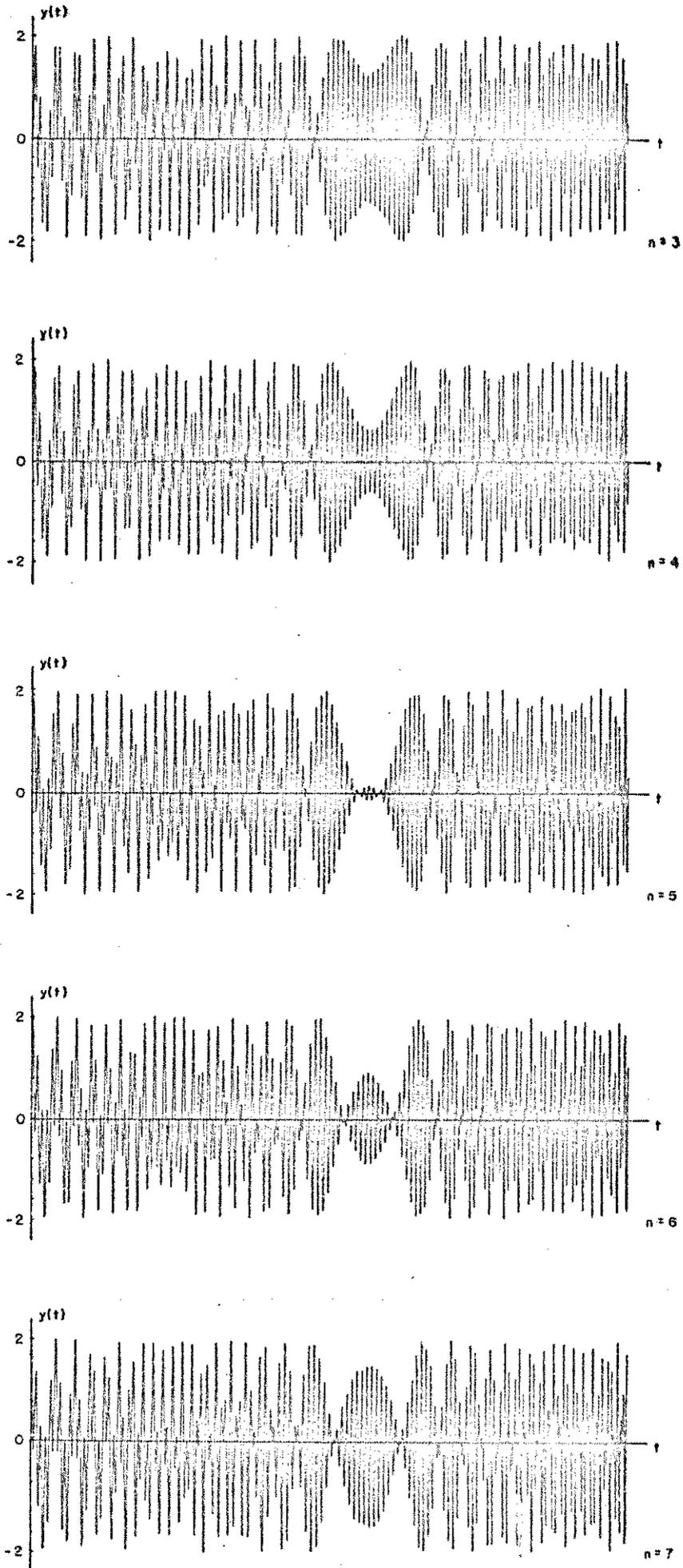


Figura 2.30 - Formas de ondas de  $y(t)$  em função da variação de  $\phi(t)$ .

As perturbações ocorridas na envoltória de  $y(t)$  servem como marca. Para se detetar a envoltória, necessita-se retificar o sinal  $y(t)$  e passar o sinal retificado por um filtro passa-baixa. Para uma rápida visão do processo de deteção, faz-se uso aqui de um método de engenharia, ao invés do método matemático, no qual se utiliza a transformada de Fourier, que é complexa quando se trabalha com sinais FM.

Seja  $z(t)$  o sinal  $y(t)$  após ser retificado, conforme ilustrado na figura 2.33. Então:

$$z(t) = y(t) \quad , \quad y(t) > 0 \quad (2.55)$$

$$z(t) = 0 \quad , \quad y(t) \leq 0$$

O circuito da figura 2.31, que é um filtro passa-baixa de primeira ordem, tem em (2.56) a representação do sinal de saída como função do sinal de entrada. Considerando-se  $z(t)$  como sinal de entrada e adaptando-se os valores de  $R$ ,  $C$  e  $\Delta T$ , obtém-se a envoltória, que está ilustrada na figura 2.32. O sinal da marca, obtido na prática, está ilustrado nas figuras 2.34 e 2.35

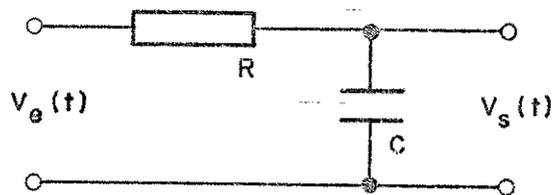


Figura 2.31 - Filtro passa-baixa de 1ª ordem.

$$V_s(t) = V_{s_a}(t) + \frac{\Delta t}{C} \left( \frac{V_e(t) - V_{s_a}(t)}{R} \right) \quad (2.56)$$

sendo:  $V_{s_a}(t)$  - tensão de saída no instante anterior.

$\Delta T$  - intervalo de tempo considerado para ocorrência de va  
riação de tensão sobre o capacitor.

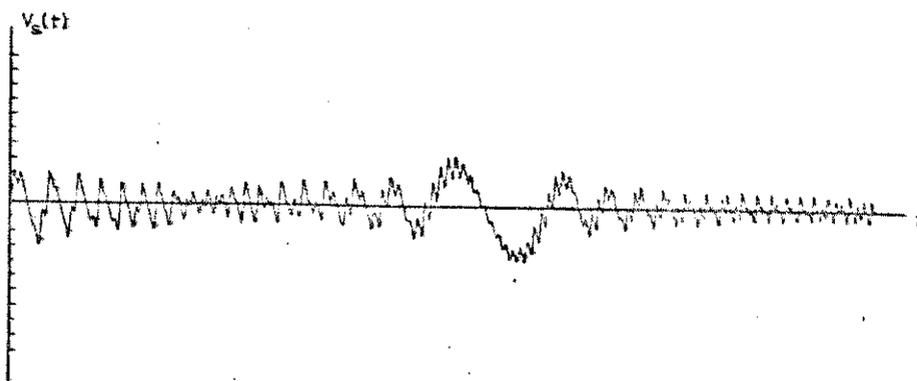
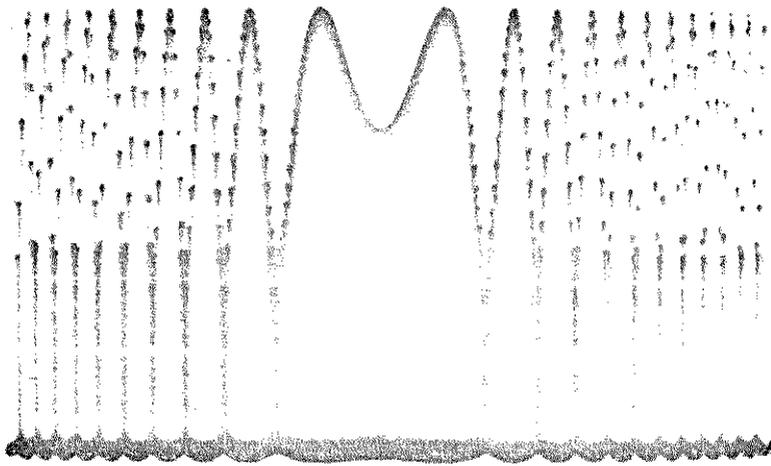


Figura 2.32 - Marca obtida na saída do filtro passa-bai  
xa.

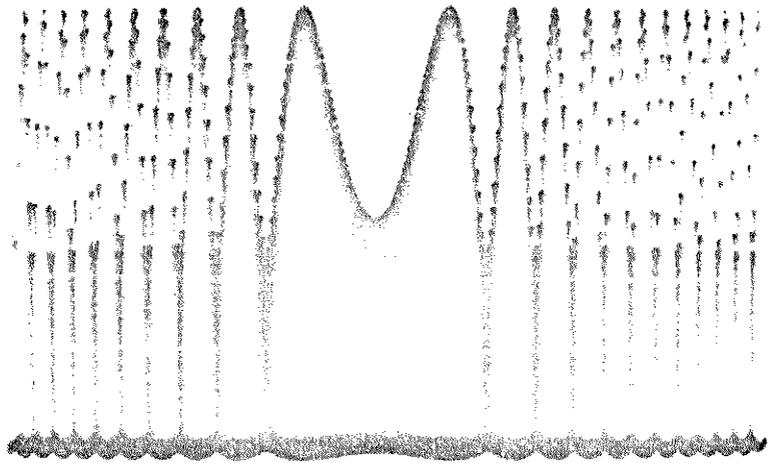
Na prática, os filtros são ativos, de quarta ordem de Butterworth e em número de dois, com frequências de corte em 10 Hz e 100 Hz, devendo serem utilizados nas faixas abaixo e acima de 5 kHz, respectivamente. Além disto, o nível de tensão contínua de  $z(t)$  é retirado antes do sinal ser aplicado aos filtros.



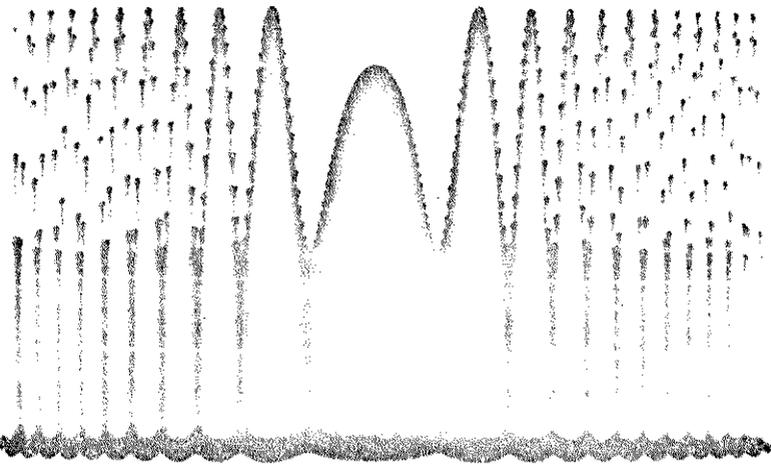
(a)



(b)



