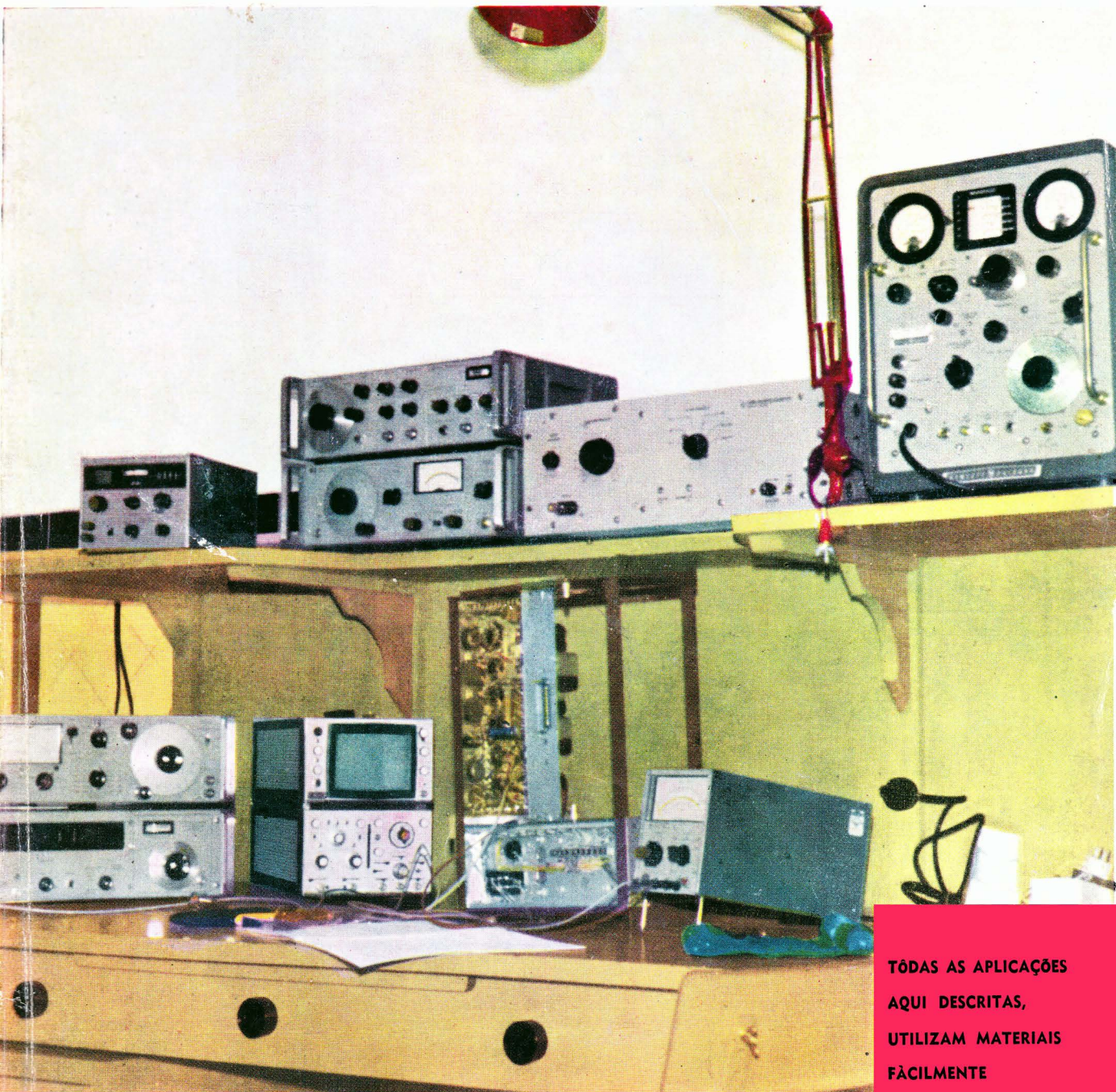


eletrônica

MAIO/JUNHO 1968 - N.º 27

NCr\$ 1,30

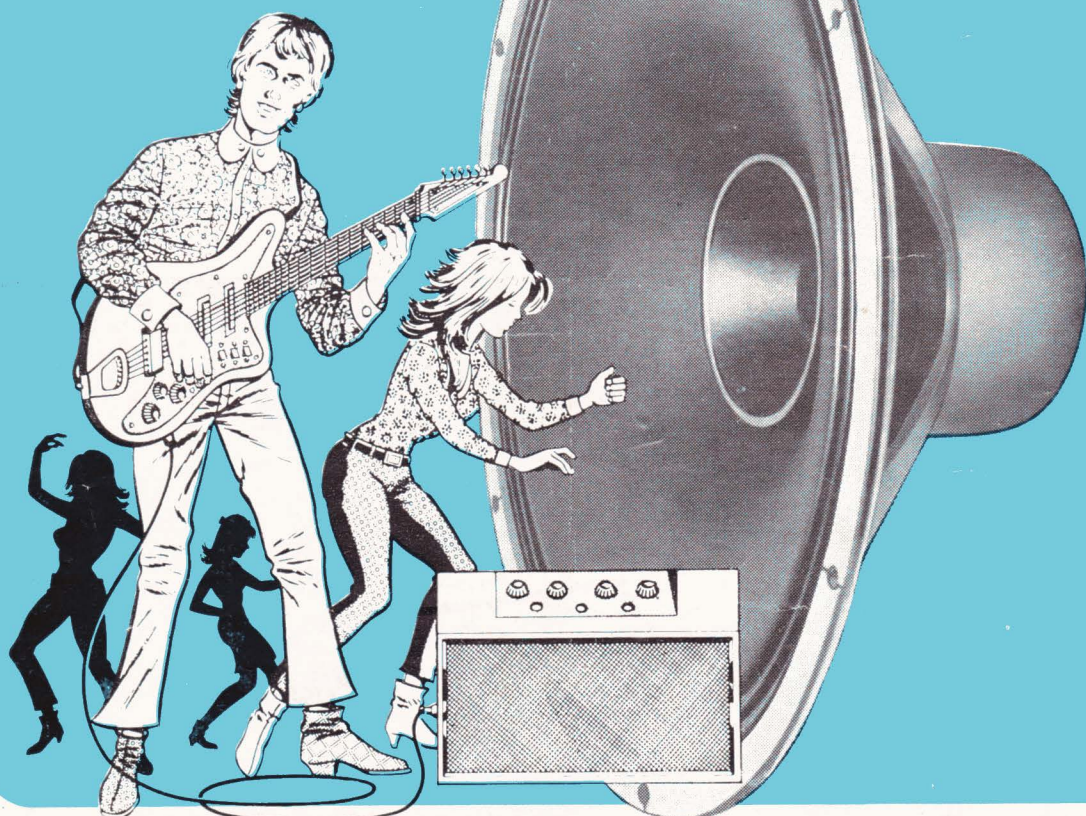


TÓDAS AS APLICAÇÕES
AQUI DESCRITAS,
UTILIZAM MATERIAIS
FÁCILMENTE
ENCONTRADOS NO
MERCADO NACIONAL

NESTE NÚMERO

- SIMULADOR DE DUPLO FEIXE
- DISTORSOR PARA GUITARRA ELÉTRICA

PARA INSTRUMENTOS
MUSICAIS
E ALTA-FIDELIDADE



A BOSSA EM ALTOFALANTES É: **NOVIK PE e PE-SUPER**

ALTOFALANTE
NOVIK

PE

Gostaríamos da sua opinião:

Os altofalantes NOVIK PE e PE-SUPER estão sendo usados por tôdas as fábricas de instrumentos musicais e alta-fidelidade. Isto quer dizer que todos os melhores engenheiros, técnicos e apreciadores de alta-fidelidade já o aprovaram.

- e você?



| MODÉLO | | 8 PE | 8 PE SUPER | 10 PE | 10 PE SUPER | 12 PE | 12 PE SUPER |
|-----------------------|-------|---------|------------|---------|-------------|---------|-------------|
| TAMANHO | mm | 200 | 200 | 250 | 250 | 300 | 300 |
| IMPEDÂNCIA | ohms | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| DIAMETRO BOBINA MÓVEL | mm | 39 | 39 | 39 | 39 | 39 | 39 |
| POTÊNCIA MÁXIMA | watts | 15 | 20 | 15 | 20 | 15 | 20 |
| RESSONÂNCIA DO CÔNE | Hz | 75 | 75 | 60 | 60 | 45 | 45 |
| PÊSO DO ÍMA | gr | 186 | 350 | 186 | 350 | 186 | 350 |
| RESPOSTA | Hz | 50-5000 | 50-10500 | 40-5000 | 40-10500 | 35-5000 | 35-10500 |
| DENSIDADE DO FLUXO | gauss | 9200 | 10300 | 9200 | 10300 | 9200 | 10300 |

NOVIK S.A. INDÚSTRIA
COMÉRCIO

CAIXA POSTAL, 7483 - TEL.: 34-0901 - END. TELEG.: "NOVIK" - SÃO PAULO

eletrônica

volume V - número 27 - maio/junho 1968

diretor responsável Adalberto Miehe
redator chefe Alfredo Franke
secretário Fausto P. Chermont
expediente M. Gerez
consultores eng. Tomas Hajnal
eng. Luciano Kliass
desenhos Alcides J. Pereira
publicidade D. Gomes
circulação E. Duarte
fotografias Fotolabor Ltda.
clichês Clicheria Unida S. A.
serviços gráficos Escolas Profissionais Salesianas
distribuição exclusiva para todo o Brasil Fernando Chinaglia Distribuidora S. A.
R. Teodoro da Silva, 907
Rio de Janeiro
distribuição em Portugal e Províncias Ultramarinas Centro do Livro Brasileiro Ltda.
R. Rodrigues Sampaio, 30-B
Lisboa
proprietários e editores ETEGIL
Ed. Técnico-Gráfica Industrial Ltda.
redação e administração R. Sta. Ifigênia, 180
Tel. 35-4006 - C. P. 30 869
São Paulo - Brasil

PREÇOS

Exemplar avulso NCr\$ 1,30
N.º atrasado NCr\$ 1,30

ASSINATURA 1 ANO

Registrada NCr\$ 6,50
Aérea Registrada NCr\$ 8,50

ASSINATURA 2 ANOS

Registrada NCr\$ 11,50
Aérea Registrada NCr\$ 15,50

ASSINATURA 3 ANOS

Registrada NCr\$ 17,00
Aérea Registrada NCr\$ 23,00

As assinaturas deverão ser enviadas para

ETEGIL — C. P. 30869 — S. Paulo

ÍNDICE

| | |
|---|------------|
| SIMULADOR DE DUPLO FEIXE PARA OSCILOSCÓPIO | 131 |
| AS CURVAS CARACTERÍSTICAS DAS VALVULAS E SUAS APLICAÇÕES | 137 |
| AMPLIFICADORES CLASSE D (Conclusão) | 140 |
| DISTORSOR PARA GUITARRA ELÉTRICA | 144 |
| O MULTITESTER (conclusão) | 149 |
| ENCICLOPÉDIA DOS SEMICONDUTORES | 154 |
| PROJETO DE UMA FONTE ESTABILIZADA | 156 |
| SELETOR DE CANAIS | 159 |
| PRÉ-AMPLIFICADOR PARA MICROFONE E CAPSULA MAGNÉTICA DE TOCA-DISCOS | 167 |
| A ESTABILIZAÇÃO DE TENSÕES COM SEMICONDUTORES | 169 |
| DEMODULADORES DE FM | 173 |
| OFICINA | 180 |
| DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA SEMP AC546/16 431/BF | 185 |

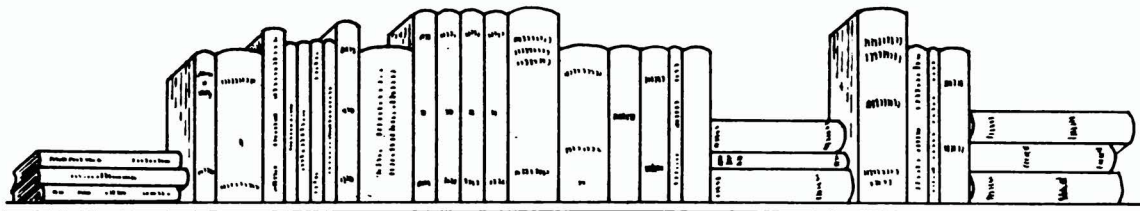
Todas as aplicações aqui descritas, utilizam materiais facilmente encontrados no mercado nacional.

Os artigos assinados são de exclusiva responsabilidade de seus autores. É vedada a reprodução dos textos e das ilustrações publicados nesta revista, salvo mediante autorização por escrito da redação.

Instrumental de alta precisão e grande confiabilidade é fator primordial para um laboratório realmente eficiente.

(Foto cortesia Hewlett-Packard do Brasil)

CAPA



LIVROS DE ELETRICIDADE, RÁDIO E TELEVISÃO PARA SUA BIBLIOTECA

SUGESTÕES PARA OS TÉCNICOS

| | | | |
|--|--------------|--|-------|
| TV a Côres no Brasil — Eng. ^o Zuanella — Barradas — Veiga — Guerra Vieira — (Estudo elaborado no Dep. de Eng. da Esc. Politécnica da Univ. S. Paulo para o Cons. Nac. de Telecomunicações) | NCr\$ | Ingeneria de Antenas — Edmund A. Laport — H.A.S.A. — Esp. | 32,00 |
| Manual de Válvulas — P.B.C. | 20,00 | Receptores de Rádio y TV — (Fundamentos y Circuitos) — A. A. Ghirardi — J. E. Dines — Marcombo — Esp. | 47,00 |
| Equivalência de Transistores — P.B.C. | 11,50 | Asistencia Técnica Televisión — Ing. Gunther Fellbaum — Marcombo — Esp. | 40,00 |
| Pequenos Transformadores — R. Khun — Marcombo — Esp. | 18,00 | Rádio Handbook — 17. ^a edição — 1968 — Marcombo — Ed. Esp. | 60,00 |
| Principios de Eletrotécnica — Timbie — Busch — Globo | 18,00 | Televisión Práctica — Fundamentos y Reparación — Bernard Grob — Marcombo — Esp. | 58,00 |
| Diseño de Aparatos Eléctricos — J. Kuhlmann — Esp. | 28,70 | El Empleo de los Transistores — Sjobbema — Biblioteca Técnica Philips | 10,10 |
| Esquemas Invictus — (Rádios, Receptores AM-FM, Rádios p/Automóveis, Rádios Transistorizados, Amplificadores HI-FI, Televisores, Seletor de Canais) | 11,00 | Manual Moderno de Transistores — H. E. Kaden — Biblioteca Técnica Philips — esp. | 13,90 |
| Esquemas de Amplificadores — P.B.C. | 10,00 | Manual de Dados Electronicos — M. Clifford — Paraninfo — Esp. | 12,10 |
| Esquemas de Gravadores — P.B.C. | 10,00 | La Técnica del Transistor — C. Moerder — Labor — Esp. | 19,20 |
| Esquemas de Transmissão — Recepção — P.B.C. | 10,00 | Calibracion de los Receptores de Rádio — Sorokine — Marcombo | 12,60 |
| La TV en Colores — (Esquemas básicos de los receptores N.T.S.C. — S.E.C.A.M. e P.A.L.) — Hurt — Biblioteca Técnica Philips — esp. | 16,10 | Manual de Radiotransmission Amateur — M. Quintana — Esp. | 27,00 |
| An Introduction To The Theory of Random signal and noise — Davenport Root — Mc Graw-Hill | 15,00 | Teorio y Práctica de la Television — Duru — Biblioteca Técnica Philips | 26,20 |
| Electronic Processes in Materials — Leonid V. Azároff e James J. Brophy — Mc Graw-Hill | 15,00 | | |

SUGESTÕES PARA OS PRINCIPIANTES

| | | | |
|--|--------------|--|-------|
| Curso de Rádio — 2. ^a edição — Ely Pereira Fraga | NCr\$ | De la Galena al Transistor — Herbert G. Mende — Marcombo — Esp. | 8,60 |
| Eletricidade sem Mestre — Ed. Lima | 15,00 | Radiotécnica Aplicada — E. Fuks — R. Schellech — Lep. | 7,60 |
| Maquinas Eléctricas de Corrente Continua — Alfonso Martignoni — Edart | 7,00 | Antologia dos Transistores — Monitor | 10,00 |
| Teoria da Eletrotécnica — Alfonso Martignoni — Edart | 7,50 | Charlas sobre Electronica — Buscher — Biblioteca Técnica Philips — Esp. | 19,30 |
| Máquinas Síncronas — Alfonso Martignoni — Edart | 6,00 | Manual de Reparaciones de Rádios Transistorizados — O. Fritz | 3,50 |
| Transistores — Curso intensivo — George C. Stanley Jr. — F. Bastos | 6,00 | Noções de Eletricidade Prática — Amaro Bitencourt | 8,50 |
| Construcion de Emisoras Típicas de Aficionado — J. Berens — Marcombo — Esp. | 14,50 | Eletricidade Elemental — J. Duclout — Lep. | 9,00 |
| Receptores Portátiles con Transistores — H. Sutaner — Marcombo — Esp. | 8,60 | Transformadores — W. Schafer — Labor — Esp. | 8,00 |
| Instrumentos de Medida y su Uso (Bases Teóricas y Prácticas de su empleo en Radio y TV) Kohler — Esp. | 8,60 | Curso Basico de Motores Electricos — A. Smith — Glem — Esp. | 11,60 |
| Experimentos Electronicos — Gustav Buscher — Marcombo — esp. | 5,50 | Transformadores — F. Singer — (H.A.S.A.) — Esp. | 24,00 |
| | | Corrente Continua e Magnetismo — E. J. Black | 4,50 |

SUGESTÕES PARA OS ESTUDANTES

| | | | |
|--|--------------|---|-------|
| Curso de Eletrotécnica — Chester Dawes — 1. ^o e 2. ^o vol. — Cada | NCr\$ | Noções de Eletrotécnica — Miguel Magaldi — Lt. | 5,50 |
| Los Transistores en Audiofrecuencia — G. Fontaine — B. Tecnica Philips — esp. | 31,10 | Aplicaciones da Teoria do Tráfego Telefónico — Zoltan Fuzesi | 19,00 |
| Modelos de Transistores y Diodos — J. G. Linvil — Paraninfo — esp. | 15,60 | Elementos de Análise de Sistemas Lineares — Luiz Boffi — Julio A. M. Coutinho | 7,50 |
| Bobinados de Maquinas Eléctricas — Raskop — c/ esquemas — esp. | 32,00 | Semicondutores — Física e Eletronica — Cassignol — 2. ^a edição | 15,00 |
| Medidas Eléctricas y sus Aplicaciones — Isaac Kinard — Marcombo — esp. | 44,10 | Semicondutores — Circuitos — Teoria e Prática — Casignol | 26,00 |
| Análise de las Redes Eléctricas — (c/valvulas y Transistores) — Kaufmann — Paraninfo — esp. | 20,15 | Eletrónica — Orsini | 18,00 |
| Clave de Esquemas Electricos — (Estudio logico de Circuitos y Automatismos — Castelo — esp. | 22,20 | Valvulas para Amplificadores de B. F. — c/8 proyectos detallado — B. Tecnica Philips | 12,10 |
| Electrónica Aplicada — T. S. Gray — Revreté — Esp. | 40,50 | Televisión Basica, Sincronismos y Nuevas Tecnicas — Abarrategui — Paraninfo | 24,20 |
| Prácticas de Rádio y Rádio Reparacion — (Manual de laboratorio y de Enseñanza Acelerada) — Zbar y S. Schilokrant — Esp. | 6,60 | Televisión — Kerkhof e Werner — Biblioteca Técnica Philips | 34,30 |
| | | Manipulaciones y Medidas Electronicas — J. Quinet — Paraninfo | 26,20 |

Remessas para o interior e outros estados mediante pedido acompanhado por cheque pagável em São Paulo vale postal ou carta com valor declarado. O despacho será feito exclusivamente sob registro.