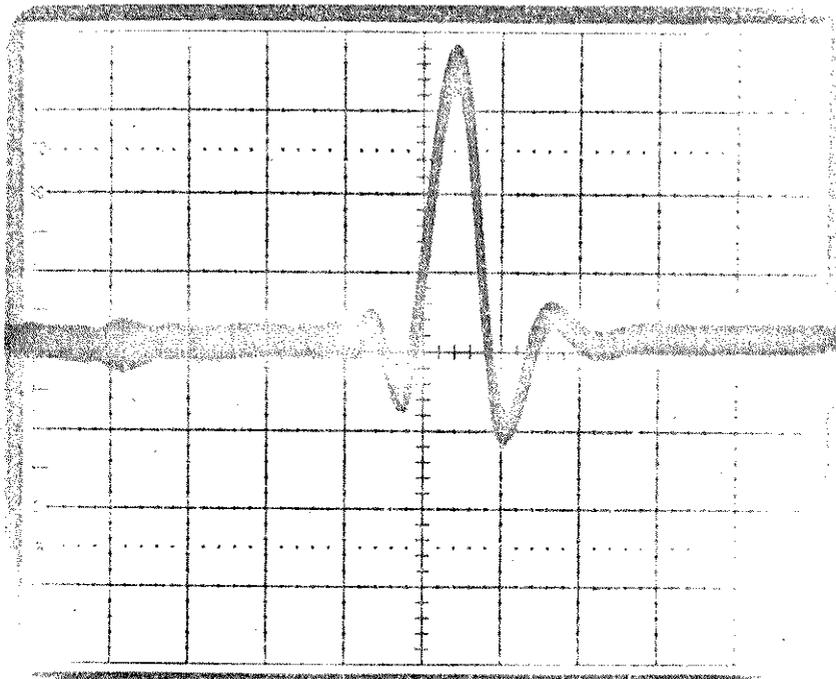
(c)



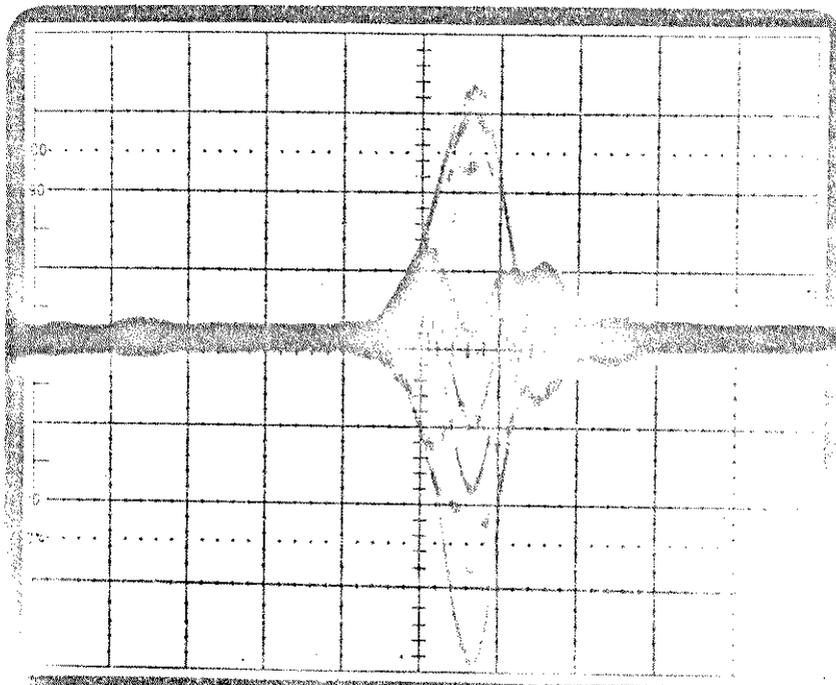
(d)

Figura 2.33 - Perturbações ocorridas na envoltória do sinal  $z(t)$ .

Para tornar a marca sempre positiva, como mostra a figura 2.35, passa-se o sinal proveniente dos filtros por um retificador ativo, de onda completa. Ainda, para eliminar as perturbações secundárias, que têm amplitudes menores que a da marca, o sinal que provém do retificador é ceifado antes de ser aplicado ao somador de saída, onde será adicionado ao sinal que representa a resposta em frequência do sistema que está sob teste. A amplitude da marca é também ajustável.



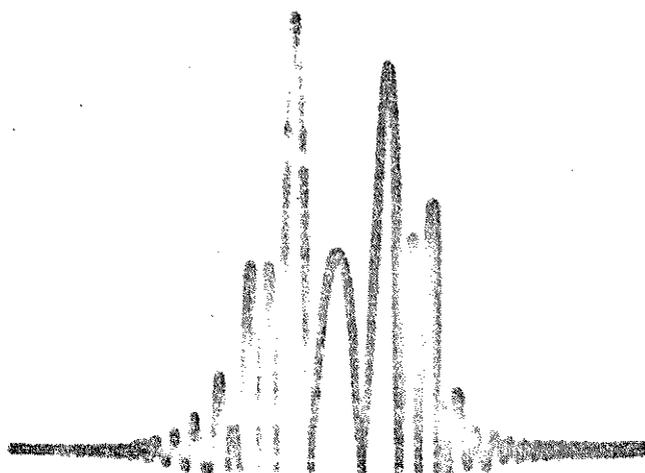
(a)



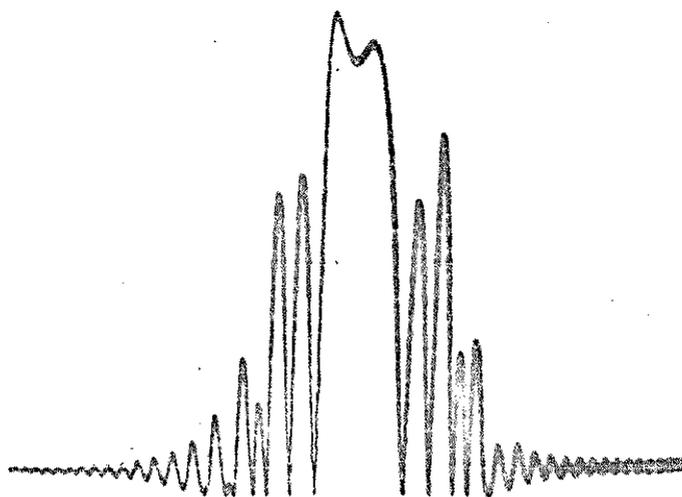
(b)

Figura 2.34 - Sinal da marca na saída do filtro passa-baixa:  
a) instantâneo e b) movimento ao longo do tempo.

Vale lembrar que a varredura deve ser feita de forma relativamente lenta, de modo que a marca, que é um sinal de baixa frequência, não se espalhe quando estiver sendo plotado. Pela mesma razão, a faixa de frequências varrida deve ser maior do que a frequência de corte do filtro passa-baixa que estiver sendo usado.



(a)



(b)

Figura 2.35 (a) e (b) - Detalhes do sinal da marca na saída do retificador de onda completa, em instantes diferentes.

O cálculo dos filtros passa-baixas é apresentado no apêndice B.

## 2.7 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO

O gerador de varredura aqui estudado tem o seu diagrama esquemático ilustrado na figura 2.36. Acompanha a relação dos componentes.

### Circuitos Integrados Analógicos

#### - Amplificadores Operacionais

A<sub>1</sub> - CI741

A<sub>2</sub> - CI741

A<sub>3</sub> - LM324

A<sub>4</sub> - LM310

A<sub>5</sub> - LM310

A<sub>6</sub> - LM324

A<sub>7</sub> - LM324

A<sub>8</sub> - CI741

A<sub>9</sub> - LM310

A<sub>10</sub> - LM310

#### - Osciladores controlados a tensão (VCOs)

ICL 8038 (1) e (2)

#### - Circuito Integrado Digital

CI7400

#### - Transistores

T<sub>1</sub> - BC548C

T<sub>5</sub> - MPF102

T<sub>9</sub> - BC640

T<sub>2</sub> - MPF102

T<sub>6</sub> - BC548C

T<sub>10</sub> - BC548C

T<sub>3</sub> - BC548C

T<sub>7</sub> - BC548C

T<sub>11</sub> - BC548C

T<sub>4</sub> - BC548C

T<sub>8</sub> - BC639.

## - Diodos

$D_1$ - 0A90	$D_5$ - 0A90
$D_2$ - BZX79/C5V1	$D_6$ - 1N914
$D_3$ - 1N4002	$D_7$ - 1N914
$D_4$ - 1N4002	$D_8$ - BZX79/C5V1

## - Resistores (dados em ohms)

$R_1 = 10k$	$R_{11} = 100k$	$R_{21} = 10k$
$R_2 = 100k$	$R_{12} = 100k$	$R_{22} = 220k$
$R_3 = 2k$	$R_{13} = 100k$	$R_{23} = 5,6k$
$R_4 = 6,5k$	$R_{14} = 100k$	$R_{24} = 51$
$R_5 = 51k$	$R_{15} = 100k$	$R_{25} = 1k$
$R_6 = 51k$	$R_{16} = 4,7k$	$R_{26} = 5k$
$R_7 = 3k$	$R_{17} = 5,6k$	$R_{27} = 1M$
$R_8 = 5k$	$R_{18} = 1 M$	$R_{28} = 8,2k$
$R_9 = 30k$	$R_{19} = 4,7k$	$R_{29} = 150k$
$R_{10} = 10k$	$R_{20} = 4,7k$	$R_{30} = 1,5k$
$R_{31} = 1k$	$R_{41} = 10k$	$R_{51} = 1k$
$R_{32} = 5k$	$R_{42} = 4,7k$	$R_{52} = 5k$
$R_{33} = 5,6k$	$R_{43} = 4,7k$	$R_{53} = 5,6k$
$R_{34} = 100 **$	$R_{44} = 10k$	$R_{54} = 10k$
$R_{35} = 1M$	$R_{45} = 4,7k$	$R_{55} = 10k$
$R_{36} = 4,7k$	$R_{46} = 5,6k$	$R_{56} = 10k$
$R_{37} = 1k$	$R_{47} = 10k$	$R_{57} = 177k*$
$R_{38} = 8,2k$	$R_{48} = 220$	$R_{58} = 177k*$
$R_{39} = 47 **$	$R_{49} = 1k$	$R_{59} = 88k*$
$R_{40} = 47 **$	$R_{50} = 51$	$R_{60} = 73k*$

\*\*P = 2W. Todos os demais são de 1/8 W.

$R_{61} = 75k^*$	$R_{71} = 1k$	$R_{81} = 68k$
$R_{62} = 37k^*$	$R_{72} = 22k$	$R_{82} = 1M$
$R_{63} = 17,7k^*$	$R_{73} = 20k$	$R_{83} = 10k$
$R_{64} = 17,7k^*$	$R_{74} = 20k$	$R_{84} = 10k$
$R_{65} = 8,8k^*$	$R_{75} = 20k$	
$R_{66} = 7,3k^*$	$R_{76} = 10k$	
$R_{67} = 7,3k^*$	$R_{77} = 10k$	
$R_{68} = 3,7k^*$	$R_{78} = 5,1k$	
$R_{69} = 22k$	$R_{79} = 20k$	
$R_{70} = 1k$	$R_{80} = 10k$	

\* Estes valores devem ser obtidos com a associação de dois ou mais resistores.