ETEGIL

editora técnico-gráfica industrial ltda.

r. sta. ifigênia, 180 - tel. 35-4006 - c. postal 30869 - s. paulo

componentes eletrônicos

da famosa marca:



Fabrica todo e qualquer tipo de bobinas para televisão, no mais elevado padrão técnico, garantido por um rigoroso controle de qualidade.

Yokes de 70, 90, 110 e 114°
Fly backs de 70 a 114°
Peaking coils.
Bobinas para TV.

Consulte nosso departamento técnico sobre quaisquer problemas de aplicação, e bobinas de tipos especiais.



Ind. de Componentes Eletrônicos ELLIS S/A.
Rua Alexandre de Gusmão, 278 — Telefone: 267-2494
C. Postal, 3295 (Socorro) Santo Amaro — SÃO PAULO

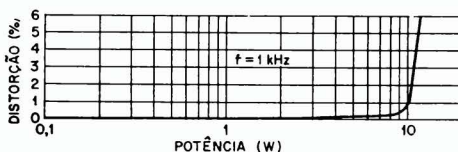
O que existe de nôvo em circuitos de áudio?

Parte V — 10 Watts com cinco transistores

Dissemos na parte II que as principais considerações para o projeto de amplificadores de áudio alimentados pela rêde são as que se referem a: linearidade, largura de faixa e potência de saída; características cujo grau de refinamento varia de acôrdo com a aplicação. No caso dos aparelhos destinados à reprodução de programas musicais, a exigência dos ouvintes vem determinando o estabelecimento de padrões cada vez mais rígidos à medida que a técnica progride, obrigando o projetista a uma constante procura de novas e melhores soluções, tendentes a aprimorar o desempenho do aparelho sem tornar proibitivo o custo.

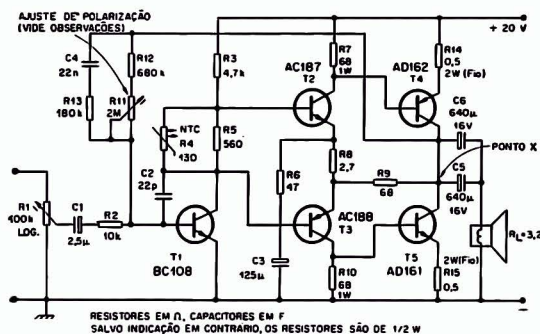
Os transistores complementares (par PNP — NPN) são, como já tivemos oportunidade de mencionar, o moderno "ôvo de Colombo" em matéria de projeto de amplificadores de áudio. Disponíveis, de início, apenas nos tipos de pequena e média potencia, conquistaram plena aceitação e ameaçam agora invadir o domínio das potências elevadas.

| | |
|--|---|
| Potência de saída | 10W |
| Distorção harmônica total | $\left\{ \begin{array}{l} (P = 10W) < 1\% \\ (P \leq 7W) < 0,1\% \end{array} \right.$ |
| Sensibilidade (P = 10W) | 400mV |
| Impedância de entrada (f = 1KHz) | 10k Ω |
| Impedância de carga | 3,2 Ω |
| Faixa de passagem \pm 0,5 dB | 10Hz—40KHz |
| Consumo | $\left\{ \begin{array}{l} \text{Sem sinal} \dots\dots\dots 15\text{mA} \\ P = 10W \dots\dots\dots 900\text{mA} \end{array} \right.$ |
| Tensão de alimentação (CC) | 20V |



Observações:

- 1 — R₄ — NTC (B8.320.01A/130E).
- 2 — R₁₁ — Ajuste de Polarização. Potenciômetro miniatura (trim-pot). Deve ser ajustado para que a tensão (CC) entre o ponto X e a massa seja de 10V (metade da tensão da fonte), na ausência de sinal (contrôle de volume totalmente fechado).
- 3 — T₄ e T₅ devem ser montados sôbre um único dissipador térmico (isolado elêtricamente do chassi e colocado na posição vertical), feito de chapa de alumínio de 1,5mm de espessura, anodizada (prêto fôsko), com área mínima de 50cm² (ou 120cm², sem anodização).
- 4 — T₂ e T₃ devem ser providos de aletas de resfriamento, tèrmicamente acopladas a R₄.



O amplificador aqui apresentado é um exemplo do que se pode obter com o nôvo par AD161/AD162:

IBRAPE Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elêtricos S. A.
CONSULTORIA TÉCNICO-COMERCIAL
R. Manuel Ramos Paiva, 506 - Telefone: 93-5141 - C. Postal, 7383 - S. Paulo



INDÚSTRIA DE APARELHOS ELETRÔNICOS

FUNDADA HÁ 25 ANOS, FABRICANTE DA MAIOR E MAIS VARIADA LINHA DE AMPLIFICADORES DE SOM, TRANSMISSORES E RECEPTORES COMERCIAIS E PARA RADIOAMADORES, E SEUS ACESSÓRIOS.

AGORA DESENVOLVENDO LINHAS ESPECIAIS DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS PARA A

MARINHA DE GUERRA BRASILEIRA

ESTÁ AMPLIANDO SEU LABORATÓRIO E

TEM VAGAS PARA

ENGENHEIROS ELETRÔNICOS

RADIOTÉCNICOS — DESENHISTAS

MONTADORES — REVISORES

COM PRÁTICA, VONTADE DE PROGREDIR, E TOMAR CARGOS DE CHEFIA.

ÓTIMO AMBIENTE DE TRABALHO, 5 DIAS POR SEMANA.

ASSISTÊNCIA MÉDICA E HOSPITALAR, TAMBÉM PARA OS DEPENDENTES.

APRESENTAR-SE COM DOCUMENTOS À **RUA DAS FIANDEIRAS, 326** (ESTA RUA COMEÇA NO N.º 1500 DA AV. STO. AMARO).

DE 2.º À 6.º FEIRA DAS 8,00 ÀS 18,00 HORAS — SÃO PAULO

OFERTA ESPECIAL

UMA VERDADEIRA ENCICLOPÉDIA DE DADOS TÉCNICOS POR APENAS **NCr\$ 13,00**

ESTA É UMA PROMOÇÃO ESPECIAL, POR TEMPO LIMITADO

ADQUIRA JÁ SUA COLEÇÃO E ECONOMIZE **NCr\$ 5,50**

136 páginas
18 tipos
125 curvas
Texto reduzido em inglês

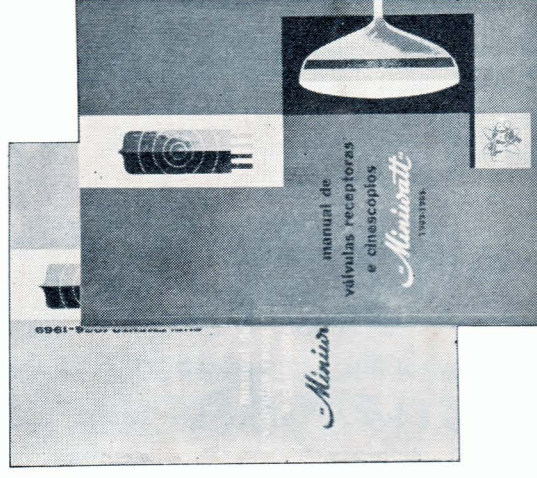
120 páginas
40 tipos
95 curvas
Texto reduzido em inglês

120 páginas
44 tipos
73 curvas
Texto reduzido em inglês

EXEMPLARES AVULSOS

| | |
|-------------------------------------|--------------------|
| DIODOS DE SILÍCIO | NCr\$ 3,50 |
| TRANSISTORES DE SILÍCIO | NCr\$ 3,50 |
| TRANSISTORES DE POTÊNCIA (Ge) | NCr\$ 3,50 |
| VÁLVULAS E CINESCÓPIOS C/SUPL. | NCr\$ 8,00 |
| TOTAL | NCr\$ 18,50 |

| | |
|---|------------|
| MANUAIS DE SEMICONDUTORES SÔMENTE (JOGO DE 3 VOLUMES) | NCr\$ 9,00 |
|---|------------|



214 + 60 páginas
82 tipos de válvulas
17 tipos de cinescópios
14 tipos de semicondutores
383 curvas
Texto em português

CADA MANUAL CONTÉM DADOS COMPLETOS E CURVAS PARA PROJETOS BEM COMO APLICAÇÕES DE TODOS OS TIPOS DE VÁLVULAS, CINESCÓPIOS E SEMICONDUTORES DA LINHA IBRAPE. INDISPENSÁVEIS PARA O ENGENHEIRO PROJETISTA, PROFESSOR, ESTUDANTE OU TÉCNICO DE MANUTENÇÃO.

Os pedidos, acompanhados da respectiva importância em cheque ou vale postal, deverão ser feitos à

ETEGIL editora técnico-gráfica industrial Ltda.
r. sta. ifigênia, 180 - tel. 35-4006 - c. postal 30869 - s. paulo

Em rádios e televisores - o Transistor dos Satélites!

TRANSISTORES de SILÍCIO PRODUZIDOS PELAS TÉCNICAS PLANAR E EPITAXIAL PLANAR PHILCO



Maior estabilidade térmica, maior uniformidade,
menor corrente de fuga, voltagem mais elevada!

Kits completos de Transistores de Silício para rádios,
auto-rádios e rádio-fonógrafos, e mais as seguintes
aplicações em televisão:

- Amplificador de R.F., para seletores de canais V.H.F.
- Misturador p/ seletores de canais V.H.F.
- Oscilador local em seletores de V.H.F.
- Amplificador de F.I. de vídeo c/ C.A.G.
- Amplificador de F.I. de vídeo.
- Amplificador de F.I. de som.
- Pré-Amplificador de áudio.
- Pré-Amplificador de vídeo.
- Transistor de potência para saída de áudio, até 5 watts, em classe A.
- Separador de sincronismo.
- Detetor e Amplificador de C.A.G.
- Oscilador vertical e horizontal.
- Excitador vertical e horizontal.
- Transistor Excitador (Driver) de alto ganho.
- Oscilador de U.H.F.



Transistores de Silício de comutação de alta velocidade ($T_{on} = 9n$ sec $T_{off} = 13n$ sec) e alta corrente (I_c máx. = 0,5A), para computadores e outras aplicações profissionais.

PHILCO

De Fama Mundial pela Qualidade

CAIXA POSTAL 4753 - SÃO PAULO

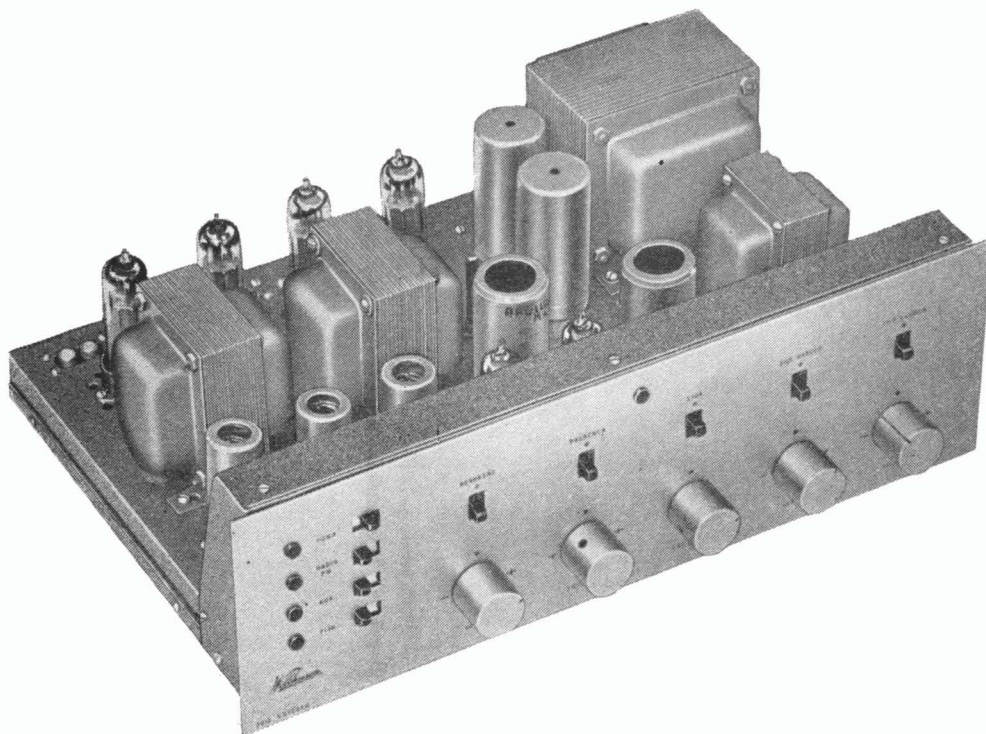
TRANSISTORES: LOCAIS DE VENDA

São Paulo: RÁDIO ENEGÊ S/A - Av. Rio Branco, 301 - ELECTRO-RÁDIO LTDA. - Rua do Seminário, 199 - 1.ª sobreloja
Rio de Janeiro: PHILCO - Rádio e Televisão Ltda. - Avenida Mem de Sá, 204

ESPETACULAR LANÇAMENTO

WILLKASON

CONJUNTO PARA AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO DE
ALTA-FIDELIDADE — MODÉLO 2212
12 watts de saída por canal



DETALHE DO CONJUNTO JÁ MONTADO

Características:

Potência de saída: 12w, por canal.

Impedância de saída: 4, 8, 16ohms.

Distorção harmônica: menor que 1% a 12watts.

Resposta de freqüência: $\pm 0,5$ dB de 20Hz a 25KHz, a 12watts.

Sensibilidade para 12watts:

Auxiliar. Rádio e Fita: 500mV por canal.

Fono, cerâmica: 48mV.

Fono, magnético: 8mV.

Contrôles de graves: +7dB a 30Hz e -15dB a 30Hz.

Realimentação negativa: 16dB.

Nível de ruído, contrôles no máximo:

entrada magnética — 46dB.

outras entradas — 55dB.

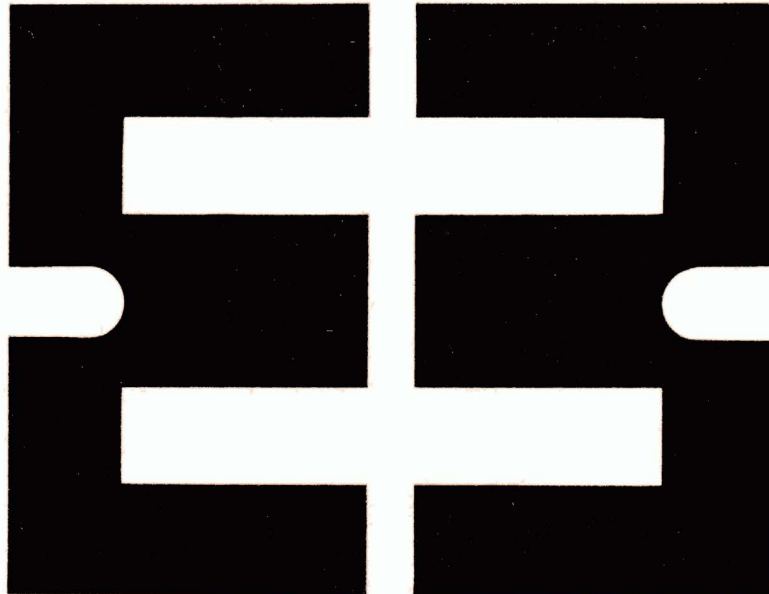
O conjunto é constituído de chassi especial, jôgo de transformadores, painel e "knobs", sendo acompanhado de diagrama esquemático, chapeados e instruções de montagem.