#### - Trimpot

$T_{p1} = 50k$	$T_{p9} = 4,7k$
$T_{p2} = 10k$	$T_{p10} = 2,2k$
$T_{p3} = P_8$	$T_{p11} = 4,7k$
$T_{p4} = 3,6k$	$T_{p12} = 4,7k$
$T_{p5} = 10k$	$T_{p13} = 10k$
$T_{p6} = 470$	$T_{p14} = 4,7k$
$T_{p7} = 100k$	$T_{p15} = 220k$
$T_{p8} = 4,7k$	

#### - Potenciômetros Lineares

$P_1 = 47k$	$P_5 = 47k$
$P_2 = 10k$	$P_6 = 10k$
$P_3 = 10k$	$P_7 = 4,7k$
$P_4 = 10k$	$P_8 = 10k$

## - Capacitores

$C_1 = 1\mu\text{F}$	$C_{11} = 10\mu\text{F}/63\text{V}$	$C_{21} = 1,5\text{nF}$
$C_2 = 100\text{nF}$	$C_{12} = 10\mu\text{F}/63\text{V}$	$C_{22} = 100-200\text{pF}$ (ajustável)
$C_3 = 10\text{nF}$	$C_{13} = 47\mu\text{F}/63\text{V}$	$C_{23} = 10\mu\text{F}/63\text{V}$
$C_4 = 1\text{ nF}$	$C_{14} = 10\mu\text{F}/63\text{V}$	$C_{24} = 100\mu\text{F}/63\text{V}$
$C_5 = 100\text{nF}$	$C_{15} = 100\text{nF}$	$C_{25} = 470\text{nF}$
$C_6 = 1,5\mu\text{F}$	$C_{16} = 47\mu\text{F}/63\text{V}$	$C_{26} = 34\text{nF} *$
$C_7 = 150\text{nF}$	$C_{17} = 100\text{nF}$	$C_{27} = 470\text{nF}$
$C_8 = 15\text{nF}$	$C_{18} = 1,5\mu$	$C_{28} = 200\text{nF}^*$
$C_9 = 1,5\text{nF}$	$C_{19} = 150\text{nF}$	$C_{29} = 470\text{nF}$
$C_{10} = 100-200\text{pF}$ (ajustável)	$C_{20} = 15\text{nF}$	$C_{30} = 34\text{nF} *$
		$C_{31} = 470\text{nF}$
		$C_{32} = 200\text{nF}^*$

\* Estes valores devem ser obtidos com a associação de dois ou mais capacitores.

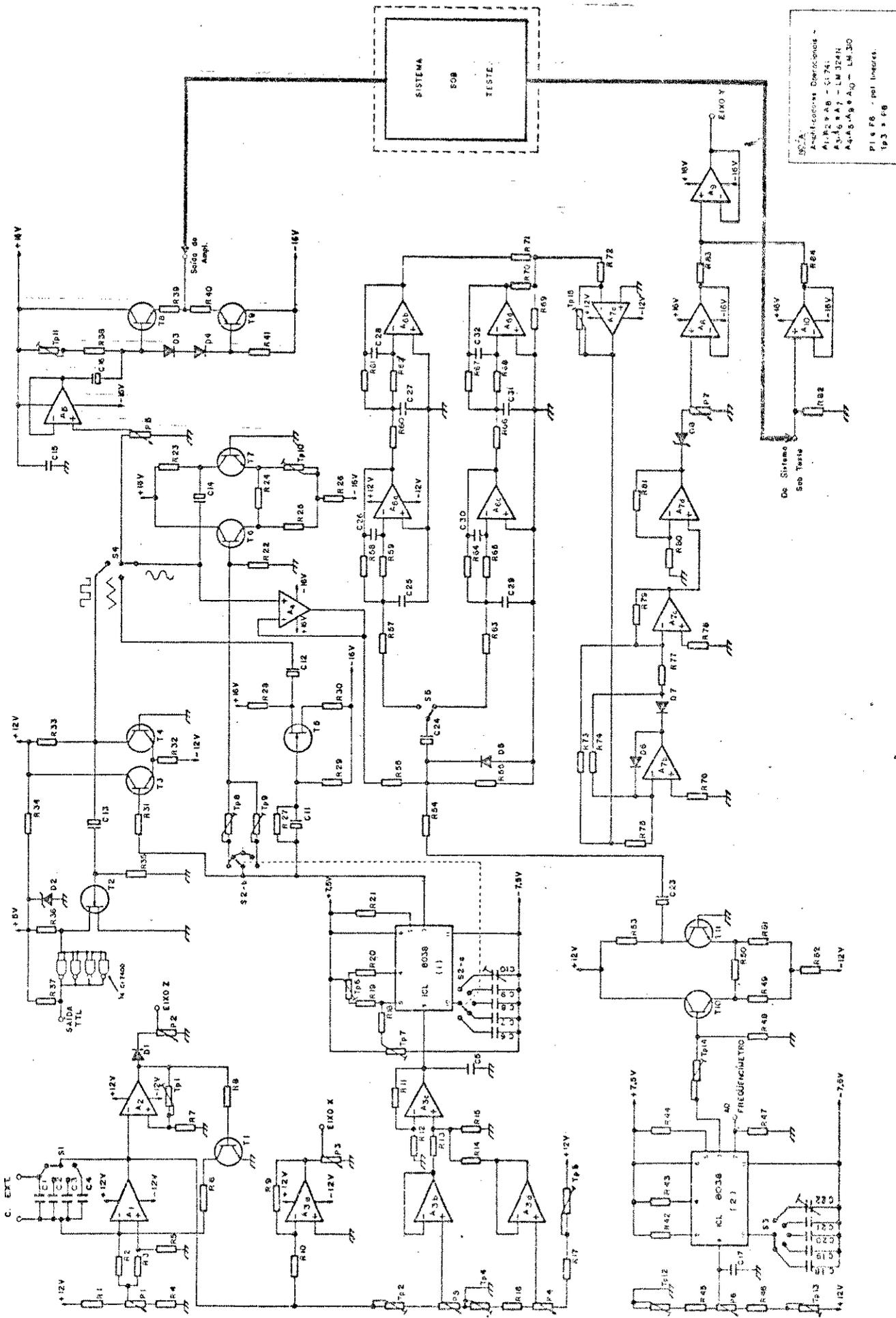


Figura 2.36 - Diagrama esquemático do gerador de varredura.

## CAPÍTULO III

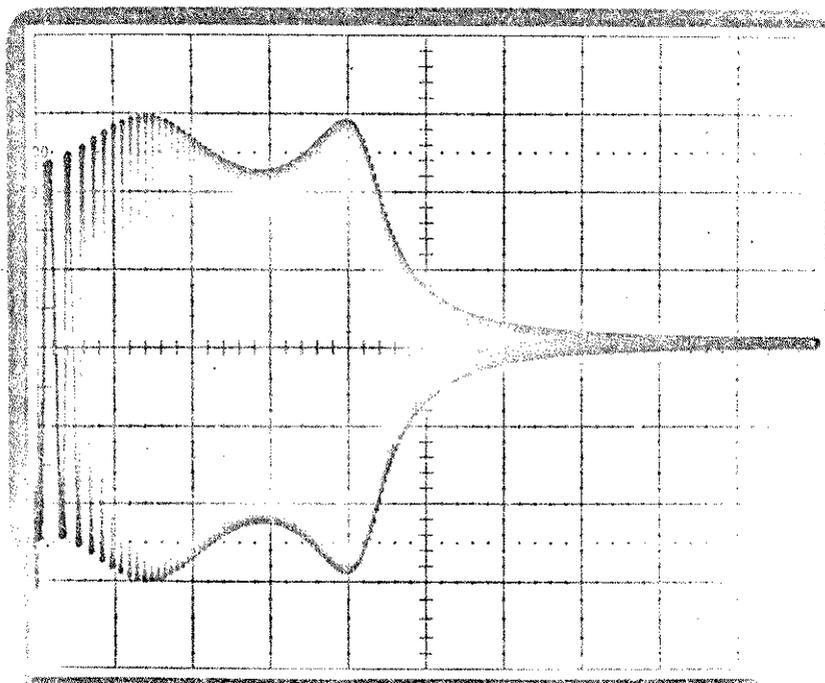
### APLICAÇÃO PRÁTICA

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

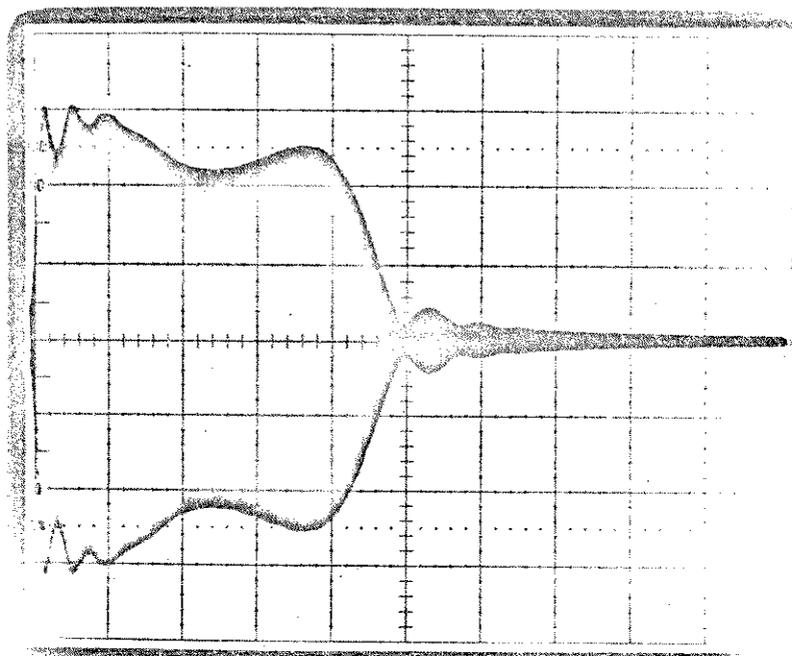
No capítulo anterior, foram apresentados alguns resultados práticos referentes à atuação individual dos estágios. Neste capítulo, é apresentada uma seqüência de ilustrações que mostram os resultados práticos obtidos com o gerador de varredura, quando da sua aplicação prática. Com base nas técnicas de utilização (ver Apêndice A), foram usados, como aparelhos mostradores das curvas de resposta em freqüência, os seguintes instrumentos: 1) osciloscópio comum, 2) osciloscópio de memória e 3) plotador x - y. As curvas de resposta são referentes a filtros ativos dos tipos passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e corta-faixa ('notch'). Nas anotações, as siglas  $T_v$ ,  $f_{mín}$ ,  $f_{máx}$  e  $f_m$  indicarão o período de varredura, as freqüências mínima e máxima da faixa varrida e a freqüência correspondente à marca, respectivamente.

#### 3.2 - SEQUÊNCIA DE ILUSTRAÇÕES

##### 3.2.1 - Instrumento auxiliar: osciloscópio comum



(a)

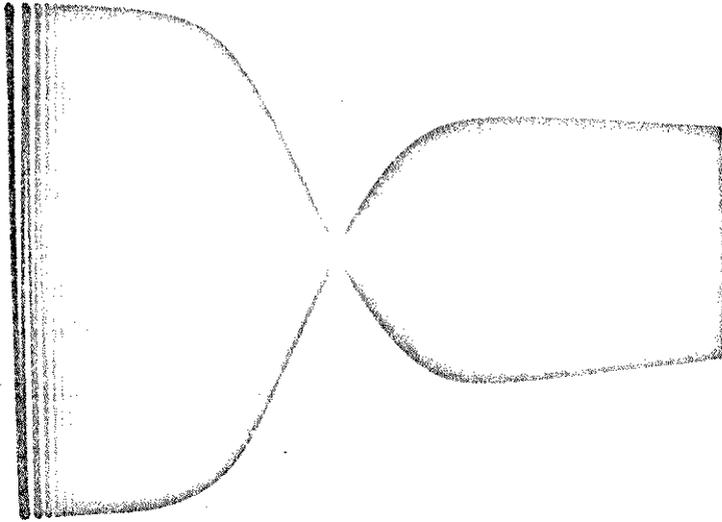


(b)

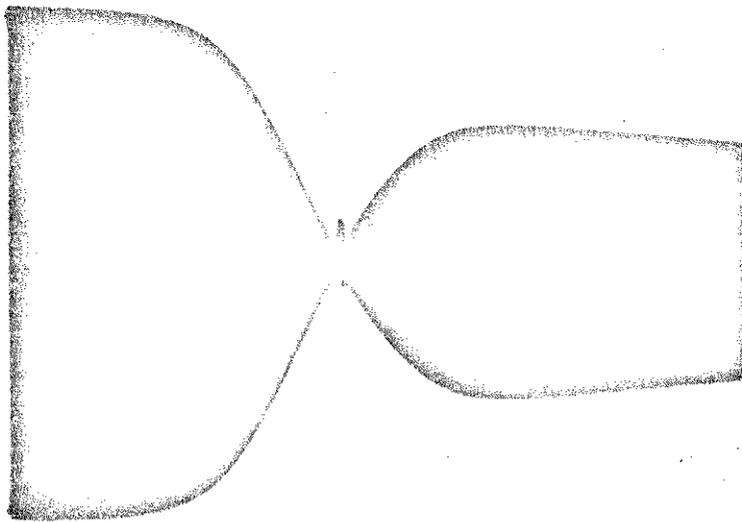
Figura 3.1 - Filtro passa-baixa de Chebyshev, de 4ª ordem, com ondulação de 2,8 dB na faixa de passagem.

a)  $T_v = 140$  ms,  $f_{\min} = 350$  Hz,  $f_{\max} = 3800$  Hz;

b) deformações da curva de resposta, causadas devido ao relativamente curto período de varredura;  $T_v = 20$  ms.



(a)



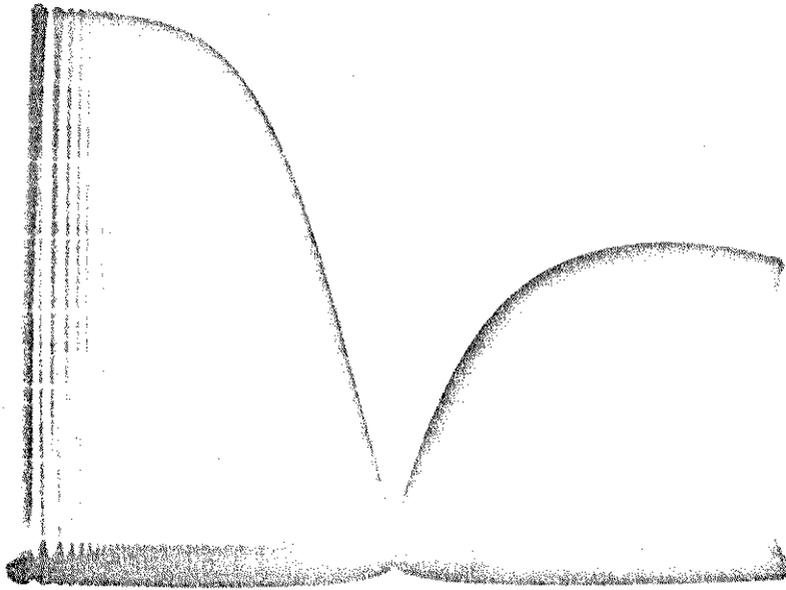
(b)

Figura 3.2 - Filtro corta-faixa ("notch")

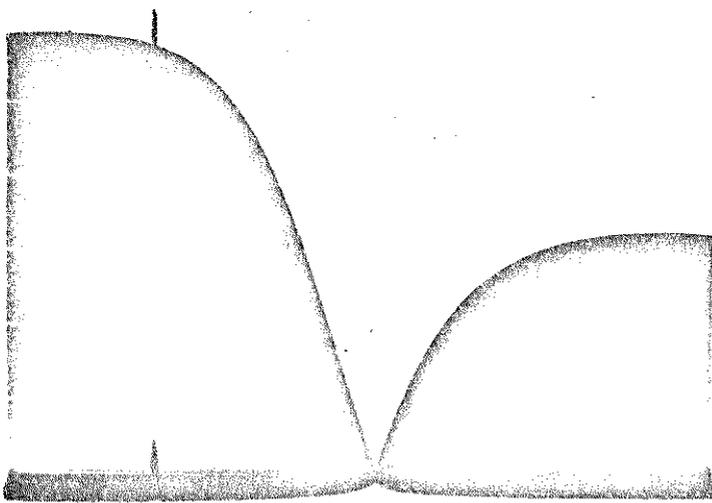
(a)  $T_V = 20 \text{ ms}$ ,  $f_{\text{min}} = 800 \text{ Hz}$ ,

$f_{\text{máx}} = 45 \text{ kHz}$ ;

(b)  $T_V = 30 \text{ s}$ ,  $f_m = 22,8 \text{ kHz}$ .



(a)



(b)

Figura 3.3 - Filtro corta faixa ("notch"), com retificação da curva de resposta original.

$$(a) T_v = 20 \text{ ms}, f_{\text{mín}} = 800 \text{ Hz}, f_{\text{máx}} = 45 \text{ kHz}$$

$$(b) T_v = 30 \text{ s}, f_{\text{mín}} = 1 \text{ kHz}, f_{\text{máx}} = 40 \text{ kHz}, f_m = 10 \text{ kHz}$$

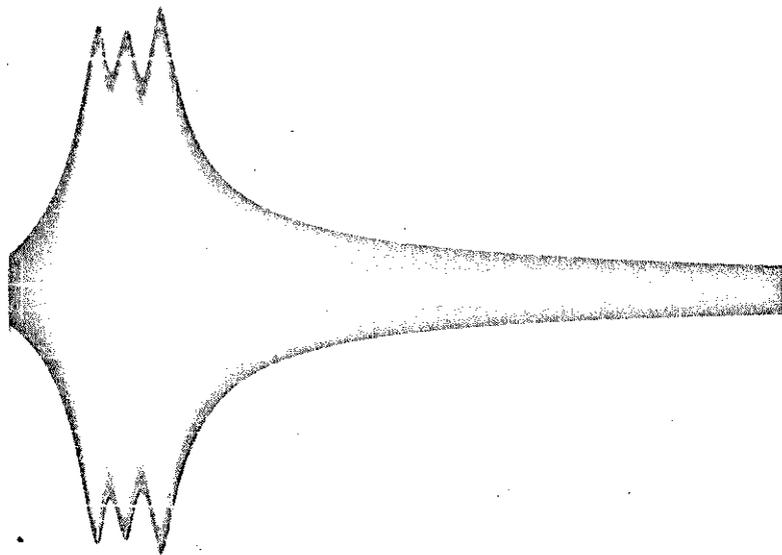
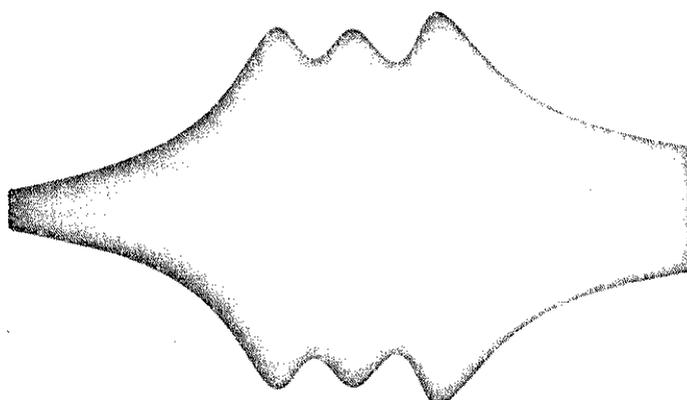
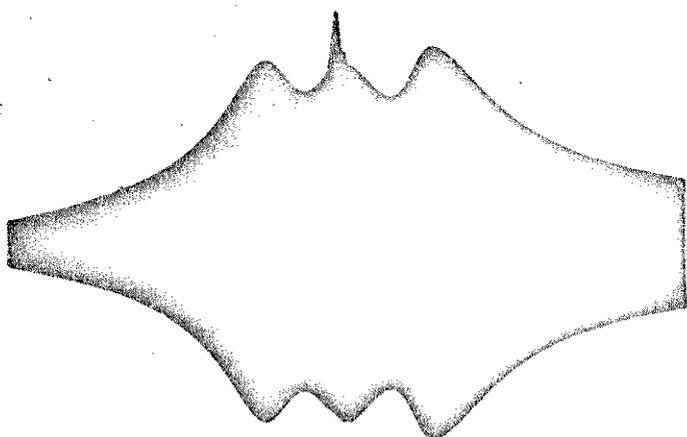


Figura 3.4 - Filtro passa-faixa de ressonância múltipla;

$$T_v = 30s, f_{\text{mín}} = 3 \text{ kHz}, f_{\text{máx}} = 45 \text{ kHz}.$$



(a)



(b)

Figura 3.5 - Filtro passa-faixa, de ressonância múltipla, com detalhamento da faixa de passagem .

a)  $T_v = 30$  s,  $f_{\text{mín}} = 2$  kHz,  $f_{\text{máx}} = 16,5$  kHz

b)  $f_m = 9,2$  kHz.

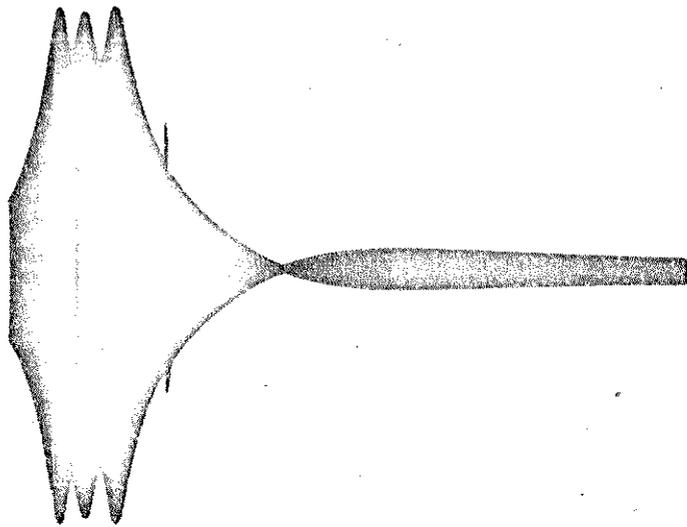
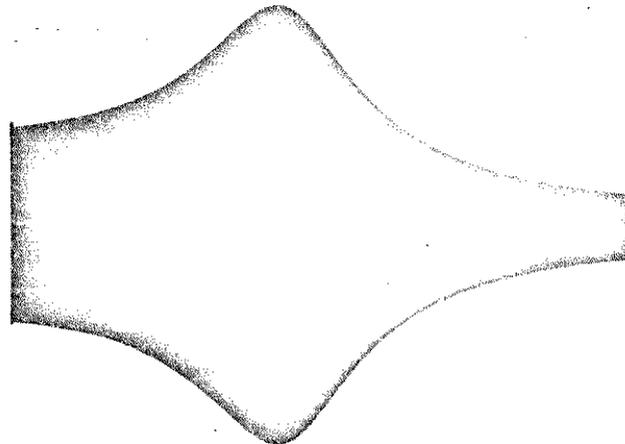