CASA DOS TRANSFORMADORES
RUA SANTA IFIGÊNIA, 372 - FONE: 36-4053 - Z. P. 2 - SÃO PAULO

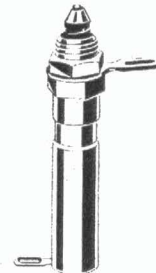
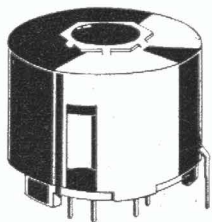
componentes e materiais



IBRAPE



produtos profissionais
para equipamento
profissional e
aplicações industriais



ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFISSIONAIS

SÃO PAULO

Com. Válvulas Valvolândia Ltda.
Rua Santa Ifigênia, 299 - Tel.: 34.00.04

Eleto Rádio Ltda.
Rua Seminário, 199 - 1.ª s/loja - conj. 2/3
Tels.: 35.62.94 - 32.59.13

Electron News - Rádio e TV Ltda.
Rua Santa Ifigênia, 349 - Tel.: 35.19.67

Casa Sotto Mayor S.A.
Alameda Barão de Piracicaba, 42/46
Tels.: 51.14.24 - 36.31.66

Casa Rádio Teletron Ltda.
Rua Santa Ifigênia, 569 - Tel.: 37.83.06

Fornecedora Eletrônica Fornel Ltda.
Rua Santa Ifigênia, 304
Tel.: 34.74.62

**Centro Eletrônico Comércio de
Materiais Eletrônicos Ltda.**
Rua Santa Ifigênia, 424 - Tel.: 36.31.02

Rádio Emegé S.A.
Av. Rio Branco, 301
Tels.: 34.68.88 - 36.22.39 - 32.86.66

RIO DE JANEIRO

Eletrônica Principal Ltda.
Rua Republica do Libano, 43
Tel.: 42.83.46

Lojas Nocar S.A. - Rádio Eletricidade
Rua da Quitanda, 48
Tels.: 42.15.10 - 42.17.33

Magna-Ton Rádio Ltda.
Av. Marechal Floriano, 41
Tel.: 43.26.82

Rei das Válvulas Eletrônicas Ltda.
Av. Marechal Floriano, 22 - Tel.: 23.41.04

PÓRTO ALEGRE
Comercial Rádio Arte Ltda.
Av. Alberto Bins, 615

Iman Importadora
Mauricio Faermann & Cia. Ltda.
Av. Alberto Bins, 557 - Tel.: 70.82

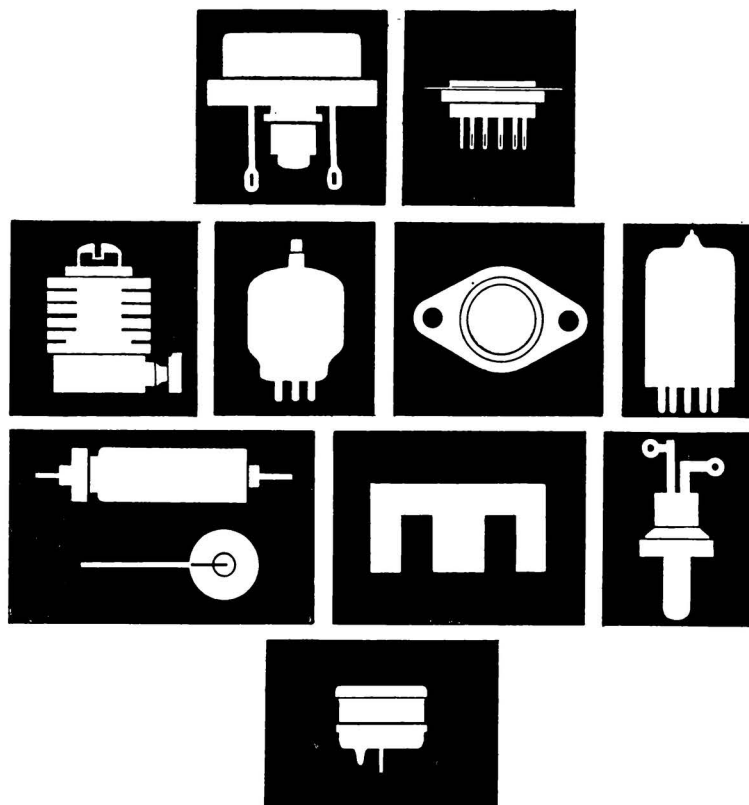
BELO HORIZONTE

Moritz Rádio Eletrônica Ltda.
Rua Curitiba, 726/730 - Tel.: 2.93.02

RECIFE
"ORGANTEC"
Org. Distribuidora e de Represent. Ltda.
Rua Vigário Tenório, 105
1.ª and. - conj. 102 - Tels.: 4.22.29 - 4.39.69

COMPONENTES ELETRÔNICOS MARCA **PHILIPS**

para equipamento profissional



Diodos Retificadores • Diodos controláveis de silício (SCR)
Válvulas de transmissão • Componentes de precisão
Núcleos de ferrite • Transistores de potência

ao construir ou reparar equipamentos eletrônicos industriais, V. já deve ter sentido a falta de alguns dos componentes da linha IBRAPE. Bem... neste anúncio também faltam muitos deles, por falta de espaço, porém, na nossa loja, não falta nenhum.

MAGNA-TON RÁDIO LTDA.

Av. Marechal Floriano, 41 - Telefone: 43-2682 - Rio de Janeiro - GB

SIMULADOR de DUPLO FEIXE para OSCILOSCÓPIO

Introdução

O osciloscópio é um dos aparelhos mais úteis que o técnico pode ter em sua bancada. A partir do momento em que se passa a dispor de um destes aparelhos, ainda que seja simples, é enorme a facilidade com que se pode contar para executar qualquer trabalho. Certos ajustes e certos defeitos só o osciloscópio pode indicar corretamente. Com uma tensão de calibração à mão, passa a ser um ótimo voltímetro. Pode-se medir desde milivolts até mesmo centenas de volts, vendo-se cada forma de onda. Enfim, é muito ampla a aplicação de um osciloscópio.

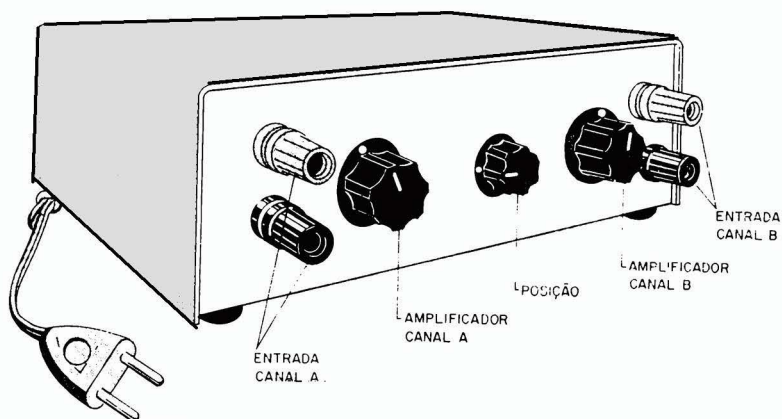
Não são muitos os técnicos que possuem um osciloscópio dado o seu preço elevado quando comparado a outros aparelhos indispensáveis numa bancada, como, por exemplo, um multímetro. E todos aqueles que já possuem um modesto osciloscópio, ou têm ao seu alcance algum não próprio, sonha com o osciloscópio de duplo feixe. Este, no fundo, consta de dois osciloscópios independentes que usam uma só tela. Seu preço torna-se mais alto que o dos simples por ser de maiores recursos.

Neste artigo sugerimos a construção de um aparelho extremamente simples e barato que simula em seu osciloscópio comum a função do duplo feixe. Este simulador é todo transistorizado,

proporcionando dois canais independentes, ambos com ótima qualidade de traço até 30 kHz. Para trabalhos em audiodfrequências é suficiente e permite comparações diretas de duas formas de onda quaisquer, oferecendo a possibilidade de medidas de, por exemplo, diferença de fase entre elas. Essas formas de onda podem ser da entrada e da saída de um amplificador de áudio, podem ser corrente e tensão dum componente eletrônico, etc. Cada canal do simulador de duplo feixe tem ganho vertical independente; os controles são acessíveis no painel frontal, onde também se encontra um terceiro controle, que permite variar a posição relativa dos dois traços na tela e até mesmo a superposição de ambos.

Princípio de funcionamento

Básicamente o simulador / uma chave eletrônica que, como tal, permite que ora passe só o sinal do canal A, ora passe só o sinal do canal B. Na realidade, esse trabalho de comutação é comandado por uma onda quadrada fornecida por um multivibrador astável e de frequência aproximada 125 kHz. O multivibrador tem dois estados possíveis: durante o primeiro estado, o amplificador, por exemplo, o A, permanece amplificando, enquanto o B fica cortado; durante o estado seguinte ocorre o inverso com os amplificadores A e B. De sorte que, na tela do osciloscópio, ora o feixe de raios catódicos traça parte da onda que o canal A amplifica, ora traça



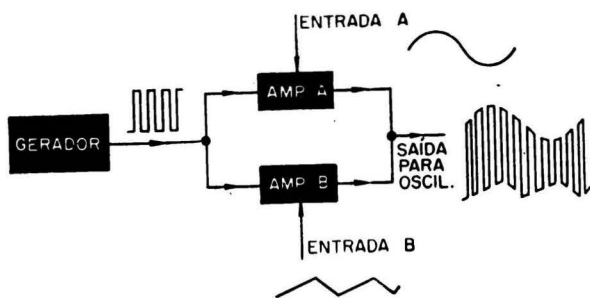


FIG. 1

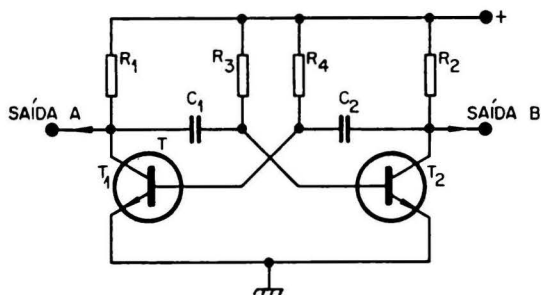


FIG. 2

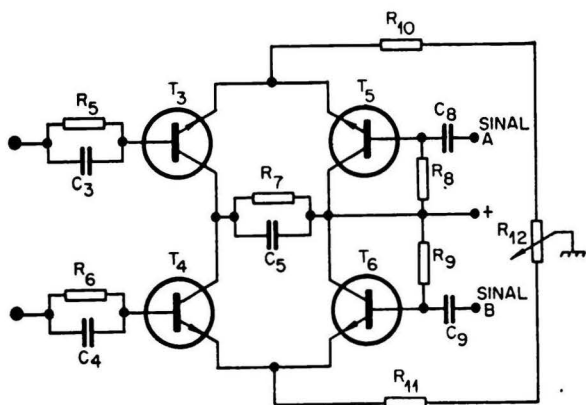


FIG. 3

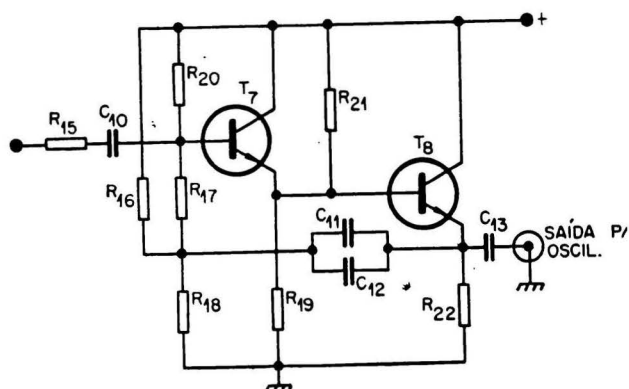


FIG. 4

parte da onda que o canal B amplifica. A fig. 1 ilustra o simulador em diagrama de blocos, mostrando as formas de onda nas entradas e na saída para o osciloscópio

Assim sendo, obtém-se, a rigor, sinais interrompidos, ou seja, descontínuos na tela, como mostrado na fig 1, com certo exagêro proposital para melhor entendimento do leitor. Todavia, os sinais A e B parecerão contínuos, pois serão formados por pontes luminosas muito próximos um do outro, uma vez que a frequência de varredura do osciloscópio é normalmente mantida baixa.

Circuito

O gerador de onda quadrada (fig 2) é formado por transistores de silício planar tipo BF 184 com frequência de corte alta (> 200 MHz) para a obtenção de uma boa onda quadrada. Para que a onda fornecida seja simétrica deve-se ter $R_3 = R_4$ e $C_1 = C_2$ cujos valores também determinam a frequência do multivibrador.

A onda quadrada é retirada dos coletores de T_1 e T_2 , por meio de C_3 em paralelo com R_5 e de C_4 em paralelo com R_6 , sendo então aplicada às bases de T_3 e T_4 (transistores de chaveamento, tipo BC 108, silício planar). Dos coletores de T_3 e T_4 , que são interconectados, recolhe-se o sinal para a entrada do vertical do osciloscópio via duplo seguidor de emissor T_5 e T_6 (fig. 6).

Na fig. 3 apresentamos, além de T_3 e T_4 , os transistores T_5 e T_6 , também do tipo BC 108 que funcionam como amplificadores de áudio para os sinais de entrada A e B. O potenciômetro R_{12} controla a posição relativa dos dois sinais na tela do osciloscópio. R_{13} e R_{14} (vide fig. 6) determinam a amplitude de cada um dos sinais individualmente.

A fim de isolar o simulador propriamente dito do osciloscópio, interpõe-se um estágio duplo seguidor de emissor esquematizado na fig. 4.

O esquema completo do simulador de duplo feixe, exceto a fonte, é apresentado na fig. 6.

Desempenho

A tensão de alimentação exerce grande influência no funcionamento do circuito. Com o

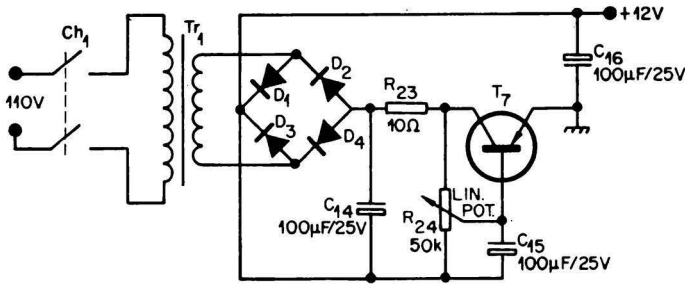


FIG. 5

Fonte de alimentação. A numeração correta do transistor é T_7 , e não T_7 .

aumento da tensão de alimentação observa-se que ocorre uma melhora na separação entre o canal A e o canal B. Por outro lado, na situação de ausência do sinal de entrada, obtém-se melhor onda quadrada com alimentação entre 8 e 13 volts: se se aumenta a tensão para mais de 13 volts a comutação torna-se lenta, ao passo que abaixo de 8 volts há instabilidade durante a comutação. Elegeu-se 12 V para tensão nominal. A fig. 5 mostra o circuito empregado na fonte de alimentação onde a tensão de saída pode ser ajustada

por meio do potenciômetro R_{24} . O transistor AC 128 (ou OC 74) deve ser montado sobre um dissipador de alumínio de 8 cm², pelo menos.

Construção

O simulador propriamente dito é montado em uma placa de circuito impresso. Esta contém, então, o gerador de onda quadrada, o amplificador do canal A, o amplificador do canal B e o estágio separador da saída duplo seguidor de emissor. En-

fim, contém todo o circuito da fig. 6, com exceção dos controles de amplitude do canal A e do canal B e do controle de posição dos sinais. A fig. 7 apresenta a placa de circuito impresso com a disposição dos componentes simultaneamente.

A fonte também é apresentada em placa de circuito impresso, contendo, inclusive, o potenciômetro R_{24} que serve para ajustar a tensão de alimentação. A fig. 8 mostra claramente a placa com a distribuição de todos os componentes da fonte.