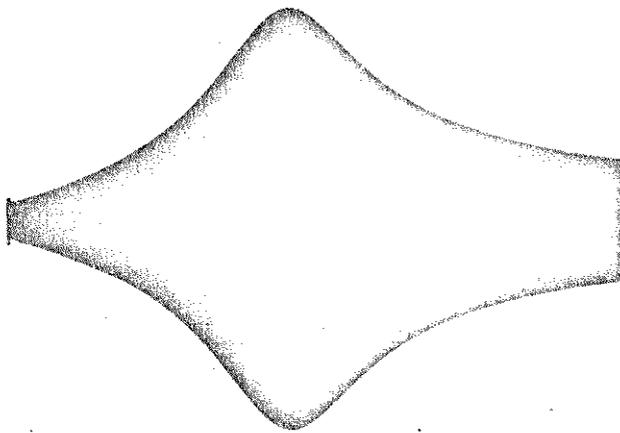
Figura 3.6 -- Filtro resultante da colocação em cascata das seções passa-faixa e corta faixa;

$$T_v = 30 \text{ s}, f_{\text{mín}} = 3 \text{ kHz}, f_{\text{máx}} = 45 \text{ kHz},$$

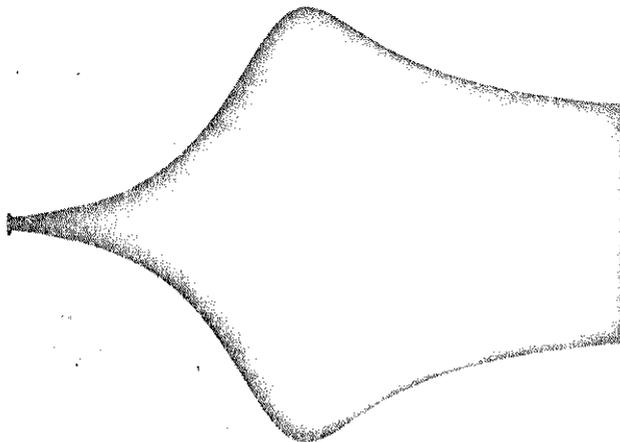
$$f_m = 14 \text{ kHz}.$$



(a)



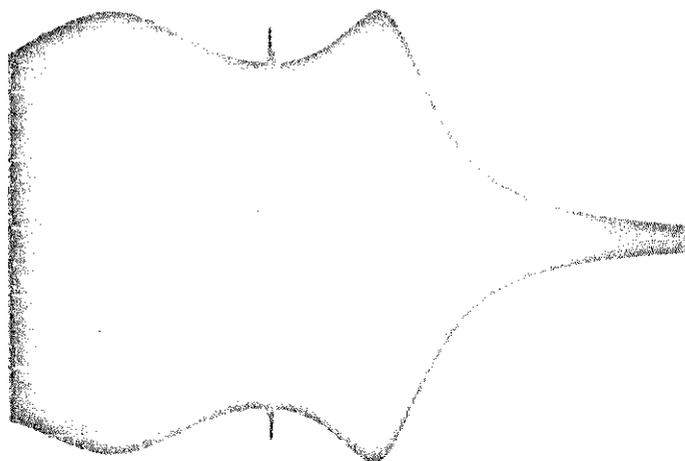
(b)



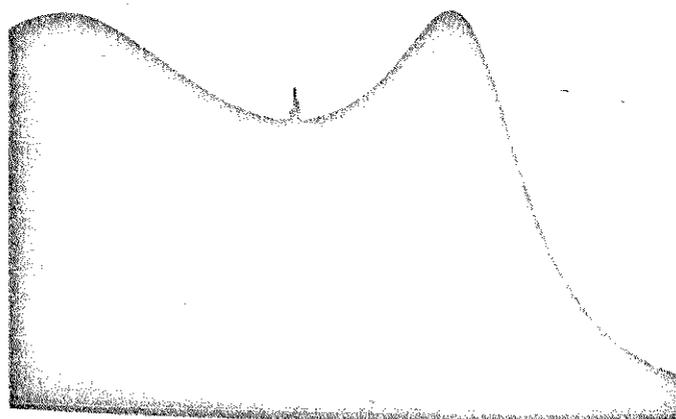
(c)

Figura 3.7 - Filtro de variável de estado, com coeficiente de amortecimento menor que 0,707;  $T_V = 30s$ ,  $f_{\text{mín}} = 500 \text{ Hz}$  e  $f_{\text{máx}} = 5200 \text{ Hz}$ .  
(a) - seção passa-baixa, (b) seção passa-faixa, (c) - seção passa-alta.

## 3.2.2 - Instrumento auxiliar: osciloscópio de memória



(a)



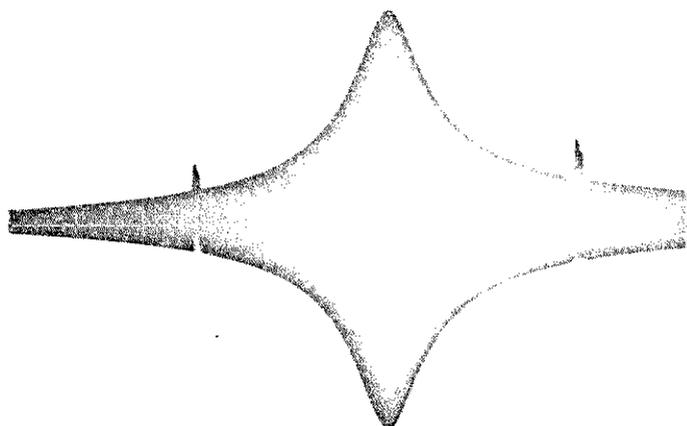
(b)

Figura 3.8 - Filtro passa-baixa de Chebyshev, de 4<sup>a</sup> ordem, com ondulação de 2,8 dB na faixa de passagem.

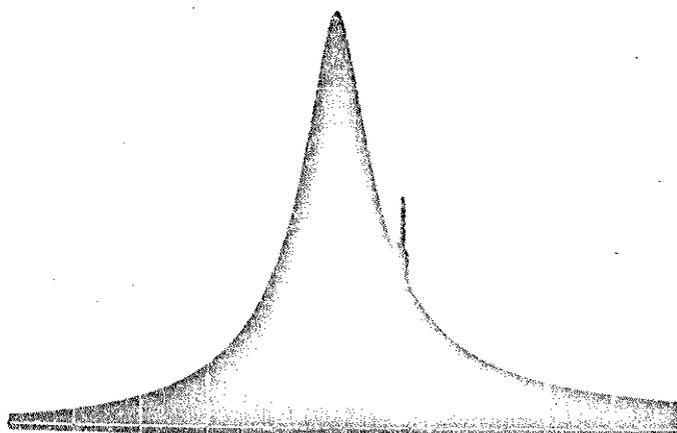
(a)  $T_v = 5s$ ,  $f_{\text{mín}} = 300 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{máx}} = 2600 \text{ Hz}$ ,  $f_m = 1420 \text{ Hz}$

(b) Retificação da curva de resposta original, detalhando as faixas de passagem e de transição:

$T_v = 5s$ ,  $f_{\text{mín}} = 580 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{máx}} = 2570 \text{ Hz}$ ,  $f_m = 1420 \text{ Hz}$ .



(a)



(b)

Figura 3.9 - Filtro passa-faixa

(a)  $T_V = 5s$ ,  $f_{\min} = 470 \text{ Hz}$ ,  $f_{\max} = 2000 \text{ Hz}$ ,  
 $f_{m1} = 900 \text{ Hz}$ ,  $f_{m2} = 1750 \text{ Hz}$ .

(b) Retificação da curva de resposta original;  $T_V = 5s$ ;  $f_{\min} = 460 \text{ Hz}$ ,  $f_{\max} = 2200 \text{ Hz}$ ,  $f_m = 1500 \text{ Hz}$ .

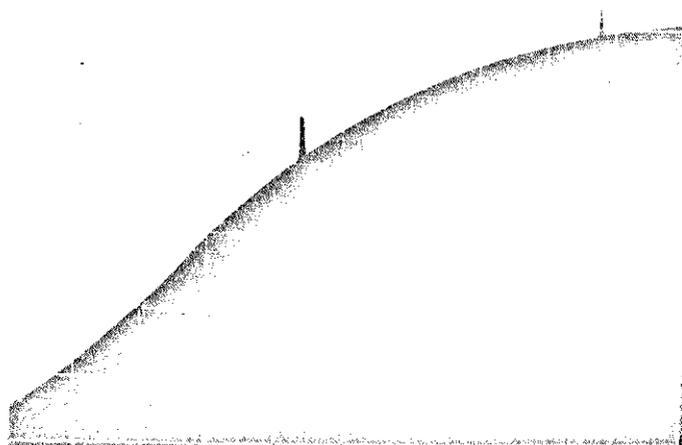


Figura 3.10 - Filtro passa-alta, com detalhamento da faixa de transição

$$T_v = 5s, f_{\min} = 7,5 \text{ kHz}, f_{\max} = 35 \text{ kHz},$$

$$f_{m1} = 20 \text{ kHz}, f_{m2} = 32 \text{ kHz}.$$

## 3.2.3 - Instrumento auxiliar: plotador X-Y

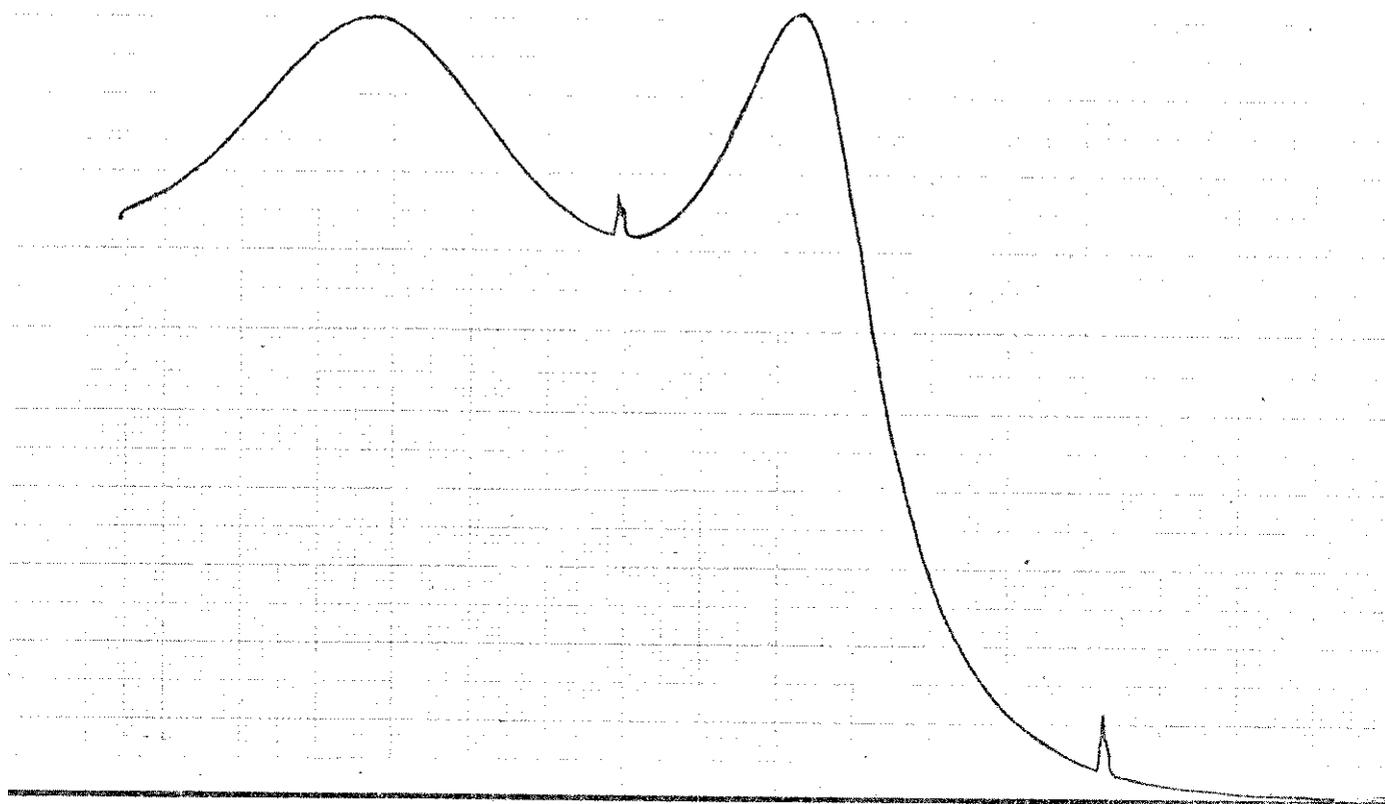


Figura 3.11 - Filtro passa-baixa de Chebyshev, de 4<sup>a</sup> ordem, com ondulação de 2,8 dB na faixa de passagem.