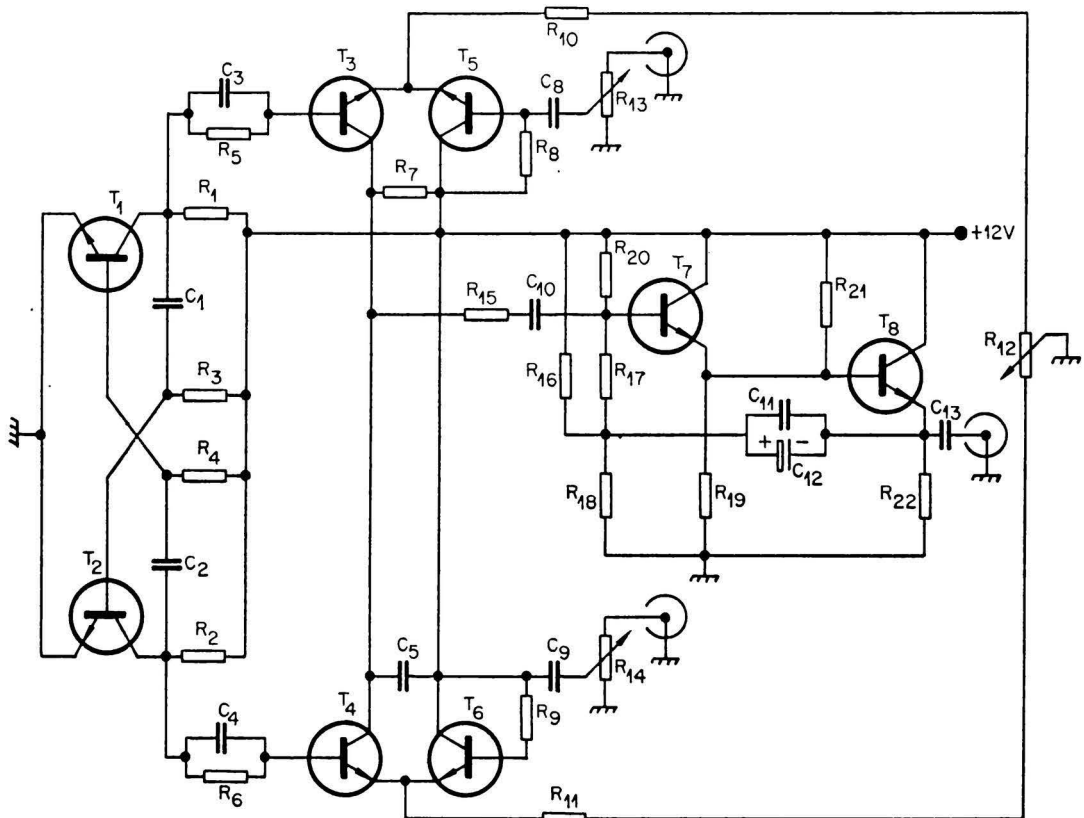
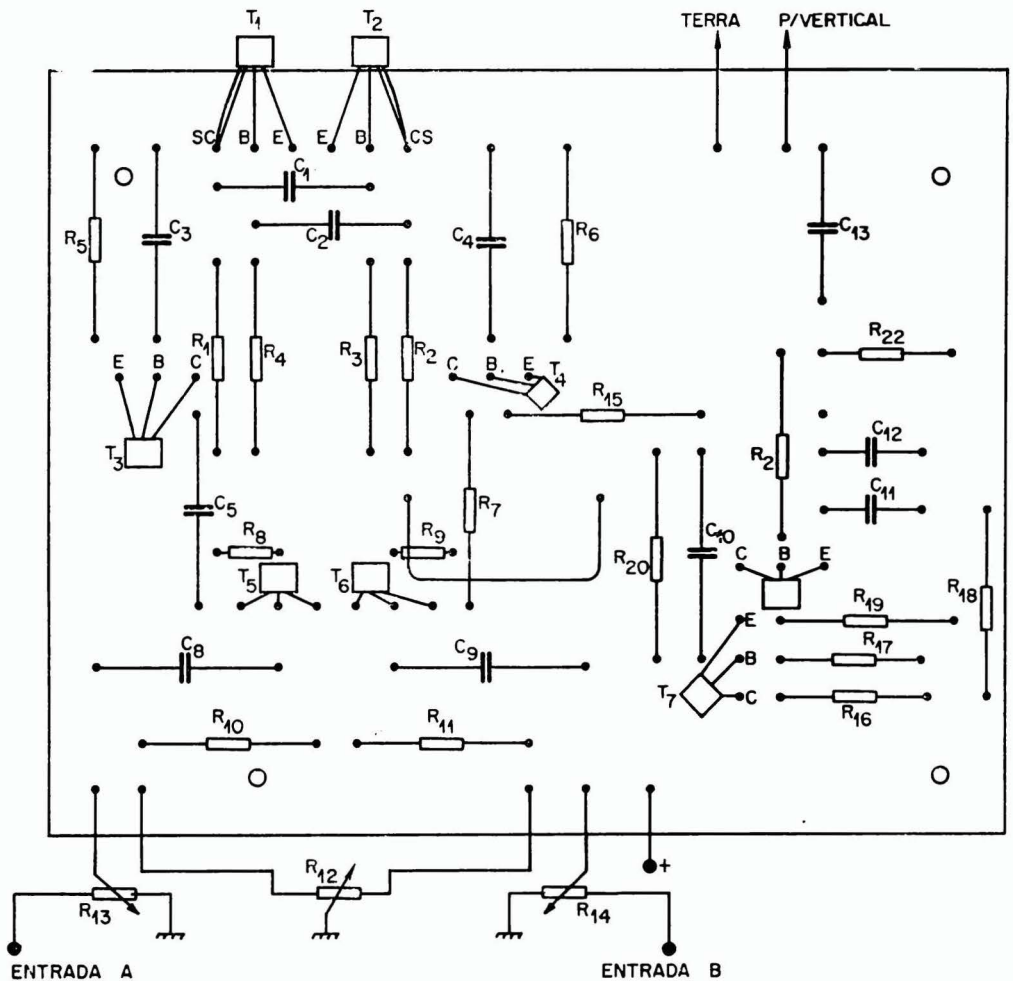
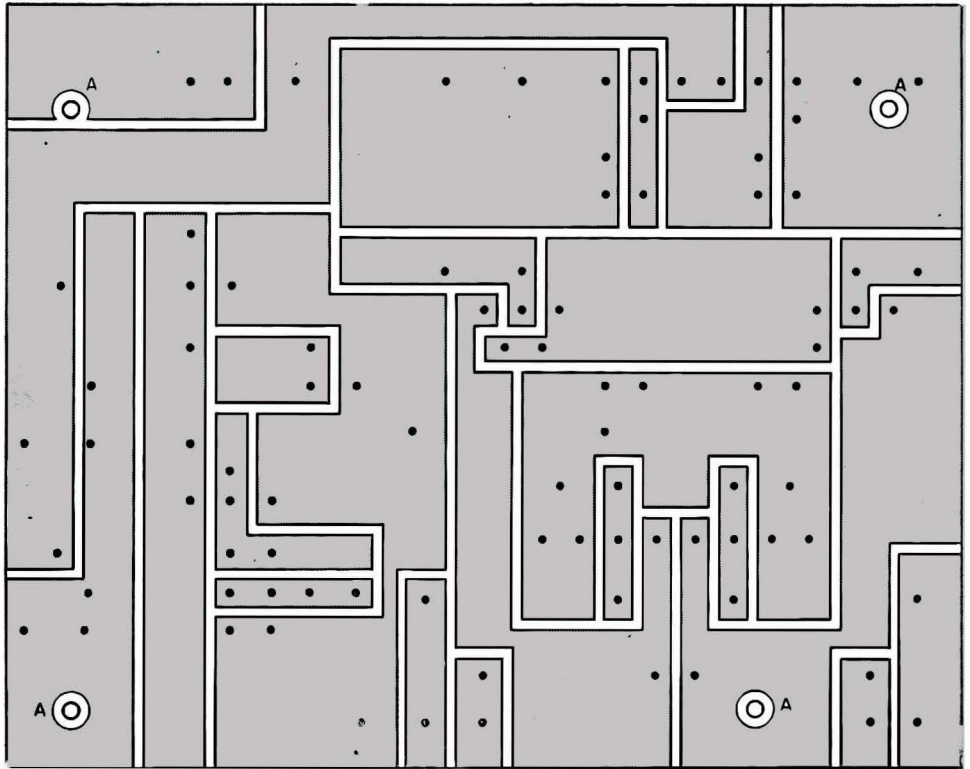


FIG. 6

FIG. 7
 Circuito impresso,
 visto do lado do
 cobre.



Um chassis de alumínio dobrado em U serve de base para a fixação das duas placas de circuito impresso e também dos três controles, das tomadas de sinais de entrada, da tomada de saída para o osciloscópio e da chave liga-desliga da rede. A fig. 9 apresenta esse chassis com tôdas as dimensões das furações e das dobras necessárias.

A caixa do simulador é composta pelo chassis acima descrito e por uma tampa que também é uma chapa de alumínio dobrada em U (fig. 10).

LISTA DE MATERIAIS

RESISTORES

- R₁ = 5,6 K
- R₂ = 5,6 K
- R₃ = 58 K
- R₄ = 58 K
- R₅ = 330 K
- R₆ = 330 K
- R₇ = 47 K
- R₈ = 180 K
- R₉ = 180 K
- R₁₀ = 1,5 K
- R₁₁ = 1,5 K
- R₁₂ = Potenciômetro 2 K linear
- R₁₃ = Potenciômetro 50 K linear
- R₁₄ = Potenciômetro 50 K linear
- R₁₅ = 1 K
- R₁₆ = 47 K
- R₁₇ = 33 K
- R₁₈ = 47 K
- R₁₉ = 12 K
- R₂₀ = 1 M

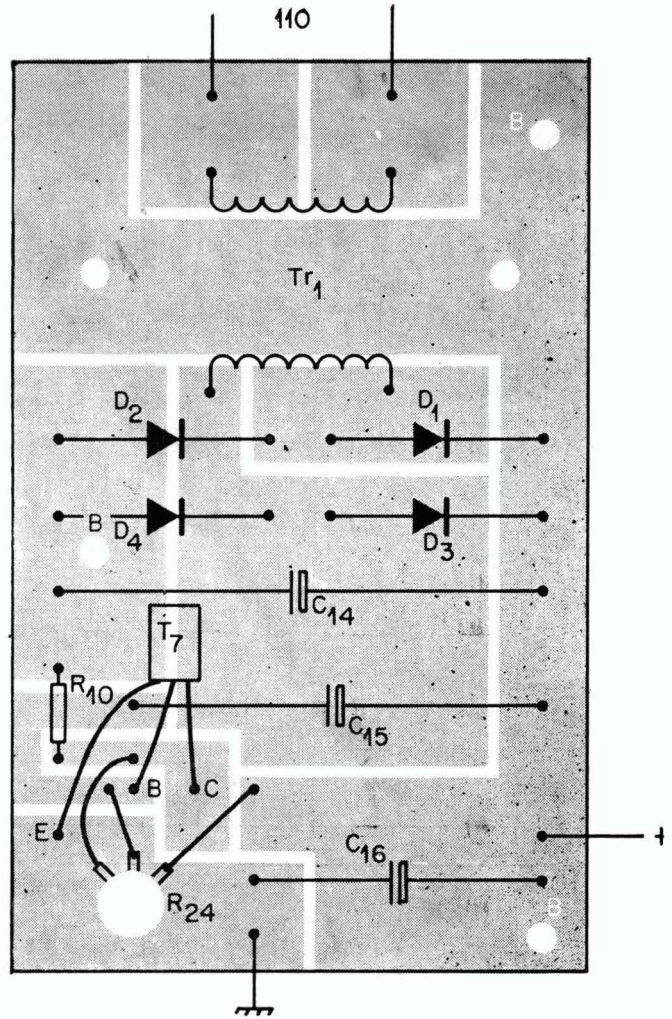
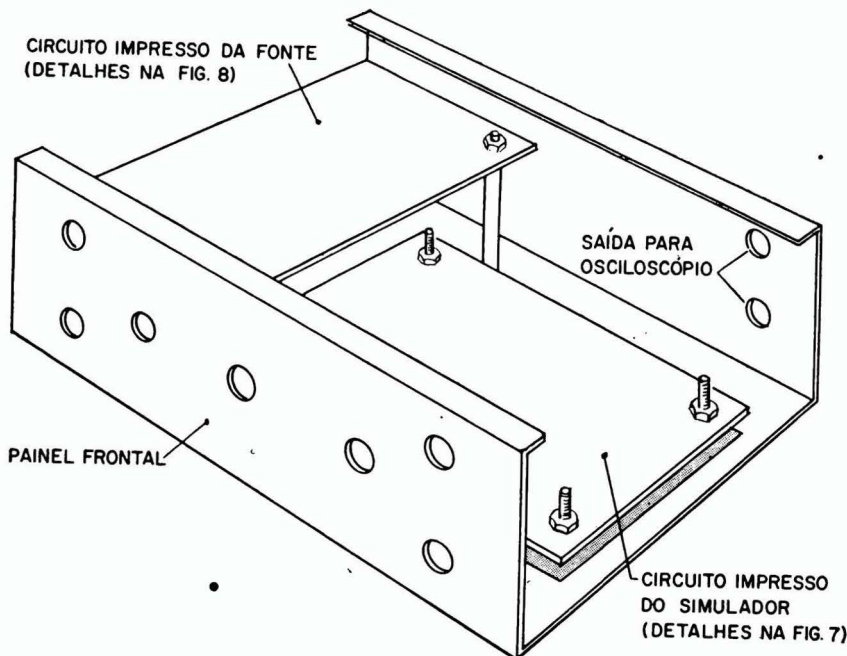


FIG. 8

Circuito impresso e componentes da fonte, visto do lado do cobre



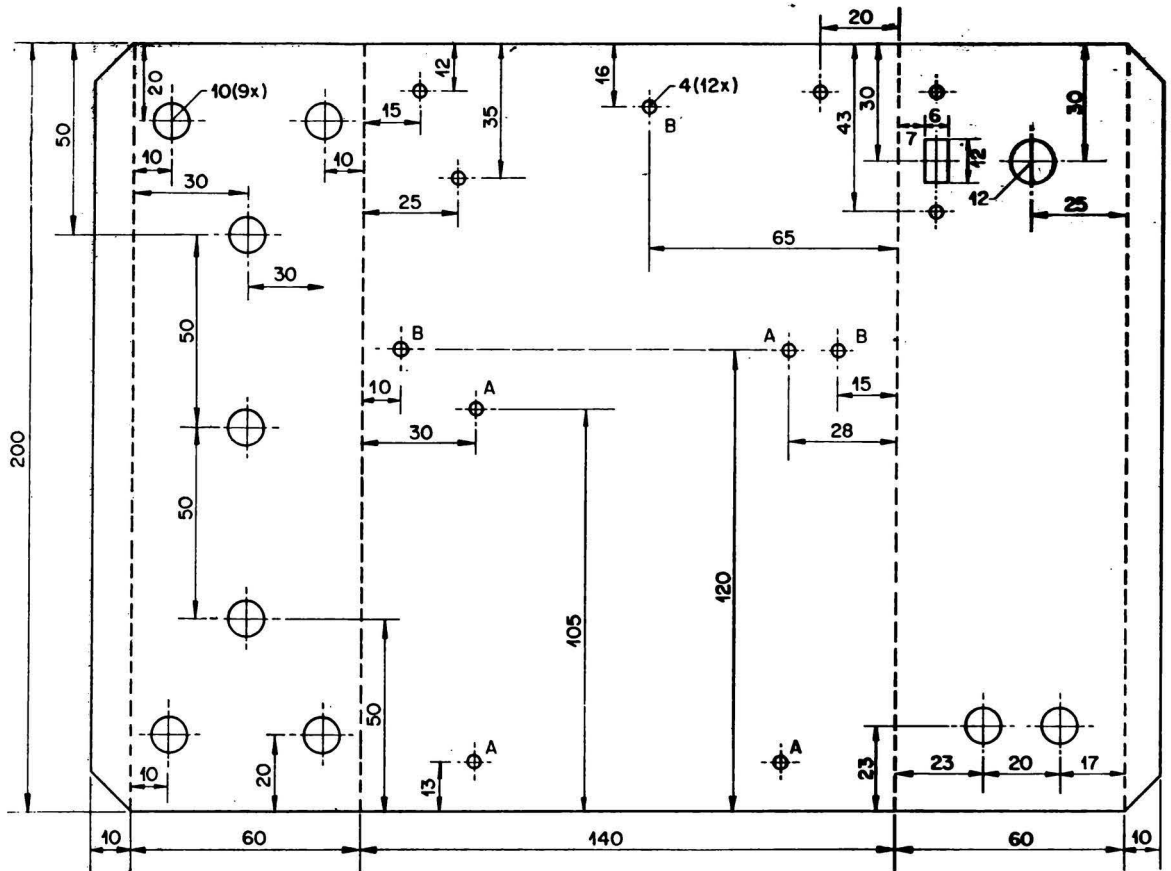


FIG. 9

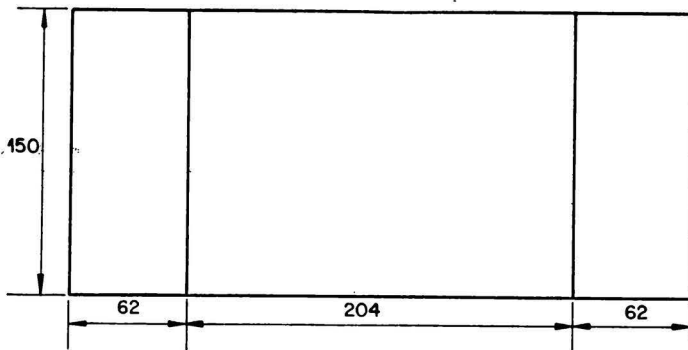


FIG. 10

$R_{21} = 1 \text{ M}$
 $R_{22} = 2 \text{ K}$
 $R_{23} = 10 \Omega$
 $R_{24} = \text{Potenciômetro } 50 \text{ K}$
 linear

TRANSFORMADORES

$Tr_1 = \text{Transformador de força}$
 secundário: 30V, 100mA.

CAPACITORES

$C_1 = 100 \text{ pF cerâmica}$
 $C_2 = 100 \text{ pF cerâmica}$
 $C_3 = 22 \text{ nF poliéster}$
 $C_4 = 22 \text{ nF poliéster}$

$C_5 = 270 \text{ pF cerâmica}$
 $C_8 = 47 \text{ nF poliéster}$
 $C_9 = 47 \text{ nF poliéster}$
 $C_{10} = 100 \text{ nF poliéster}$
 $C_{11} = 100 \text{ nF poliéster}$
 $C_{12} = 100 \mu\text{F}/6,4 \text{ V eletrolítico}$
 $C_{13} = 100 \text{ nF poliéster}$
 $C_{14} = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V eletrolítico}$
 $C_{15} = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V eletrolítico}$
 $C_{16} = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V eletrolítico}$

TRANSISTORES

$T_1 = \text{BF } 184$
 $T_2 = \text{BF } 184$

$T_3 = \text{BC } 108$
 $T_4 = \text{BC } 108$
 $T_5 = \text{BC } 108$
 $T_6 = \text{BC } 108$
 $T_7 = \text{BC } 108$
 $T_8 = \text{BC } 108$
 $T_9 = \text{AC } 128 \text{ (ou } \text{OC } 74)$

DIODOS

$D_1, D_2, D_3, D_4 = \text{BY } 126$

CHAVES

$Ch_1 = \text{chave bipolar liga-desliga}$

AS CURVAS CARACTERÍSTICAS DAS VÁLVULAS E SUAS APLICAÇÕES

1 — GENERALIDADES

A interpretação e a utilização correta das curvas características das válvulas a vácuo é uma das mais importantes tarefas com que se defronta o engenheiro ou o técnico especializado em rádio e eletrônica.