$$T_v = 15s, f_{m\grave{a}n} = 100 \text{ Hz}, f_{m\grave{a}x} = 3150 \text{ Hz},$$

$$f_{m1} = 1430 \text{ Hz}, f_{m2} = 2660 \text{ Hz}$$

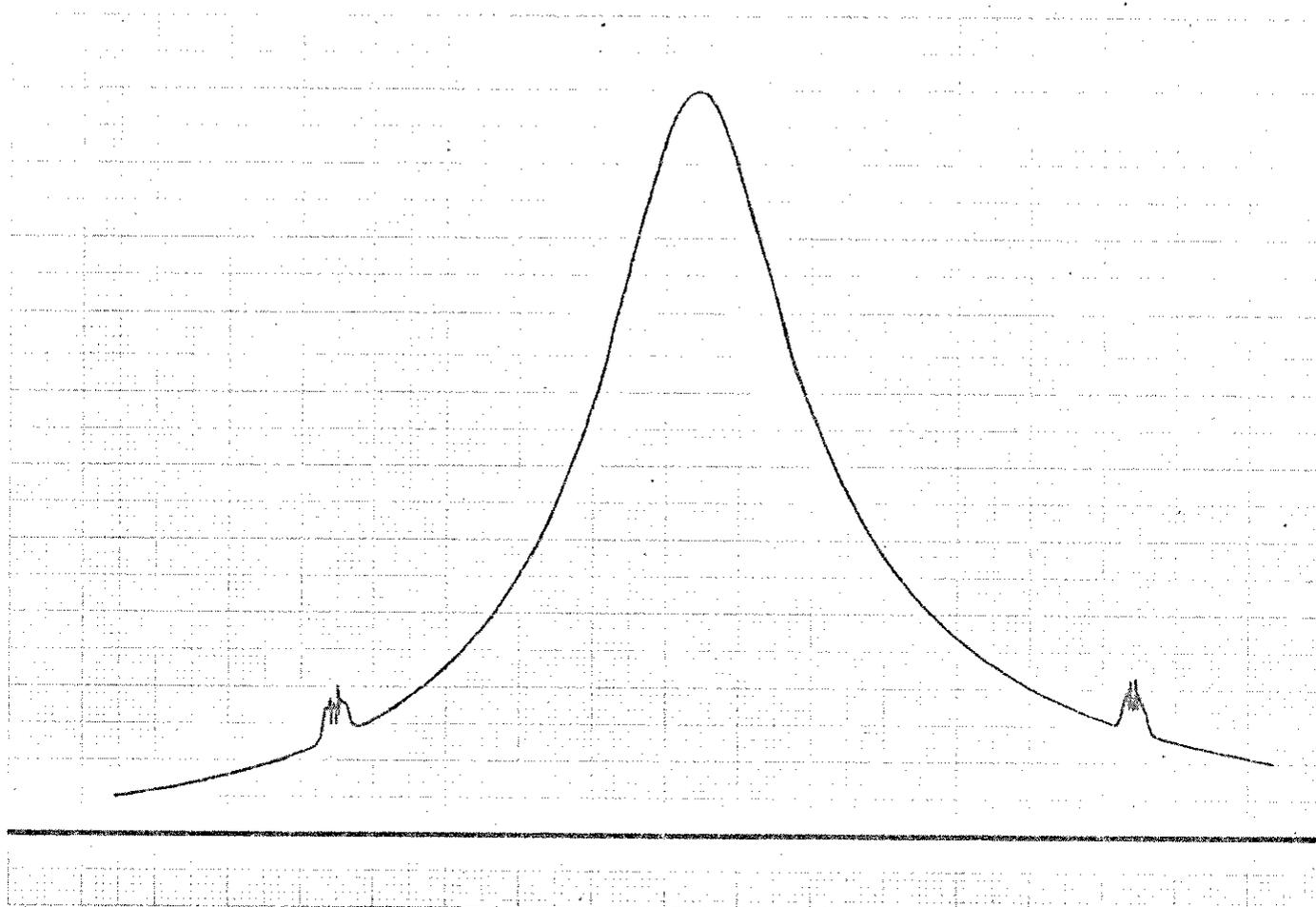


Figura 3.12 - Filtro passa-faixa

$$T_v = 15s, f_{\min} = 870 \text{ Hz}, f_{\max} = 1780 \text{ Hz},$$

$$f_{m1} = 1060 \text{ Hz}, f_{m2} = 1700 \text{ Hz}$$

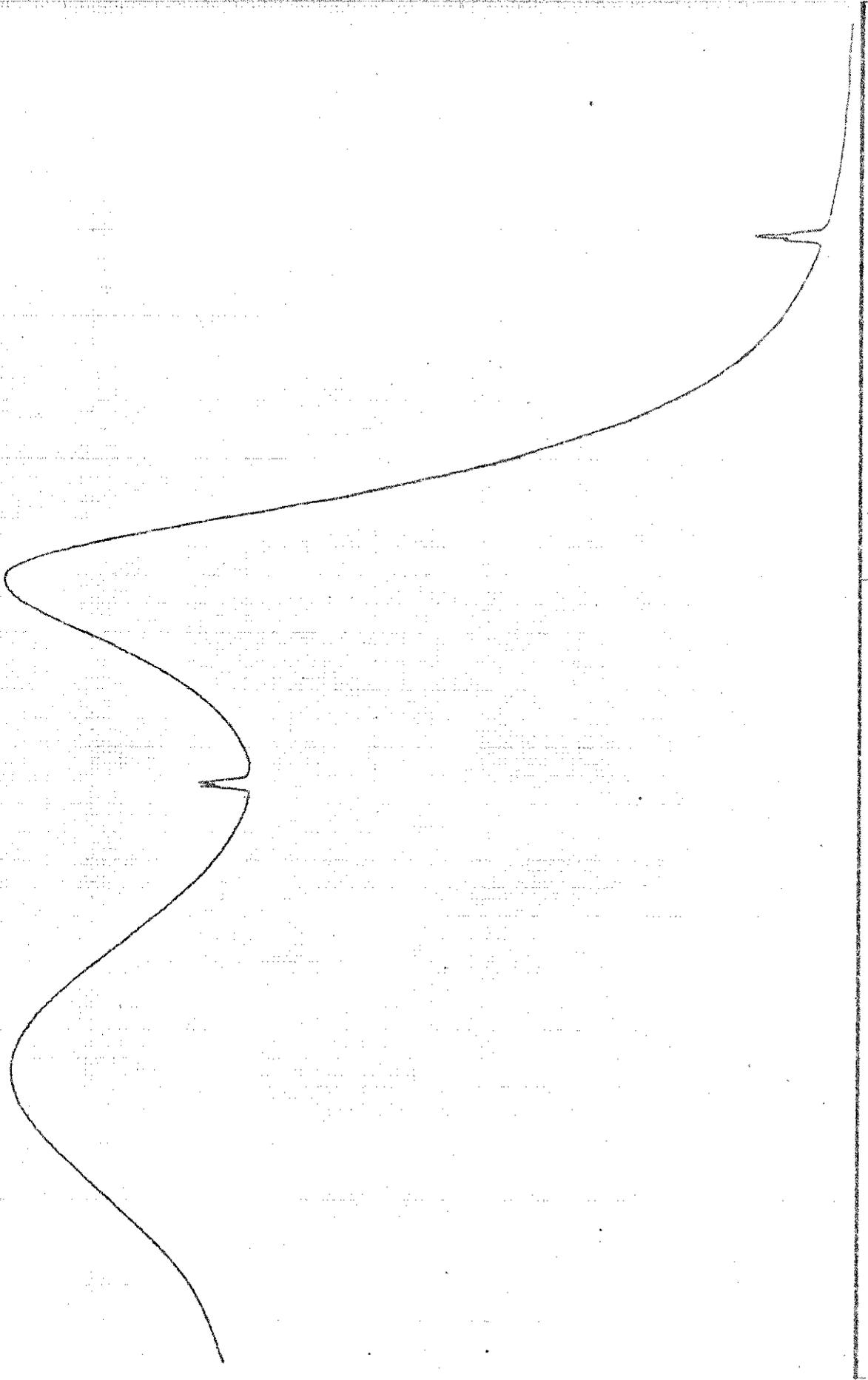


Figura 3.13 - Filtro passa-baixa de Chebyshev; de 4ª ordem, com ondulação de 2,8 dB na faixa de passagem.  
 $T_v = 30s$ ,  $f_{\text{mín}} = 100 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{máx}} = 3150 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{m1}} = 1430 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{m2}} = 2660 \text{ Hz}$ .