Embora os fabricantes forneçam as principais curvas necessárias para os trabalhos de projeto, ou simplesmente para que se possa ter uma idéia a respeito do desempenho de uma determinada válvula, é interessante, em muitos casos, efetuar-se o levantamento de tais curvas. O equipamento exigido para esse fim é relativamente simples e as medidas requeridas podem ser facilmente procedidas por estudantes das escolas de eletrônica de grau médio ou superior. A experiência e a soma de conhecimentos que se adquire nessa modalidade de trabalho justifica plenamente o esforço dispendido, contribuindo, ademais, para que se amplie a familiaridade indispensável no trato com as válvulas termiônicas.

As curvas características das válvulas permitem, outrossim, a resolução por métodos gráficos de um grande número de problemas práticos de eletrônica, sendo mister assim que o estudante aprenda, desde o início a utilizar corretamente às curvas fornecidas pelos manuais ou levantadas no laboratório.

O presente artigo se destina a leitores que já possuem os conhecimentos preliminares acerca da teoria e do funcionamento das válvulas eletrônicas. Onde fôr julgado necessário, todavia, será dada uma explicação sucinta a respeito dos fatos diretamente envolvidos na matéria em estudo. O tratamento matemático empregado é o mínimo que se pode dispensar ao desenvolvimento quantitativo dos assuntos abordados, achando-se plenamente ao alcance do leitor.

2 — DIODOS A VÁCUO

O fato primordial que caracteriza o funcionamento de um diodo é a faculdade que o mesmo

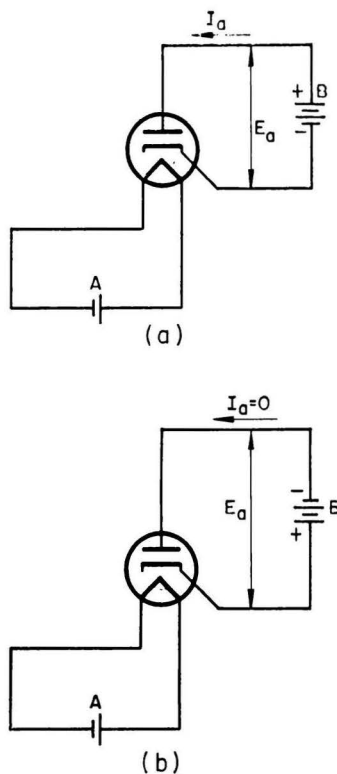


Fig. 1

Polarização de uma válvula diodo no sentido direto (a) e no sentido inverso (b).

apresenta de permitir a condução, quando se acha polarizado no sentido direto (placa positiva em relação ao cátodo, conforme se ilustra na fig. 1a) e de impedi-la, quando se acha polarizado no sentido inverso (placa negativa em relação ao cátodo, como se mostra na fig. 1b).

Se o diodo estiver polarizado no sentido direto, sua corrente de placa ou corrente anódica I_a cresce com a tensão E_a existente entre a placa e o catodo (fig. 1a). A lei de variação de I_a em função de E_a seria linear, no caso de um diodo ideal, exprimindo-se por uma relação da forma

$$I_a = k E_a \quad (1)$$

na qual o fator de proporcionalidade k é constante e tem a dimensão de uma condutância (inverso de uma resistência).

Essa função é representada gráficamente por uma reta que passa pela origem, dizendo-se, por essa razão, que a lei de variação considerada é linear. Um ponto qualquer P dessa reta é determinado por suas coordenadas E_{ap} e I_{ap} . A relação entre essas quantidades corresponde ao inverso do fator k e define a **resistência dinâmica do diodo**:

$$r_a = \frac{E_{ap}}{I_{ap}} = \frac{1}{k} = \text{constante} \quad (2)$$

De acordo com a construção mostrada pela fig. 2, a resistência dinâmica é dada pela tangente trigonométrica do ângulo α que a reta característica forma com a vertical:

$$r_a = \text{tg } \alpha$$

É de se notar que o diodo apresenta uma resistência dinâmica constante, o que se traduz pelo fato do ângulo α não variar, qualquer que seja a posição do ponto P ao longo da reta característica.

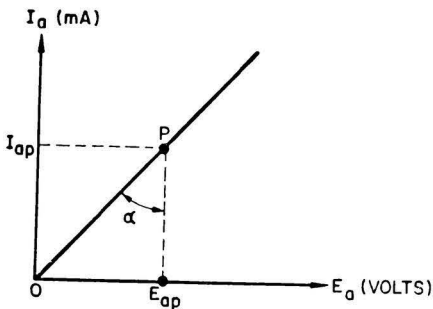


Fig. 2

Característica $I_a \times E_a$ de um diodo ideal.

1.2.1 — Curva Característica do diodo real

A corrente anódica I_a de um diodo real a vácuo não varia linearmente com a tensão E_a existente entre placa e catodo, mas é proporcional, dentro de certos limites, ao cubo da raiz quadrada da referida tensão:

$$I_a = k' \sqrt{E_a^3} \quad (4)$$

É conveniente aceitar com restrições a validade de tal relação, designada como lei de Child-Langmuir, pois a mesma foi estabelecida para o caso de um diodo constituído por um filamento linear situado no eixo geométrico de um anodo cilíndrico. Os diodos a vácuo de uso corrente possuem configura-

ções que nem sempre se aproximam suficientemente desse padrão.

A expressão analítica da corrente anódica de um diodo real é raramente considerada, na resolução de problemas práticos. Costuma-se, em lugar disso, trabalhar diretamente com a curva característica $I_a \times E_a$ levantada em laboratório ou fornecida pelos manuais de válvulas.

Na fig. 3 se apresenta a curva característica típica de um diodo real. No trecho AB, normalmente utilizado nas aplicações práticas, a expressão analítica da curva se aproxima da lei de Child-Langmuir. Fora dos limites A e B, a curva exibe algumas particularidades notáveis:

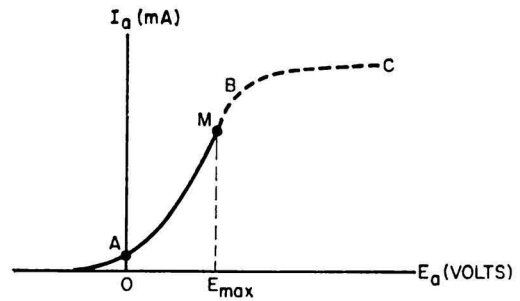


Fig. 3

Curva característica típica de um diodo real.

1) Para $E_a = 0$, e mesmo para valores negativos pequenos dessa tensão, observa-se a existência de uma corrente anódica residual, o que se deve ao fato de que alguns dos elétrons emitidos pelo catodo chegam a atingir a placa, nas condições consideradas;

2) Para valores excessivamente altos de E_a , a curva tende a se horizontalizar. Isso significa que a corrente anódica I_a passa a aumentar muito pouco, ainda que a tensão E_a seja substancialmente aumentada. O abaixamento sofrido pela curva no trecho BC se deve a que a totalidade dos elétrons emitidos pelo catodo, a uma dada temperatura T , é utilizada pela placa na formação da corrente anódica, o que se designa usualmente como **saturação** (o termo mais correto seria esgotamento, mas a expressão acima está consagrada pelo uso).

Se a temperatura do catodo fôsse aumentada para um valor $T_1 > T$, haveria emissão de uma quantidade suplementar de elétrons, de modo que a saturação seria atingida a um valor maior de I_a . Na fig. 4 se mostram as curvas traçadas para quatro valores diferentes da temperatura de catodo de um diodo termiônico.

A corrente de saturação é dada analiticamente pela lei de Richardson:

$$I_{sat} = a A T^2 e^{-\phi/T}$$

onde

a = área efetiva de emissão do catodo;

T = temperatura absoluta do catodo;

e = 2,471828 = base do sistema de logaritmos neperianos;

A e ϕ = constantes de emissão termiônica, determinadas pela natureza química do catodo.

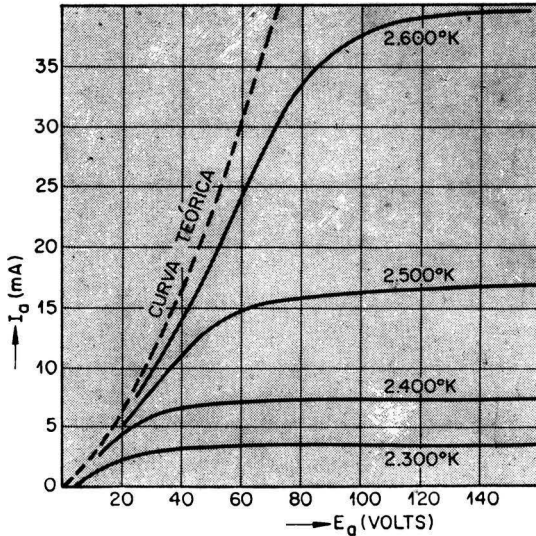


Fig. 4

Correntes de saturação a diferentes temperatura de catodo.

O fenômeno da saturação não tem muita importância, porque a inflexão da curva característica ocorre geralmente para valores da tensão E_a acima do valor máximo E_{max} especificado pelo fabricante da válvula. Esse limite não deve ser jamais ultrapassado nas condições normais de emprego do diodo. É por essa razão que o trecho da curva característica acima do ponto M (fig. 3) se acha representada em linha pontilhada.

1.2.2 — Resistência dinâmica

A não-linearidade do comportamento do diodo real implica na variação do valor de sua resistência dinâmica para diferentes valores de E_a ou de I_a . O valor da resistência dinâmica do diodo no ponto P de sua curva característica é definido pela derivada:

$$r_a = \frac{dE_a}{dI_a} \quad (6)$$

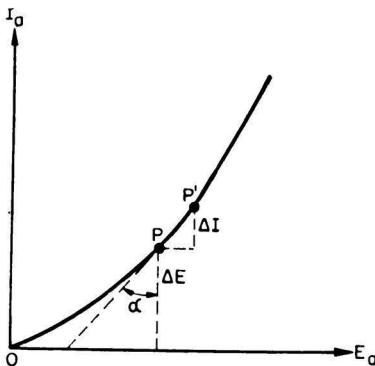


Fig. 5

Determinação gráfica da resistência dinâmica do diodo.

numéricamente igual à tangente trigonométrica do ângulo α que a tangente à curva traçada pelo ponto P, forma com a vertical.

Na prática, costuma-se considerar um ponto P', bastante próximo de P, e determinam-se os valores das variações incrementais ΔE_a e ΔI_a , conforme se mostra na fig. 5. A resistência procurada será dada, então, por

$$r_a = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} \quad (7)$$

a aproximação sendo tanto maior quanto menores forem os valores de ΔE_a e ΔI_a , ou quanto mais linear for a curva no ponto em questão.

Note-se, aliás, que a relação (7) recairá na definição (6), passando-se ao limite, ao se fazer ΔI_a tender para zero:

$$r_a = \frac{dE_a}{dI_a} = \lim_{\Delta I \rightarrow 0} \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} \quad (8)$$

1.2.3 — Reta de Carga

O diodo é normalmente empregado com uma carga entre a placa e o catodo. No caso de se tratar de uma carga puramente resistiva R_L (fig. 6), em série com uma tensão de polarização E_b , haverá na

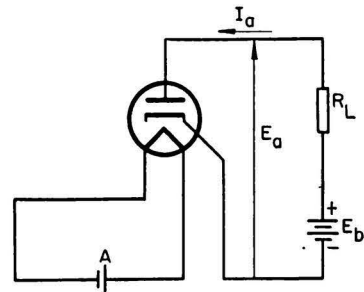


Fig. 6

Válvula diodo com uma resistência de carga R_L .

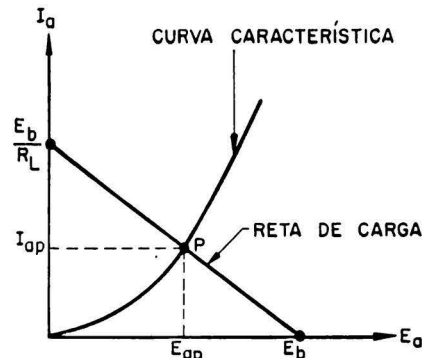


Fig. 7

Reta de carga de um diodo.

(Continua na pág. 172)

Amplificadores Classe D

II

De todos os sistemas de modulação descritos, o de modulação de largura do pulso é o único em que a baixa frequência possui amplitude independente da frequência de modulação, o que exclui portanto toda distorção de amplitude.

Além disso fica excluída também distorção harmônica do sinal devido à ausência de componentes harmônicas da frequência de modulação. No entanto, como podemos ver na figura 3, o espectro de frequências devido a esse tipo de modulação apresenta harmônicas da frequência de repetição com suas respectivas bandas laterais de amplitudes também independentes da frequência de modulação.

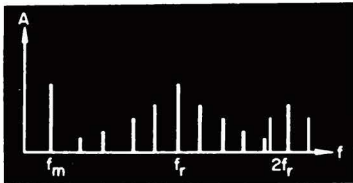


Fig. 3

Espectro de frequência obtido no caso da modulação em largura.

Isso pode provocar uma distorção inarmônica devido à possibilidade de interferência entre a frequência de áudio e as bandas laterais.

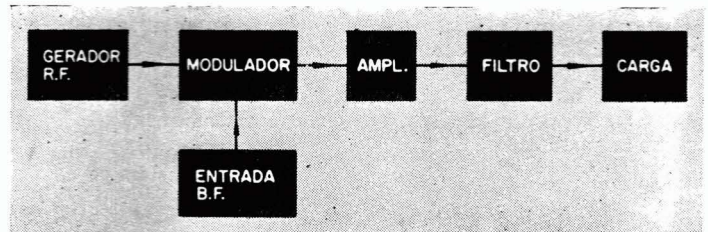


Fig. 4

Diagrama de blocos de um amplificador classe D.

A modulação de largura do pulso pode ser feita de 3 modos diferentes: atuando-se só sobre o início do pulso ou só sobre a parte final do mesmo ou então sobre os dois lados. A importância que se deve creditar às bandas laterais relativamente à frequência de áudio é menor para o tipo de modulação que atua sobre os dois lados do pulso.

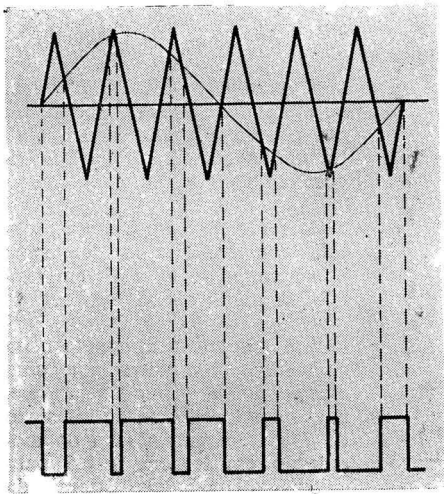
Entretanto, é necessário que a frequência de repetição dos pulsos seja superior a $4f_{max}$ (f_{max} = frequência de corte superior de áudio) para que a influência das bandas laterais seja desprezível. Assim por exemplo, se desejamos construir um amplificador que vá até 20kHz, é necessário que a frequência de repetição seja da ordem de 80kHz no mínimo.

CIRCUITOS BASICOS

O diagrama de blocos básico de um amplificador classe D que

se utilize de modulação de largura atuando sobre os dois lados do pulso, é o que se vê na figura 4.

Vamos analisar em primeiro lugar o modulador. Existem várias maneiras de se produzir pulsos modulados em largura. A mais conhecida emprega um sinal de forma triangular e o superpõe ao sinal de áudio. Quando há coincidência entre os dois sinais ocorre a comutação de um estágio que pode então estar bloqueado ou saturado. A forma de onda resultante é a vista na figura 5, nela vemos que a superposição das duas ondas (triangular e sinal de áudio) determina instantes de tempo precisos onde os dois sinais têm a mesma amplitude. Podemos então, produzir um sinal modulado, utilizan-



← Fig. 5
Princípio da modulação em largura de um sinal senoidal a partir de sinais triangulares.

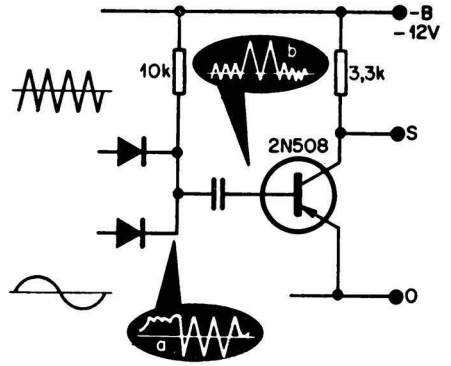
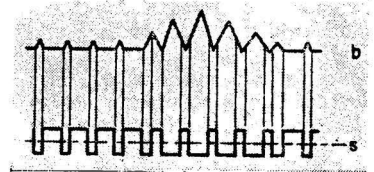


Fig. 7 →
Modulador a diodos e formas de onda obtidas em funcionamento.



do um circuito que assume um estado determinado quando o sinal de áudio é maior do que o sinal triangular e comuta para o outro estado possível quando se produz o contrário. Para um sinal de áudio de pequena amplitude (ou nulo) a relação entre os impulsos gerados correspondentes a cada um dos estados é igual a 1.

Modulador diferencial

O esquema da figura 6 permite que se realize uma modulação do tipo diferencial. Baseia-se no princípio de adição dos dois sinais no circuito base emissor do transistor T_2 , que faz com que ele fique bloqueado ou saturado durante espaços de tempo respectivamente proporcionais à amplitude da frequência de áudio.

Uma análise mais detalhada do funcionamento mostrará al-

guns inconvenientes, pois o tempo de subida ou de descida está ligado à inclinação da onda triangular, além disso, quando o transistor T_2 começa a conduzir o potencial de seu emissor tende a ficar mais negativo e se opõe ao efeito do sinal triangular que procura torná-lo mais positivo; isto diminui ainda mais o tempo de comutação. Também a taxa de modulação é reduzida a fim de não introduzir uma distorção muito grande no sinal de saída.