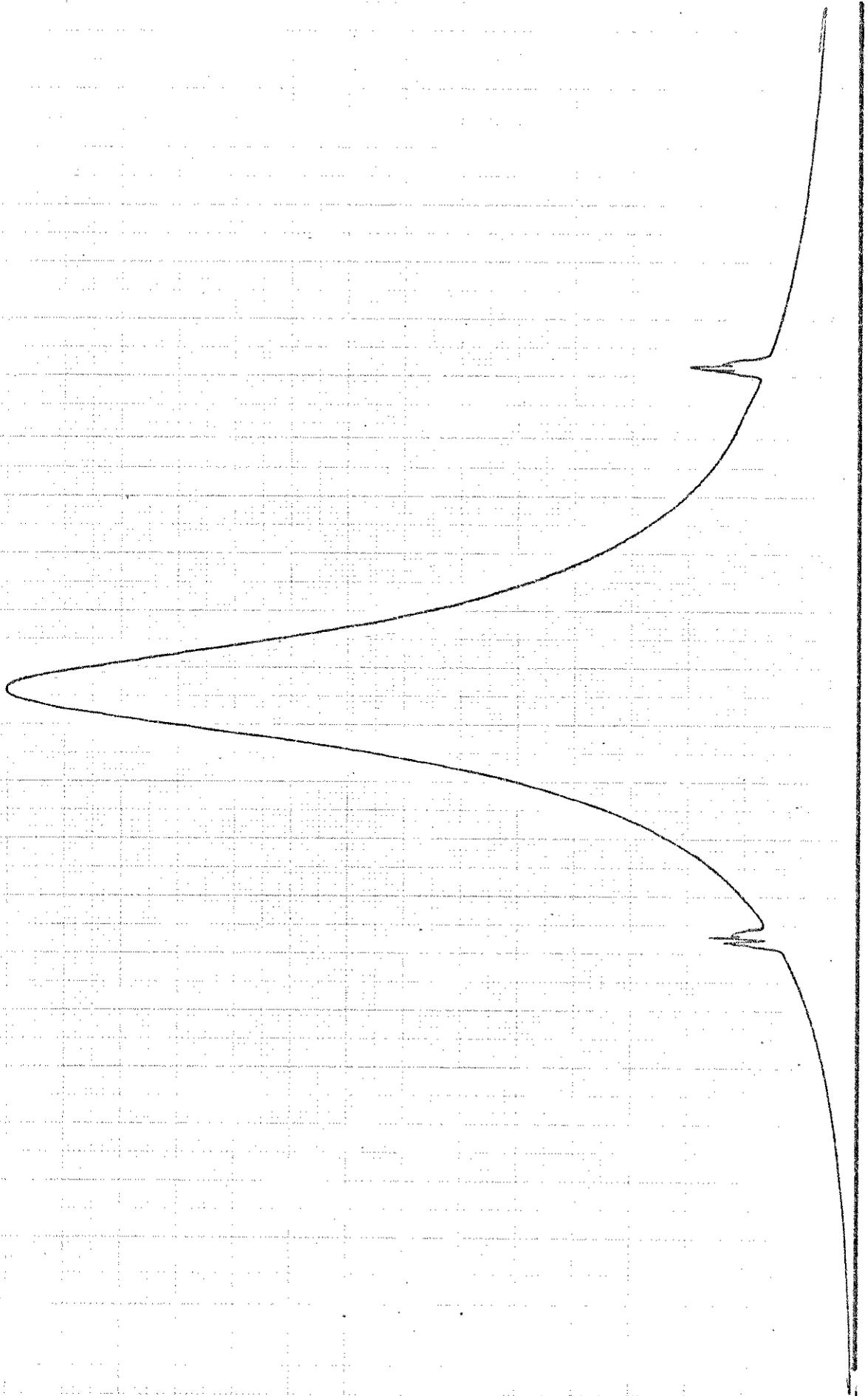


Figura 3.14 - Filtro passa-faixa  $T_V = 30s$ ,  $f_{\min} = 540 \text{ Hz}$ ,  $f_{\max} = 2250 \text{ Hz}$ ,  $f_{m1} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $f_{m2} = 1780 \text{ Hz}$

## CAPÍTULO IV

### CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS

Os resultados obtidos com o gerador de varredura apresentado mostram que foram atingidos os objetivos propostos no início deste trabalho. Fica assim comprovado que é plenamente viável a produção de tal gerador com componentes encontrados no mercado nacional, a um custo relativamente reduzido.

Por outro lado, com a teoria apresentada ao longo deste trabalho, pode-se partir para a pesquisa de novos modelos de geradores de varredura, já mais sofisticados, que possam ser utilizados não só para fins didáticos, mas também para fins científicos e de projetos de engenharia eletro-eletrônica. Segue uma relação de sugestões, visando esse aperfeiçoamento:

- 1) Projeto de um oscilador controlado a tensão com faixa global de frequência mais ampla e que permita maior razão de varredura.
- 2) Projeto de um gerador de rampa que torne possível o gatilhamento do sinal FM sempre num mesmo valor de tensão, de forma que o sinal FM fique sincronizado com a rampa.
- 3) Incorporação de circuitos detetores de erro que acusam ocorrências do tipo "sinal de controle do VCO com nível excessivo" e "frequência da marca forados limites da faixa de frequência varrida".
- 4) Incorporação de um circuito retificador que ceife os picos negativos provenientes do sistema sob teste, de modo a fornecer somente a parte da envoltória que está acima do eixo relativo de frequência.
- 5) Incorporação de um freqüencímetro, com o qual se possa medir o valor da frequência da marca e o valor da frequência instantânea do sinal FM, quando for o caso de longos períodos de varredura.

- 6) Incorporação de dois amplificadores logarítmicos , sendo um deles colocado na entrada do VCO e outro na entrada da seção somadora da marca (saída do sistema sob teste), de modo a tornar logarítmicos os eixos relativos à frequência e à amplitude da curva de resposta.
- 7) Mudança da marca para a forma pulsada, cujos pulsos, quando somados com o sinal do apagador de traços, causem variação da luminosidade da curva de resposta obtida na tela do osciloscópio, como mostra a figura 4.1.

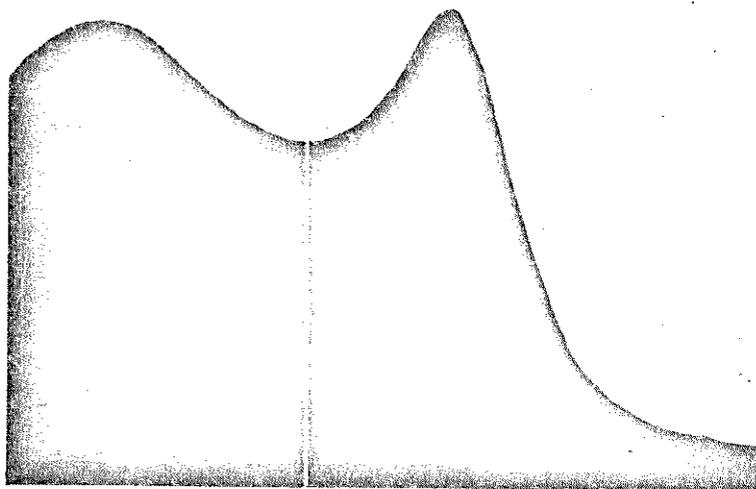


Figura 4.1 - Identificação da marca através da variação de luminosidade.

- 8) Projeto de um novo amplificador de saída.

Na realidade, esta relação ainda pode ser ampliada, porém deve-se lembrar sempre que um equipamento que apresente tais sofisticacões não tem mais finalidade exclusivamente didática , que foi a visada neste trabalho.

## APÊNDICE "A"

### TÉCNICAS DE UTILIZAÇÃO

São aqui apresentadas as técnicas mais importantes para a utilização do gerador de varredura em estudo, considerando-se como aparelhos mostradores das funções de resposta em frequência um osciloscópio comum, um osciloscópio de memória e um plotador X-Y.

#### A.1 - OSCILOSCÓPIO COMUM

1º) Dispor os aparelhos, conforme ilustrado na figura 1, com a chave "S" na posição "A" e todos os controles do gerador na posição de mínimo.

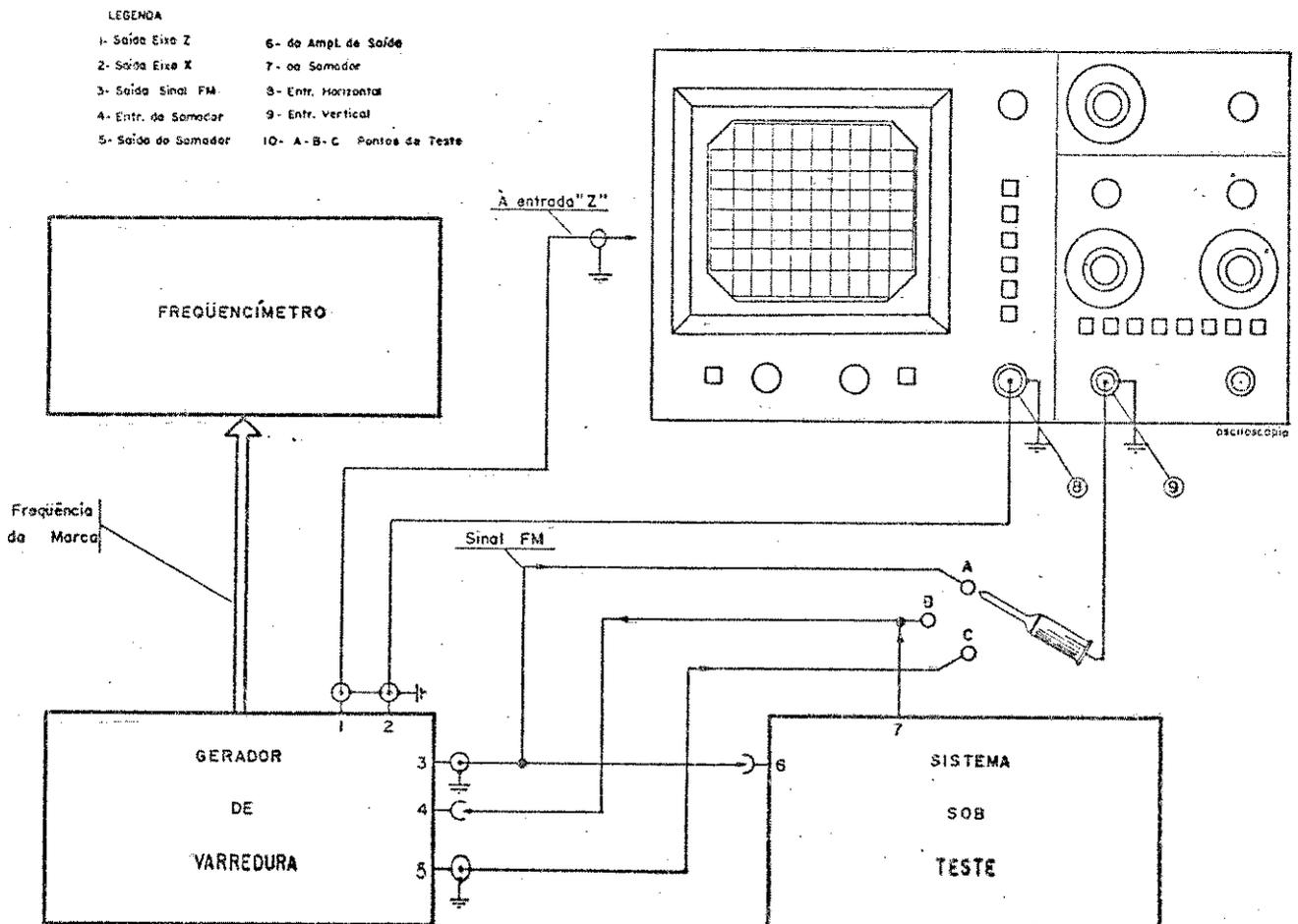


Figura 1 - Disposição dos aparelhos para aplicação prática.

2) Ajustar o período do sinal de varredura horizontal (rampa) para um valor que torne a imagem persistente na tela do osciloscópio (aproximadamente 30 ms). OBS.: a) Se a faixa de frequências a ser varrida for a menor, o sinal aparecerá expandido horizontalmente na tela. Neste caso, ter-se-á que aumentar o período de varredura, não sendo mais possível a persistência da imagem na tela, aconselhando-se então a utilização de um osciloscópio de memória ou de um plotador X - Y. b) A entrada do amplificador horizontal deverá ser comutada para a posição "DC".

3) Calibrar o ganho do amplificador horizontal, de forma a manter o traço horizontal dentro dos limites da tela.

4) Selecionar a forma de onda do sinal de saída para senoidal.

5) Ajustar a amplitude do sinal de saída para aproximadamente 1 Vpp e calibrar o amplificador vertical do osciloscópio

6) Selecionar a faixa de frequências adequada e ajustar a frequência central do sinal FM (sem varredura) para um valor ligeiramente maior que a metade do valor da frequência máxima da faixa a ser varrida.

7) Variar o controle de varredura do sinal FM de modo a cobrir a faixa de frequências a ser varrida. OBS. a) Se a amplitude da rampa for excessiva, aparecerão deformações nas extremidades esquerda e/ou direita do sinal FM gerado. b) A faixa de frequências varrida poderá ter os limites inferior ou superior aquém ou além dos limites obtidos com controle manual.