Modulador a diodos

Um modulador desse tipo efetua a comparação de duas ondas por intermédio de uma porta a diodos. Na saída do comparador obtemos uma onda senoidal sobre a qual se superpõe impulsos triangulares de largura variável, os quais atingem todos o mesmo potencial. O condensador de ligação e a resistência de entrada

do transistor constituem um filtro passa alto, alinhando os pulsos em relação ao seu valor médio, durante um período da frequência de áudio. A taxa de modulação de um circuito como este é limitada pela amplitude que devem ter os pulsos para levar o transistor à saturação.

Disparador de Schmitt

O disparador de Schmitt (fig. 8) permite diminuir os tempos de comutação em relação aos sistemas precedentes. Em um circuito deste tipo basta que se aplique à base do transistor de comando a soma algébrica do sinal de áudio e da onda triangular, para obter sinais retangulares modulados em largura.

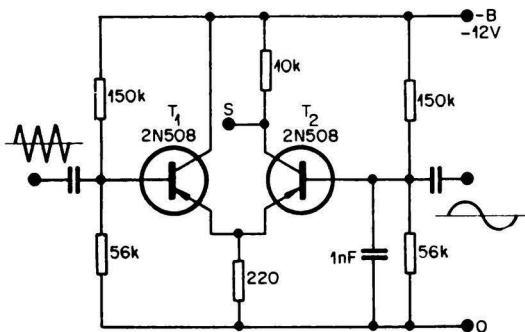


Fig. 6
Modulador do tipo diferencial.

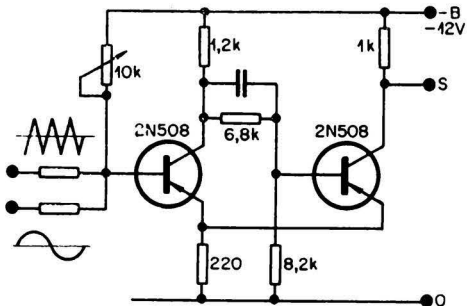


Fig. 8
Disparador de Schmitt que torna menores os tempos de comutação.

Entretanto, existe uma limitação da taxa de modulação pelo fato de os dois limiares de comutação não poderem ser idênticos. Com efeito, se tivéssemos um sinal de frequência muito baixa, cuja amplitude provocou uma comutação no pico da onda triangular, a volta ao estado anterior só se dará se a variação do sinal de comando for superior à diferença entre os dois limiares.

No caso de a variação ser insuficiente, perde-se um certo número de informações sobre a evolução do sinal o que provoca um aumento da taxa de distorção. Por outro lado, passa a não existir comutação dos transistores de saída e a potência que eles devem dissipar pode tornar-se rapidamente proibitiva; também decorre dessa situação uma limitação do sinal antes do modulador. Este intervalo de tempo é chamado de tempo de atraso e corresponde à menor largura de pulso que o sistema pode discriminar. A frequência mínima do sinal de áudio é determinada então por este fator.

GERADOR DE ONDAS TRIANGULARES

São inúmeros os circuitos que geram sinais triangulares e não iremos enumerá-los todos aqui. Trataremos apenas de algumas montagens mais utilizadas na prática.

Até agora consideramos sinais triangulares sem distorção. No entanto, é evidente que a linearidade do sinal de saída será função da linearidade do sinal triangular assim como a taxa de modulação é limitada pelas inclinações da subida e descida.

Oscilador de relaxação com transistores unijunção

Sendo muito simples de ser realizado é o que mais se utiliza em amplificadores de baixa potência populares.

Considera-se que este sistema, funcionando em uma frequência de aproximadamente 70kHz, fornece sinais praticamente triangulares (figura 9).

Na realidade esse circuito introduz uma modulação compreendida entre a modulação de largura simples e a dupla (dois

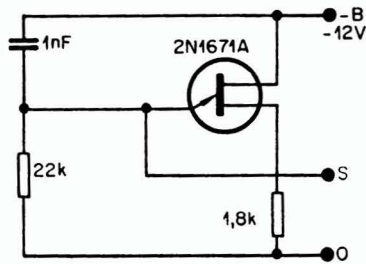


Fig. 9

Oscilador de relaxação com transistor unijunção.

lados). Sua inversão de inclinação é lenta, e então se o utilizamos juntamente com um disparador de Schmitt a taxa de modulação se deteriora ainda.

Produção de sinais triangulares pela integração de sinais retangulares

Atualmente, as montagens que permitem obter sinais triangulares pela integração de sinais retangulares são muito conhecidas já que são simples e introduzem uma taxa de distorção muito pequena.

Mais frequentemente, os sinais retangulares produzidos por um multivibrador astável são enviados a um integrador Miller o qual, além de garantir uma boa linearidade compensa a atenuação devida à integração dado o ganho do estágio (figura 10).

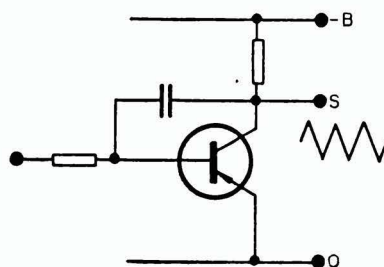
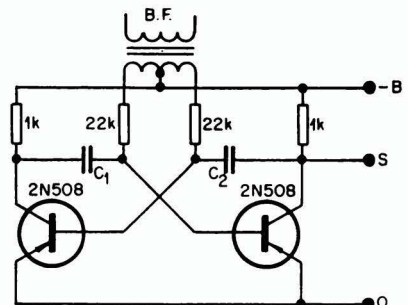


Fig. 10

Integrador de Miller para obtenção de sinais triangulares.

Fig. 11
Multivibrador capaz de fornecer diretamente sinais retangulares modulados em largura.



Produção direta de sinais retangulares modulados em largura

É possível a obtenção direta de sinais retangulares modulados em largura a partir de um multivibrador semelhante ao da figura 11.

A modulação em largura é obtida por modificação de tempo de descarga de C_1 e C_2 em função da amplitude de áudio.

Esta montagem apresenta o inconveniente de introduzir uma modulação de frequência que, para uma frequência de repetição de 75kHz, limita a taxa de modulação em largura à 0,5 para evitar que as bandas laterais da modulação de frequência caiam no espectro de áudio.

Observações:

Nos amplificadores estereofônicos é importante se utilizar um oscilador de modulação única e de frequência constante a fim de sincronizar os dois canais e evitar os efeitos de uma modulação parasita.

Uma sobremodulação do sinal de saída pode-se produzir, e fará com que apareça um certo número de harmônicas. Essa sobremodulação decorre de uma ceifagem ("limitação") do sinal de áudio criada pelos amplificadores que precedem o multivibrador.

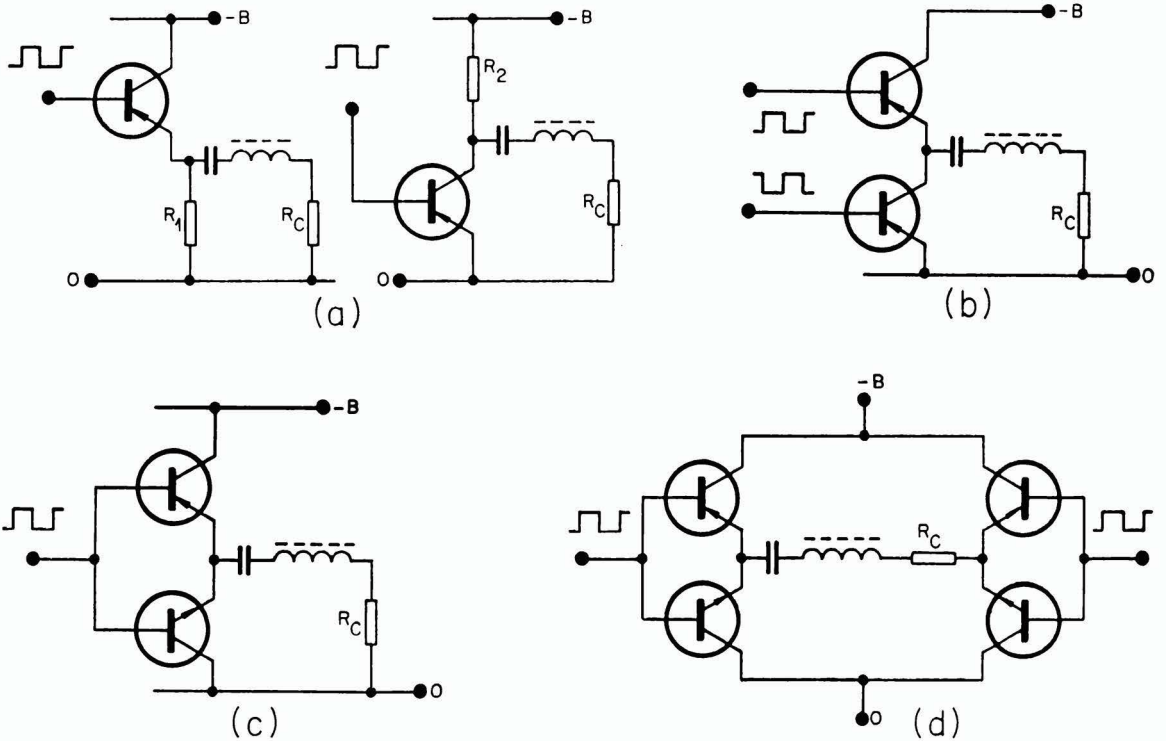


Fig. 12

Estágios de saída de um amplificador classe D.

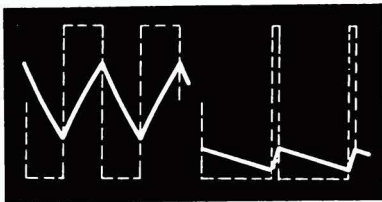


Fig. 13

Para sinais fracos os transistores de saída são saturados alternadamente durante meio período do sinal de alta frequência.

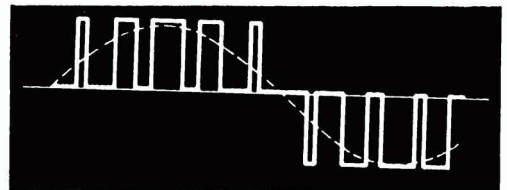


Fig. 14

A fim de melhorar o rendimento, pode-se comutar uma corrente de intensidade proporcional ao valor instantâneo do sinal de áudio.

ESTÁGIO DE SAÍDA

O estágio pode se apresentar sob formas mais diversas como aquelas vistas na figura 12.

As montagens emissor comum e coletor comum (a) são pouco interessantes pois R_1 e R_2 implicam em uma dissipação não desejada de potência.

A fim de remediar essa situação empregamos então, o estágio push-pull (b), alimentando os dois transistores com sinais em oposição de fase que serão sucessivamente bloqueados ou saturados. Entretanto, subsiste para esta montagem o inconveniente

de que se a alimentação entrar momentaneamente em curto isso levaria à deterioração dos transistores. Este fenômeno tem como causa o tempo que o circuito leva para sair da saturação, fator importante para os componentes de estágio de potência.

Essa observação cabe principalmente a amplificadores que utilizam tiristores. Esse inconveniente, no entanto, pode ser eliminado em parte pela utilização de um par complementar (c). É possível ainda de se obter o quádruplo de potência em relação ao circuito precedente, se utilizarmos uma montagem simétrica (d).

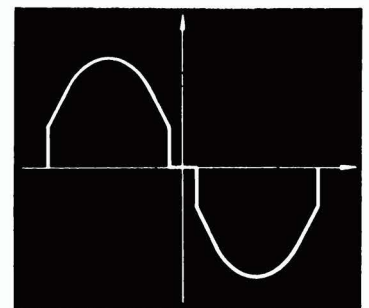


Fig. 15

Distorção dos sinais de áudio.

(Continua na pág.155)

DISTORSOR PARA GUITARRA ELÉTRICA

HELIO LUIZ DE RIZZO (*)

INTRODUÇÃO

Hoje em dia está muito difundido o uso da guitarra elétrica. Qualquer orquestra ou conjunto, principalmente os modernos, utilizam este instrumento. Últimamente, tem recebido bastante atenção por parte da indústria eletrônica, que desenvolveu amplificadores especiais, com efeitos de reverberação e vibração. Cada vez mais, a guitarra usa de **truques eletrônicos** para que os executantes possam conseguir sons e efeitos novos.

Depois do vibrato e do reverberador, surgiu a idéia de mudar a forma de onda emitida pela guitarra e aplicada ao amplificador. Foi justamente isso que se fez e houve boa aceitação por parte dos músicos, a maioria dos quais já está utilizando mais essa **bossa**.

O aparelho descrito neste artigo funciona segundo o princípio supra citado. Seu custo é baixo e o leitor que se dispuser a montá-lo certamente encontrará uma boa clientela entre os jovens músicos do ie-ie-ie.

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Primeiramente, o que queremos é mudar a forma de onda e aplicá-la ao amplificador. É também necessário que esta tenha um grande número de harmônicos, a fim de proporcionar um melhor efeito sonoro.

Lógicamente, o raciocínio nos dirigirá para a onda quadrada, que, como sabemos, contém um grande número de harmônicos e nos dará o efeito desejado.

Um método muito simples consiste na colocação de um

diodo na saída do amplificador para o alto falante, mas ele apresenta o inconveniente de não permitir um ajuste contínuo do nível de **distorção** e traz desvantagens para o bom funcionamento do amplificador.

Depois de experimentadas várias idéias, a que melhor efeito produziu consistiu no uso de um disparador Schmitt modificado para a finalidade desejada.

Conforme a figura 1, temos um sinal senoidal na entrada e uma onda retangular na saída (retirada do coletor de T_2 da figura 2). Notamos perfeitamente

onde ocorre o disparo do circuito, conforme figura 1.

É interessante observar os pontos de disparo, aqueles em que o disparador passa de um estado a outro: a tensão com a qual ele passa do estado 1 para o 2 não é a mesma responsável pela mudança do estado 2 para o 1. Essa propriedade do disparador Schmitt é chamada de **histerese**, isto pela analogia com a magnetização do ferro.

Um meio de variarmos essa **histerese** consiste na inserção de um resistor em série com o emissor de T_2 , entre os pontos e_2

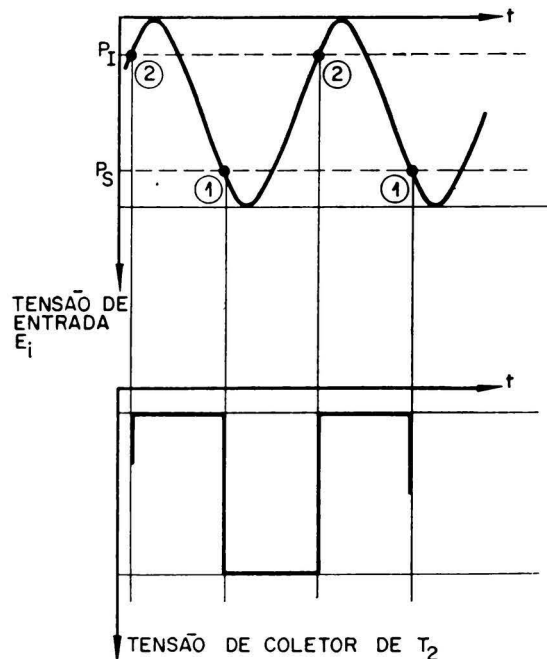


FIG. 1

(*) E.E.U. Mackenzie.

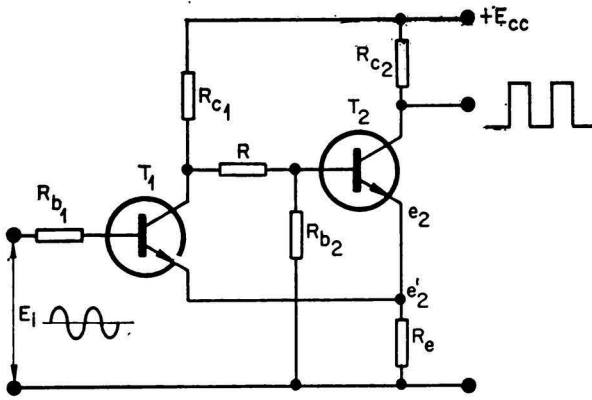


FIG. 2

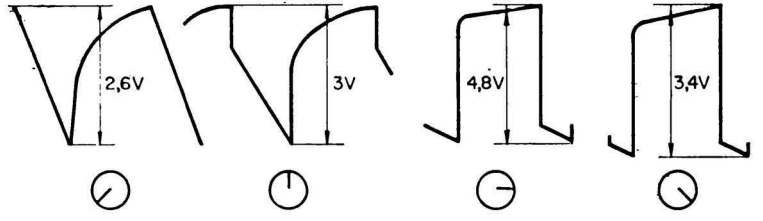
e e_2 . Dependendo do seu valor, a faixa de **histerese** poderá subir ou descer, podendo mesmo saturar uma só parte da senóide de entrada.

Esse efeito é aproveitado para controle de volume no aparelho. O efeito produzido é de aumentar o tempo de comutação do circuito, pois o resistor introduz uma degeneração no emissor de T_2 .

No circuito do distorsor (figura 3) foram eliminados três resistores (R_b , R e R_{b2}) original do disparador, para servir melhor ao fim desejado. Ao mesmo tempo foi acrescentado um resistor de realimentação (R_3) para melhor estabilidade CC.

O potenciômetro P_1 é destinado ao controle do nível de **histerese**. Este, como já sabemos, variando o nível de saída, nada

mais é que um controle de volume. O potenciômetro P_2 serve para o ajuste da realimentação para o circuito emissor dos dois estágios, o que resulta em alteração da forma de onda na saída do aparelho. Na figura 4 estão ilustradas as formas de onda obtidas para diversas posições de P_2 . O resistor R_5 impede que todo o sinal de saída escoe para a massa quando o cursor de P_2 está no extremo inferior.



VALÔRES PICO A PICO

FIG. 4

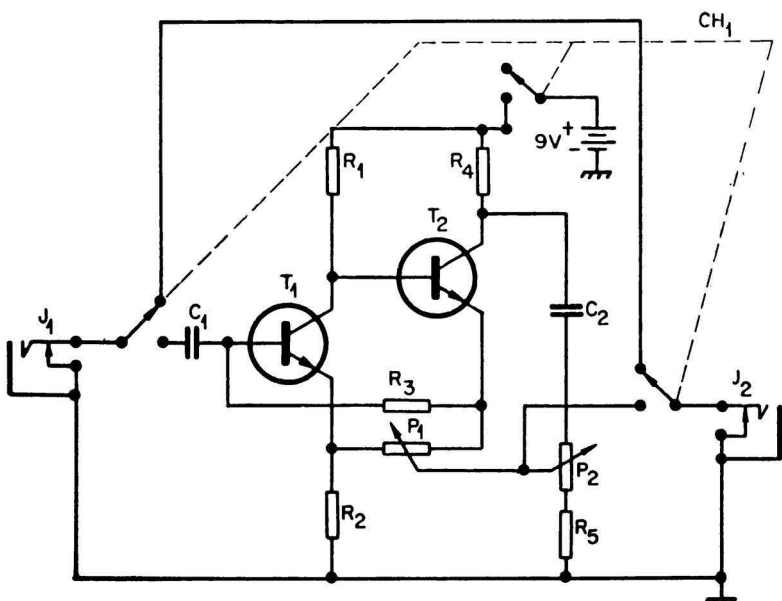


FIG. 3

A comutação de **normal** para **distorcido** é feita por meio de uma chave de pressão, muito usada em aparelhos de intercomunicação e facilmente encontrada no mercado nacional. Essa chave deve ser de construção robusta, pois será comutada com o pé do guitarrista.

A chave é montada na caixa com o botão no comprimento exato, para fora, para evitarmos que seja forçada. Esse comprimento do botão, externamente, é suficiente para que, quando fôr pisada, na posição de mesmo plano com a caixa, seja suficiente para comutação, sem que o eixo da chave encoste no seu batente.

Os transistores são de silício-planar, tipo BC108, também facilmente encontrados no comércio de componentes eletrônicos.

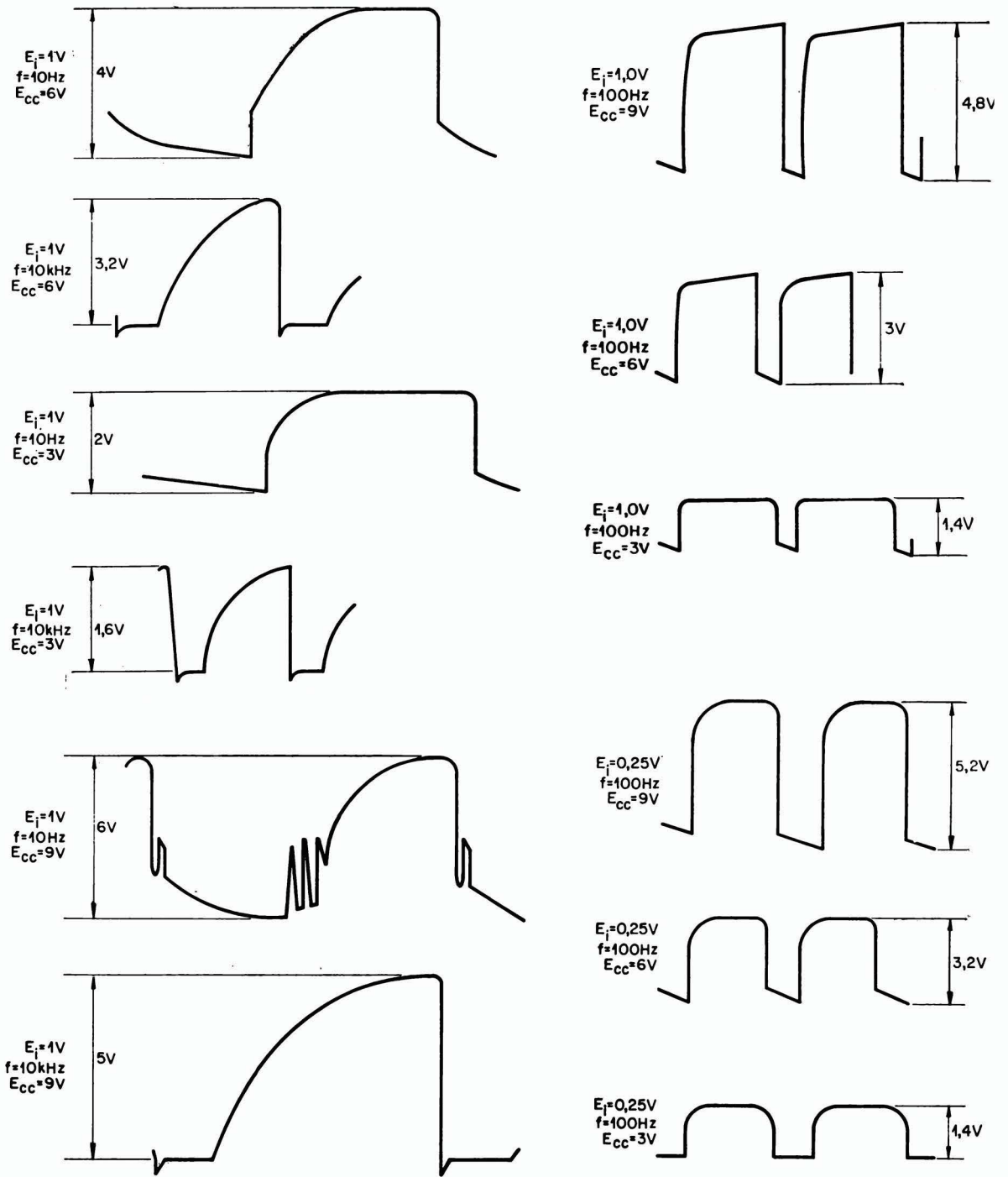
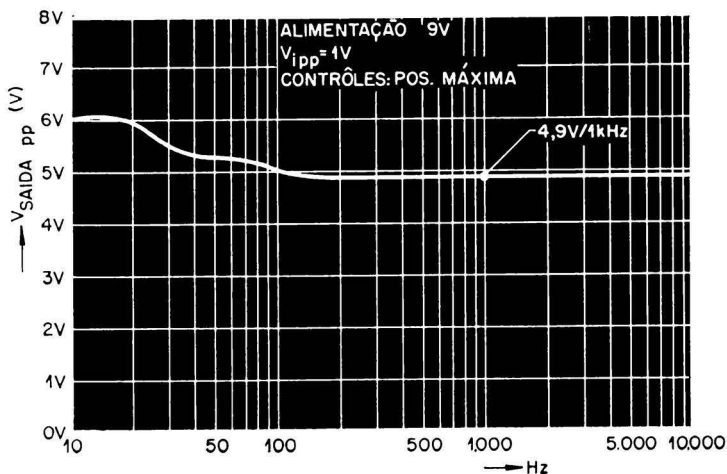


FIG. 5

FIG. 6



CARACTERÍSTICAS

O consumo do distorsor é muito baixo, conforme mostra a tabela abaixo, para diversas tensões de alimentação.

| Alimentação | Consumo |
|-------------|---------|
| 9V | 0,8mA |
| 6V | 0,5mA |
| 3V | 0,2mA |

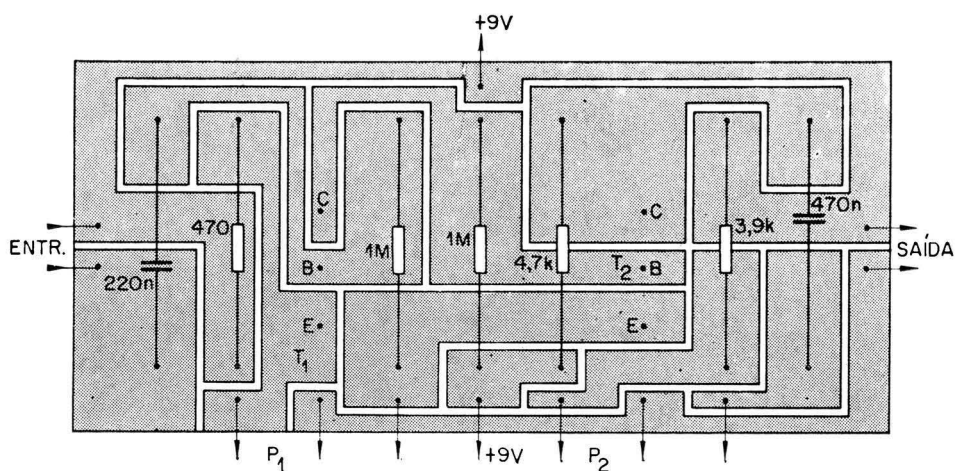


FIG. 7

Na figura 5 podemos apreciar formas de onda de saída para diferentes níveis de sinal de entrada e diferentes tensões de alimentação. As formas de onda foram obtidas com controles de distorção e volume em suas respectivas posições máximas.

A figura 6 ilustra a curva de resposta em frequência.

O circuito funciona perfeitamente com tensões de alimentação de 3 ou 6V, com apenas queda no ganho (figura 5).

CONSTRUÇÃO

A construção do aparelho foi feita em fiação impressa, o que,

sem dúvida, dá uma melhor apresentação e torna-o mais compacto. O circuito, entretanto, pode ser montado da forma convencional ou com ilhoses aplicados a uma placa de fenolite.

A figura 7 ilustra a fiação impressa, bem como a posição de cada componente. O tamanho da chapa é de 100 x 45mm.

A montagem foi feita num chassis de alumínio, ao qual foram incorporados a chave CH₁, os potenciômetros P₁ e P₂, a bateria, os jaques de entrada e saída e a placa de fiação impressa.

Para distribuição de componentes na caixa, podemos apreciar a foto na figura 8.

AJUSTE, SUGESTÕES, CONCLUSÕES

A ligação do aparelho com a guitarra e amplificador será feita do seguinte modo.

O jaque da guitarra, que iria para o amplificador, é conectado em J₁, e um outro fio, com dois jaques machos, é ligado a J₂ (saída do aparelho) e ao amplificador. Ajustamos o volume no amplificador, para uso normal, depois pisamos no botão e ajustamos a distorção ao nível desejado, completando assim a operação. Quando desejarmos distorção, é só pisar no botão.

O aparelho descrito pode ser usado também para contra-baixo, com excelentes resultados.

Devido ao seu tamanho bem reduzido, pode ser montado dentro da própria guitarra.

LISTA DE MATERIAIS

T₁ — BC108

T₂ — BC108

C₁ — 220nF/160V poliéster

C₂ — 470nF/160V poliéster

R₁ — 1MΩ; 1/4W

R₂ — 470Ω; 1/4W

R₃ — 1MΩ; 1/4W

R₄ — 4,7kΩ; 1/4W

R₅ — 3,9kΩ; 1/4W

CH₁ — chave de pressão 4 x 2

J₁ — jaque (fêmea) p/guitarra

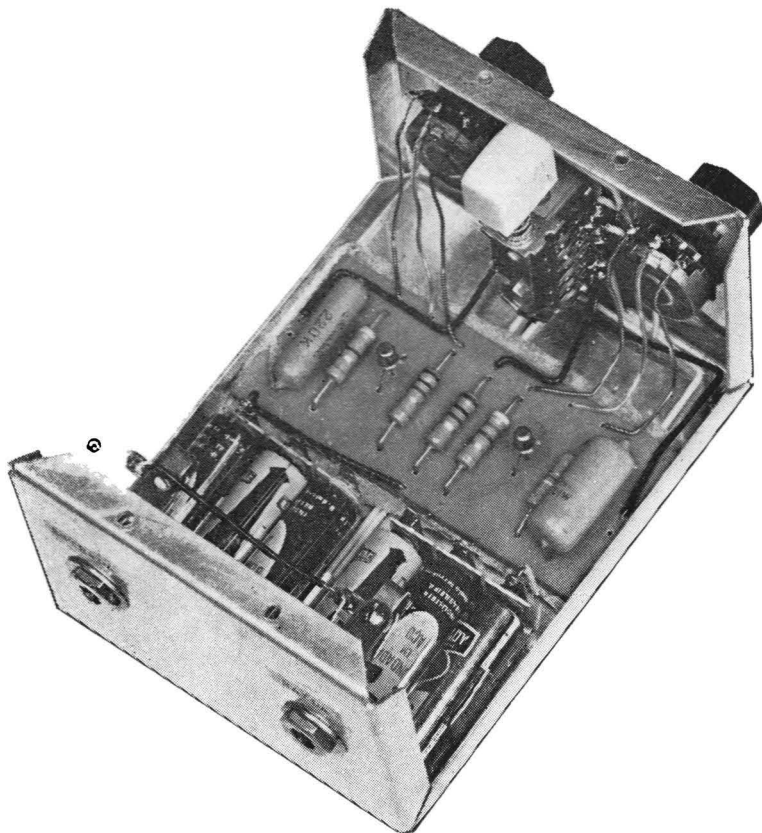
J₂ — jaque (fêmea) p/guitarra

P₁ — 50kΩ; potenciômetro linear sem chave

P₂ — 50kΩ; potenciômetro linear sem chave

Suporte para pilhas, chapa de alumínio, parafusos, etc..

FIG. 8



EQUIPAMENTO PRODUZIRÁ MAIS RESISTÊNCIAS A CARVÃO

Acaba de chegar a primeira unidade de uma série de equipamentos super-automáticos para a produção de resistências de carvão. Já com esta primeira unidade poderá de imediato ser aumentada a capacidade de produção de Constanta Eletrotécnica S. A. de mais de 3.000.000 de resistências por mês. A realização de mais este plano de expansão e modernização da Constanta, permitirá aprimorar o atendimento do mercado nacional e ampliar seu volume de exportação. O equipamento teve sua importação aprovada pela Comissão de Desenvolvimento Industrial e Ministério de Indústria e Comércio; Grupo Executivo da Indústria Eletro-Eletrônica.

O Multítester

SÉRGIO AMÉRICO BOGGIO

II

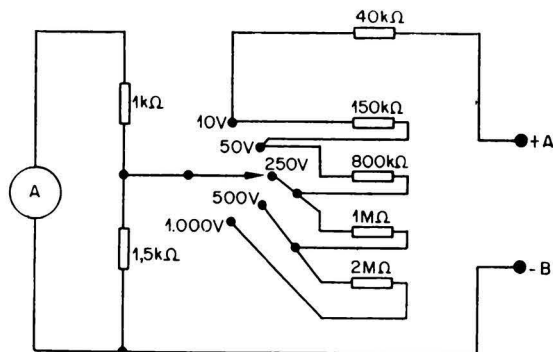
O Voltímetro CC

O voltímetro CC é um instrumento que se destina a medir diferenças de potencial em circuitos de corrente contínua.

Na figura 9 encontramos um esquema típico de voltímetro CC: um galvanômetro em paralelo com dois resistores em série. Tais resistores formam um divisor de tensão para o galvanômetro. Com a chave seletora na posição de 10V temos apenas um resistor de $40\text{k}\Omega$ em série com o conjunto galvanômetro-divisor. Este resistor provoca uma queda de tensão adequada de forma que o galvanômetro dê a máxima deflexão quando nos bornes A e B estiver sendo aplicada uma diferença de potencial de 10V. Para leituras acima de 10V serão necessárias maiores quedas de tensão e, conseqüentemente, os resistores em série deverão ter os valores mais elevados. Como vemos na figura 9, assim que passamos a chave para a posição 50V o resistor série é aumentado para $150\text{k}\Omega + 40\text{k}\Omega$, dando um total de $190\text{k}\Omega$. Ao passarmos para 250V o resistor aumenta para $990\text{k}\Omega$. Na posição de 500V teremos $1.990\text{k}\Omega$ e na posição 1.000V teremos $3.990\text{k}\Omega$.

Na verdade, o galvanômetro mede a corrente do circuito; porém, como o circuito do voltímetro é apenas resistivo teremos

FIG. 9



uma simples relação dada pela lei de Ohm entre tensão e corrente. Desta forma, poderemos fazer uma escala já marcada em valores de tensão.

Para medirmos uma diferença de potencial, devemos conectar o voltímetro em paralelo com o circuito em cujos terminais está a tensão que desconhecemos. Assim, para alimentar o galvanômetro, o voltímetro consome uma certa corrente do circuito, a qual deve ser a menor possível para que a precisão da leitura não seja afetada. Por exemplo, no caso de geradores de elevada resistência interna, ao conectarmos o voltímetro, este consumirá uma certa corrente, havendo então uma queda de tensão na resistência interna do gerador, e desta forma a tensão de saída deste se altera. Logo, deduzimos que o voltímetro deve apresen-

tar uma resistência interna elevada, para que este consuma pouca corrente do circuito. Quanto mais elevada for esta resistência, tanto melhor é o instrumento, pois consome menos corrente do circuito. Instrumentos de baixa precisão de medida têm resistência interna por volta de $1\text{k}\Omega/\text{volt}$, os de média qualidade $10\text{k}\Omega/\text{volt}$ e os de boa qualidade têm resistência interna acima de $20\text{k}\Omega/\text{volt}$.

O voltímetro é destinado exclusivamente à medição de tensões em circuitos de corrente contínua, não podendo ser usado em circuitos CA sob perigo de danificação do galvanômetro. De fato, o conjunto móvel do galvanômetro tentaria seguir as variações da corrente alternada, e no caso de medirmos a tensão da rede, cuja frequência é geralmente de 60Hz, o conjunto mó-

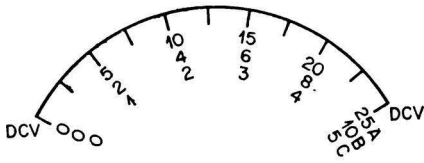


FIG. 10

vel iria vibrar nessa frequência, o que danificaria totalmente o seu equilíbrio, devido à solicitação indevida nos pivôs e safiras.