8) Passar a chave "S" para a posição "B", reajustando a amplitude do sinal FM para um valor compatível com o ganho do sistema sob teste. Nesta situação, aparecerá a curva de resposta em frequência, conforme exemplo ilustrado na figura 3.1(a).

9) Para adicionar a marca, a chave "S" deve ser deslocada à posição "C" e a frequência e a amplitude da marca devem ser ajustadas através de seus respectivos controles. OBS.: a) A largura da marca depende da faixa de frequências varrida, da frequência de corte do filtro passa-baixa (10 Hz ou 100 Hz) selecio

nado na saída do gerador de marcas e do período de varredura.  
 b) O sinal de saída referente à posição "C" tem sua amplitude reduzida à metade do seu valor real (posição "B").

10) Para visualizar na tela apenas a parte superior da curva de resposta do sistema, de modo que haja maior detalhamento nas amplitudes, basta deslocar o feixe para a posição do extremo inferior da tela, ou retificar o sinal proveniente da saída do sistema (posição "B") antes de injetá-lo no somador. OBS.: a) É aconselhável que tal retificador seja ativo, para não causar efeitos de carga no sistema sob teste. Este processo de retificação, apesar de mais dificultoso, é mais técnico. b) O retificador também pode ser ligado à saída do somador (posição "C").

11) Para detalhar alguma região da curva de respostas, isto é, ampliar a imagem horizontalmente, deve-se diminuir a largura da faixa varrida e deslocar a frequência central. Desta forma, é possível "percorrer" a curva de resposta em pequenos trechos. Outra forma, menos eficiente e menos técnica, é a de aumentar a sensibilidade do amplificador horizontal.

## A.2 - OSCILOSCÓPIO DE MEMÓRIA

1) Proceder da mesma forma como indicado na utilização do osciloscópio comum. Deve-se lembrar, apenas que quando for acionada a memória para gravação da imagem, o período de varredura poderá ser longo, com duração de segundos a minutos, dependendo da faixa de frequências selecionada e da largura da marca. Como as imagens podem ser sobre-postas, torna-se possível deslocar a marca para outros pontos da curva, ficando a curva de resposta final com mais de uma marca. Estas são as maiores vantagens da utilização do osciloscópio de memória.

## A.3 - PLOTADOR X-Y

Um plotador X-Y, por ser eletro-mecânico, não responde a rápidas variações de sinais. Assim sendo, se tais variações ocorrerem, ele responderá aos valores médios instantâneos da função que estiver sendo estudada, tornando, portanto, neces

sãria a retificação do sinal proveniente da saída do sistema que está sob teste. Com base nestes fatos, deve-se proceder da seguinte forma para obter curvas de resposta em frequência através do plotador:

- 1) Projetar um retificador, de preferência ativo.
- 2) Com base na figura 1, ligar a entrada do retificador à saída do somador (posição "C") e sua saída à entrada "Y" do plotador, mantendo o osciloscópio ligado para acompanhamento.
- 3) Interligar a saída horizontal do gerador com a entrada "X" do plotador e ajustar o período de varredura para maior valor possível. OBS.: Podem ser adicionados capacitores (não eletrolíticos), em paralelo com o capacitor original do gerador de rampa, para tornar o período ainda maior.
- 4) Calibrar as escalas "X" e "Y" do plotador e a amplitude da marca conforme o tamanho desejado do gráfico a ser plotado. OBS.: O nível "zero" correspondente é obtido com a entrada "Y" curto-circuitada.
- 5) Acompanhando através do osciloscópio, acionar e desacionar o plotador nos instantes corretos.
- 6) Para obter mais de uma marca simultaneamente, inserir a saída de um ou mais geradores externos no somador do gerador de marcaç. Caso a curva de resposta a ser plotada não tenha uma finalidade especial, deslocar a marca e plotar as curvas de forma sobreposta.

APÊNDICE "B"

CÁLCULO DOS FILTROS PASSA-BAIXAS

O filtro passa-baixa de segunda ordem, com realimentação múltipla, ilustrado na figura 1, (Johnson & Hilburn, 1975), tem sua função de transferência definida pela equação 1.

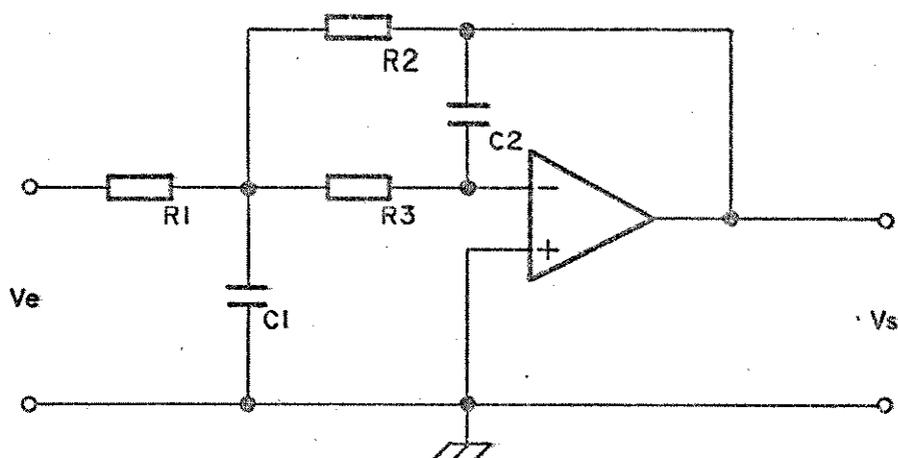


Figura 1 - Filtro passa-baixa de segunda ordem.

$$H(s) = - \frac{G b_0}{s^2 + b_1 s + b_0}$$

$$b_0 = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (1)$$

$$b_1 = \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

$$G = \frac{R_2}{R_1}$$

Fazendo-se a consideração de que  $C_1$  seja unitário, uma das soluções que satisfazem (1), no que diz respeito à determinação dos valores normalizados dos componentes, está representada em (2).

$$\begin{aligned}
 C_1 &= 1 \\
 C_2 &= \frac{b_1^2}{4 b_0 (G + 1)} \\
 R_3 &= \frac{2}{b_1} \\
 R_2 &= (G+1) R_3 \\
 R_1 &= \frac{R_2}{G}
 \end{aligned} \tag{2}$$

Para o caso do filtro de quarta ordem utilizado, faz-se o cálculo de duas seções de segunda ordem, com base no polinômio de quarta ordem de Butterworth, que é dado por (3).

$$P(s) = (s^2 + 0,76537 s + 1) (s^2 + 1,84776 s + 1) \tag{3}$$

Considerando que o ganho (G) de cada seção seja unitário, a função de transferência global do filtro será dada pela equação (4) e os valores normalizados dos componentes serão dados pela equação (5).

$$H(s) = \frac{1}{P(s)} \tag{4}$$

$$C_1 = 1 \tag{5}$$

$$C_2 = \frac{b_1^2}{8 b_0}$$

$$R_3 = \frac{2}{b_1}$$

$$R_2 = 2 R_3$$

$$R_1 = R_2$$

Os valores reais dos componentes são obtidos da seguinte forma: a) atribui-se um valor real ao capacitor  $C_1$  ( $C_{1r}$ ), normalmente sub-múltiplo de 10; b) calculam-se os valores reais dos demais componentes através da equação (6);

$$C_{2r} = C_2 C_{1r}$$

(6)

$$R_{nr} = R_n \frac{1}{2 \pi f_c C_{1r}}$$

onde " $f_c$ " é a frequência de corte do filtro dada em hertz.

APÊNDICE "C"

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A figura 1 ilustra o esquema de uma fonte de alimentação para o gerador de varredura em estudo, apresentada aqui como sugestão.

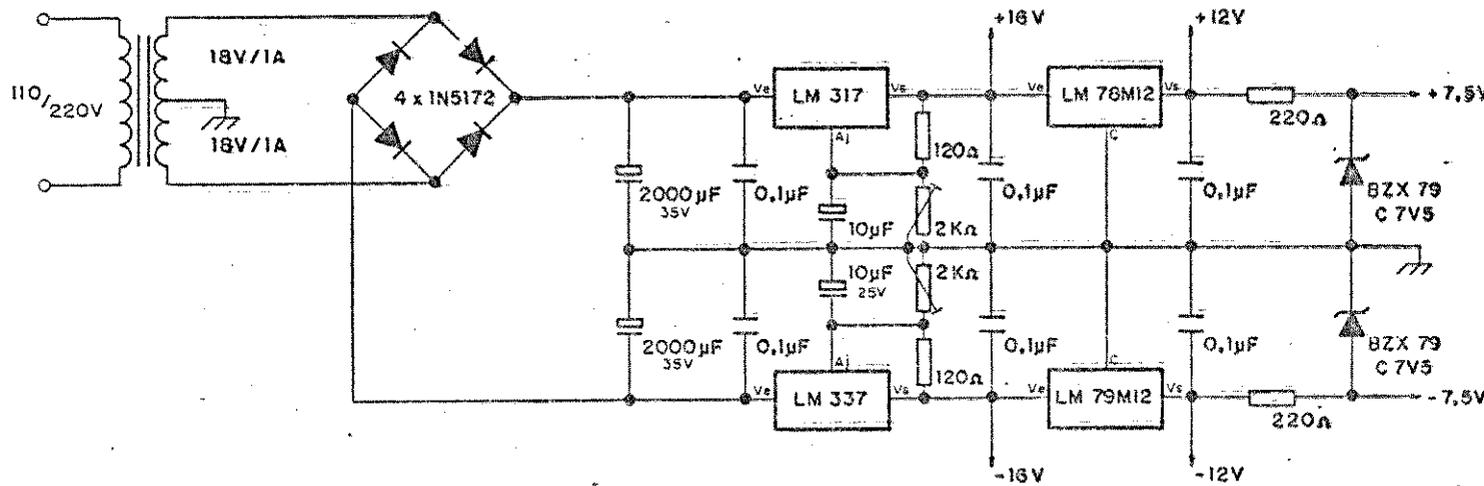


Figura 1 - Fonte de alimentação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. AHMED, M.T.; SIDDIQI, M.A. & USMANI, A.; A Frequency response display for electrical engineering laboratory, IEEE Transactions on Education, New York, 26 (1): 39-43, Feb/1983.
2. CARLSON, A. BRUCE; Communication systems: an introduction to signals and noise in electrical communication. Tokyo, McGraw-Hill Kogakusha, 1975. 495p.
3. DOBKIN, R.C., Function generator produces sine, square and triangular waves. Electronic Design, New York, 23(3): 88-90, Feb./1975.
4. GONOROVSKI, I.S., Señales y circuitos radiotécnicos, Moscú, Mir, 1972, 700 p.
5. GREBENE, A.B.; Generate waveforms with a single IC. Electronic Design, New York, 22(19): 132-136, Sept/1974.
6. ICL 8038 Precision waveform generator/voltage controlled oscillator., California, Intersil, 1980, 8 p.
7. JOHNSON, D. E. & HILBURN, J. L., Rapid practical designs of active filters. New York, J. Wiley, 1975, 264 p.
8. JUNG, W. G., IC-OP-AMP Cookbook, 2.ed. Indianapolis, Howard W. Sams, 1981, 480 p.
9. LINEAR IC<sup>S</sup> for consumer applications. West Germany, National Semiconductor, 1980.
10. RCA linear integrated circuits. New Jersey, RCA, 1970, 416p.
11. RIGHINI, G. & MARSIGLIA, França. Diode-shunted op amp converts triangular input into sine wave. Electronics International 51(21): 126-127, Out/1978.