Como a utilização deste voltímetro é em circuito de CC, devemos observar a polaridade da tensão a ser medida antes de conectarmos o instrumento no circuito. Por este motivo é que ela vem indicada nos bornes do instrumento. Na figura 9 o borne A é positivo e o borne B é negativo. Se ligarmos a polaridade incorretamente, o ponteiro tentará se deslocar para a esquerda, forçando assim o conjunto móvel, chegando, em alguns casos mais graves, a danificá-lo.

Na figura 10 ilustramos um tipo bem comum de escala de voltímetro. A utilização da escala deve ser feita em conjunto com a posição da chave seletora. Assim, se a chave seletora estiver na posição de 10V deveremos ler na faixa B da figura 10. Se a chave estiver na posição 50V deveremos ler na escala C acrescentando aos valores lidos um zero. Na posição 250V leremos na faixa A acrescentando um zero. Na posição 500V leremos na faixa C acrescentando dois zeros. Na posição 1.000V leremos na faixa B acrescentando dois zeros. A posição da chave seletora sempre indica o máximo valor que se pode medir, o qual corresponde ao fim de escala. NUNCA devemos aplicar ao voltímetro uma tensão superior à indicada na chave seletora na posição em que estiver ligada.

No caso de desconhecermos a ordem de grandeza da tensão a ser medida, devemos colocar a chave seletora na posição de máxima tensão, no nosso caso 1.000V. Só depois de termos uma idéia do valor aproximado da tensão é que devemos abaixar a escala para uma posição mais adequada. A chave seletora deve ser colocada sempre numa posição que nos permita fazer a leitura da tensão com maior precisão. Por exemplo, se desejamos medir uma tensão de cerca de 40V, a posição de

10V não pode ser utilizada, pois a tensão a ser medida é superior ao fim de escala. Nas escalas de 250V, 500V, e 1.000V, as leituras teriam pouca precisão; assim conclui-se que a melhor escala no caso é a de 50V.

O voltímetro de CC é geralmente utilizado para a medição das tensões de alimentação dos eletrodos de válvulas ou terminais de transistores. Essas medidas devem ser feitas com o equipamento funcionando sem sinal alternado. Assim, utilizamos o voltímetro CC para medir tensões de placa, grades, catodo, coletor, base, emissor e outros fins.

O Voltímetro CA

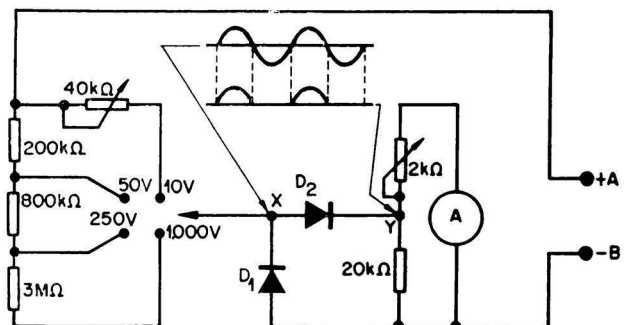
O voltímetro de CA é destinado à medição de diferenças de potencial em circuitos de corrente alternada. Como já tivemos oportunidade de ver, o galvanômetro do tipo D'Arsoval só se presta para medidas de corrente contínua, não podendo em hipótese alguma ser utilizado em corrente alternada. Daí concluímos pela necessidade de transformarmos tensão alternada que desejamos medir para uma tensão que não inverta sua polaridade no decurso do tempo. Para tanto, lançamos mão de retificadores. A figura 11 ilustra um circuito típico de um voltímetro CA.

Os resistores de 20kΩ e de 2kΩ, em paralelo com o galvanô-

metro, formam um divisor de tensão ajustável para o galvanômetro. Suponhamos uma tensão senoidal no ponto X. Na alternância positiva o diodo D₁ não conduz e o diodo D₂ conduz, e, desta forma, a alternância positiva no ponto Y é aplicada ao galvanômetro. Na alternância negativa o diodo D₁ entra em condução, pondo em curto a entrada do galvanômetro, o diodo D₂ não conduz, e assim conseguimos uma corrente unidirecional aplicada ao galvanômetro.

Pelo fato de ser aplicada uma corrente pulsante ao galvanômetro, haveria a informação neste de um conjugado motor pulsante, isto é, o conjunto móvel ficaria oscilando. Porém, devido a inércia mecânica do conjunto móvel, este deflexionará num ponto médio do conjugado motor e, desta forma, o galvanômetro sempre indicará o valor médio da corrente, qualquer que seja a forma de onda da corrente pulsante que por ele circule. Como normalmente o que nos interessa é saber o valor eficaz de uma tensão alternada senoidal, os voltímetros CA geralmente encontrados na praça fornecem somente este valor. Assim, deve o leitor ficar prevenido que a leitura que se efetuar num voltímetro CA indicará o valor eficaz da tensão aplicada, e o que é mais importante, este valor somente estará correto se a tensão aplicada for senoidal. Pois a escala do voltímetro é calibrada em valor eficaz de tensão alternada senoidal. Se caso interessar o valor de pico da tensão senoidal, basta multiplicar o valor eficaz obtido no voltímetro por $\sqrt{2}$, que é aproximadamente 1,414. Se desejarmos o valor pico a pico, basta multiplicar por 2 o valor de pico encontrado.

FIG. 11



Da mesma forma como no voltímetro CC, no voltímetro CA também são utilizados resistores para dar uma queda de tensão conveniente ao galvanômetro. Assim, temos que na posição de 10V encontramos um resistor ajustável de $40k\Omega$ para calibrar no momento da montagem do instrumento a escala de 10V. Na posição de 50V o resistor de queda vale $200k\Omega$, em 250V vale $800k\Omega + 200k\Omega = 1M\Omega$ e em 1.000V vale $4M\Omega$.

A utilização do voltímetro CA deve ser feita de maneira análoga à explicada para o voltímetro CC; com a exceção de que não temos que observar a polaridade da tensão aplicada.

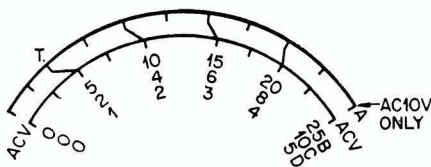


FIG. 12

Na figura 12 apresentamos a escala de tensões alternadas. Em diversos instrumentos a escala de leitura em CC é a mesma que em CA, sendo que geralmente se utiliza de uma escala CA independente para os 10V.

Quando a chave seletora estiver na posição 1.000V deveremos efetuar a leitura na faixa C da figura 12, acrescentando ao valor lido dois zeros. Na posição de 250V utilizamos a faixa B acrescentando um zero. Na posição de 50V utilizamos a faixa D acrescentando um zero. Na posição de 10V utilizamos a faixa A para verificar a posição do ponteiro, e os valores serão lidos na faixa C. Por exemplo: a chave seletora está na posição de 10V e o ponteiro está localizado na direção do ponto T; acompanhando o traço até a faixa C, leremos a tensão de 2V. Esta faixa A é facilmente identificada nos voltímetros pela seguinte legenda: "AC 10V only" (somente para CA 10V).

Quando a tensão que desejamos medir, não sabemos se é CA ou CC, devemos proceder da seguinte maneira com o voltímetro de CA. Na escala de tensão conveniente ligamos o voltímetro em paralelo com o circuito; observamos o valor da tensão indicada. Em seguida, invertemos as pontas de prova do vol-

tímetro e efetuamos nova medição. Se a tensão medida for alternada, é óbvio que a inversão das pontas em nada deve afetar a leitura de tensão. Porém, se a tensão for contínua teremos que em uma das posições das pontas de prova ele indicará um valor, e ao invertermos as pontas, dará uma deflexão em sentido contrário. Assim, conseguimos distinguir uma tensão CA de uma CC. É de grande importância lembrar que não devemos medir CC no voltímetro de CA, pois teremos uma leitura totalmente errada.

Se desejarmos medir a tensão de sinal na placa de uma válvula, NÃO podemos fazer tal me-

dição diretamente com o voltímetro CA, visto que a tensão de sinal estará superposta a uma tensão contínua de alimentação da placa (+ B). Para tal, lançamos mão de um capacitor de ótima isolamento para o bloqueio da tensão contínua. Normalmente, o capacitor usado é um $0,1\mu F \times 1.500V$. Deve ser colocado em série com o voltímetro e, desta forma, só circulará pelo voltímetro corrente alternada, pois é fato sabido que um capacitor não permite passagem de corrente contínua. Em alguns instrumentos de medição este capacitor já se encontra ligado internamente, sendo que para CA deve ser usado outro borne de medição.

Para finalizar, firmamos esta idéia básica de que ao utilizar-

mos um voltímetro, seja CA, ou CC, devemos conectá-lo em PARALELO com o circuito cuja tensão desejamos saber.

O Miliamperímetro CC

O miliamperímetro CC é um instrumento destinado a medir corrente contínua da ordem de miliampères. Na figura 13 encontramos um circuito básico.

O resistor de $5k\Omega$ em paralelo com o galvanômetro é um **shunt** para desvio de corrente e o resistor de $1k\Omega$ é um limitador. A chave seletora seleciona os resistores que irão ser colocados em paralelo com o galvanômetro, agindo estes como **shunt** para desvio de corrente. De fato, como o galvanômetro suporta baixas correntes, nas medições de correntes maiores precisamos desviá-las por meio de resistores vulgarmente denominados **shunts**. Uma outra finalidade do **shunt** é diminuir a resistência interna do miliamperímetro. Pelo motivo de que um miliamperímetro é utilizado em série com o circuito, ao ser percorrido pela corrente deste último irá introduzir uma queda de tensão no circuito. Como é de se esperar, devemos reduzir ao máximo esta queda de tensão e para tal é preciso fazer com que a resistência interna do miliamperímetro seja a menor possível. A justificativa deste fato é dado pela lei de Ohm ($E = R \times I$); de fato, para a mesma intensidade de corrente, ao diminuirmos a resistência, a diferença de potencial de queda no resistor irá diminuir.

Na figura 13, com a chave seletora na posição 250mA o resistor shunt vale 1Ω , na de 25mA vale 10Ω e na 2,5mA vale $100\mu A$. Já na posição de $100\mu A$ a quase totalidade da corrente passa pe-

FIG. 13

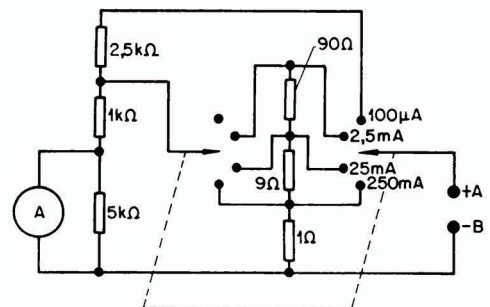
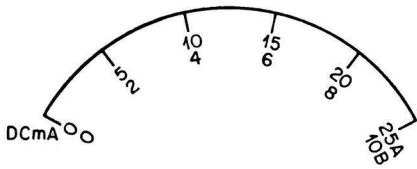


FIG. 14



lo galvanômetro, o que nos indica que a máxima corrente que este pode suportar é de cerca de $90\mu\text{A}$. Em diversos instrumentos esta posição também é usada para medidas de tensões CC; sendo que neste caso há uma indicação no instrumento.

Na figura 14 encontramos ilustrada uma escala de miliamperímetro. Com a chave seletora na posição 250mA, utilizamos a faixa A acrescentando um zero ao valor obtido. Na de 25mA utilizamos a faixa A com o próprio valor obtido. Na de 2,5mA utilizamos a faixa A deslocando-se a vírgula de uma casa a esquerda do valor obtido. Na posição de $100\mu\text{A}$ utilizamos a faixa B acrescentando um zero ao valor obtido e lembrando que nesta posição a unidade a ser usada é μA , assim teremos que $100\mu\text{A} = 0,1\text{mA}$.

O miliamperímetro é um instrumento que sempre deve ser ligado em SÉRIE com o circuito. Quando não sabemos o valor aproximado da corrente que desejamos medir, devemos sempre iniciar a medição com a chave na posição de máxima escala, no nosso caso 250mA. Porém, devemos estar seguros de que a corrente em hipótese alguma supere este valor máximo. Como este miliamperímetro é do tipo CC, não podemos utilizá-lo em CA pelos mesmos motivos vistos para o voltímetro CC; além do mais, deve ser observado o sentido em que flui a corrente, observando a polaridade dos bornes marcados no miliamperímetro.

Uma das aplicações do miliamperímetro CC é a medição de correntes de circuitos de alimentação, tais como, correntes do circuito de +B de um receptor de rádio, para comprovar se o valor está dentro das especificações da fonte. Uma outra utilização é para comprovar a emissão de uma válvula. Para tal procedemos da seguinte forma: inserimos o miliamperímetro em série com o circuito de catodo (positivo no catodo e negativo

à massa). Com a válvula em funcionamento, lemos no miliamperímetro a corrente por ele indicada e com o auxílio do manual comprovamos se está de acordo com as especificações do fabricante. Se porventura encontramos um valor muito baixo do normal, e todas as tensões de alimentação estiverem corretas, isto será um indício evidente de que a válvula está com emissão baixa.

Aliando os conhecimentos de voltímetro CC e miliamperímetro CC, podemos comprovar se uma válvula ou transistor está ou não em perfeito funcionamento. Assim procedendo, obtemos com o voltímetro CC todas as tensões entre eletrodos e com o miliamperímetro CC todas as correntes que circulam pelo dispositivo e, com o auxílio de um manual de curvas características, podemos comprovar se os valores acima obtidos estão ou não de acordo com as especificações do fabricante. Esta é sem dúvida a melhor e mais segura maneira de se comprovar o funcionamento de uma válvula ou transistor.

A Escala de Decibel

A unidade decibel (dB) é normalmente usada para expressar o ganho de um circuito amplificador. Suponhamos que em um amplificador tenhamos na entrada uma tensão de 2V e na saída uma tensão de 8V, ou seja, um ganho de tensão $G_v = 4$. Se desejarmos expressar este ganho em decibéis, $G = 20 \cdot \log G_v$, donde vem que, no nosso exemplo, o ganho em dB será $20 \cdot \log 4$, aproximadamente 12dB. Assim, notamos uma relação logarítmica entre ganho de tensão e ganho em dB. No multíteste a posição da chave seletora para a medição de dB é normalmente a posição 10VAC, sendo que a leitura do valor em dB é normalmente numa escala como a mostrada na figura 15

Como podemos notar, a esquerda de zero dB os valores

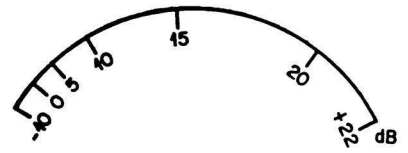


FIG. 15

são negativos, indicando atenuações de sinal e para a direita os valores são positivos, correspondendo a ampliações de sinais.

Vejamos agora como utilizar tal instrumento, lembrando primeiramente que os pontos de entrada e de saída onde forem feitas as medidas devem ter obrigatoriamente a mesma impedância, sendo esta normalmente fixada em 600Ω . Observando este fato de grande importância, devemos conectar o instrumento em paralelo com a entrada do circuito e ajustar o sinal de entrada até que o instrumento indique zero dB. Feito isto, passamos o instrumento para a saída do circuito, conectando-o também em paralelo, e lemos o valor indicado. Se o instrumento indicar zero dB é sinal de que o circuito nem amplificou nem atenuou o sinal. Se o ponteiro defletir para a esquerda indicando uma leitura negativa, isto significará que o circuito atenuou o sinal e, em caso contrário, amplificou o sinal. Pelo simples fato de termos ajustado zero dB para a entrada, o valor encontrado na saída já é o valor numérico do ganho ou atenuação em dB.

Como normalmente a posição utilizada para a medida de dB é 10VAC, devemos observar se as tensões que vamos medir não superam 10V e se não há tensão contínua superposta. Caso houver, devemos bloqueá-la por meio de um capacitor.

Medição de Capacitores e Indutores

Alguns multítestes são dotados de escalas para a medição do valor de um determinado capacitor ou indutor dentro de uma certa faixa de valores. Porém, para tal medida é necessária uma fonte externa de tensão alternada de valor adequado. Como tal medição é normalmente feita na posição CA 10V, a fonte de tensão alternada deverá fornecer 10V.

Na figura 16 temos a maneira de ligar o instrumento. Com os bornes A e B em curto, o ponteiro deverá deflexionar até o fim da escala.

Assim, concluímos que o nosso transformador deverá modificar a tensão da rede para o valor de 10V. Se a posição de leitura de capacitores e indutores corresponder à outra escala de tensão, o transformador deverá modificar a tensão da rede para o valor de fim de escala da posição correspondente.

Na figura 17 temos a ilustração das escalas, uma para capacitores e outra para indutores. Conforme a figura, há uma marcação a respeito da frequência. De fato, como podemos notar, pela montagem da figura 16 o elemento em teste fica em

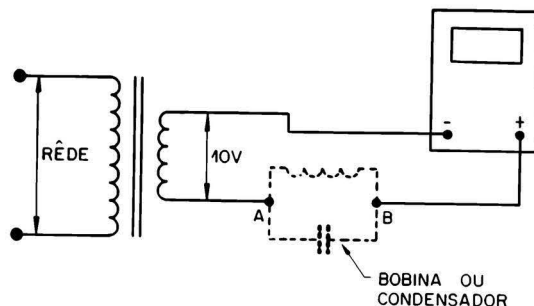


FIG. 16

Medição de Correntes Elevadas CA e CC

A maioria dos multitestes não possui escala de medição de corrente alternada, e a de corrente contínua chega apenas à casa dos 250mA. Com a montagem apresentada na figura 18 poderemos medir correntes alternadas e contínuas de quaisquer valores.

Trata-se de um divisor de corrente, com 5 posições, mas o leitor poderá aumentar ou diminuir o número de posições à vontade. A escala utilizada no multitestes será a de 10V.

Para utilizarmos tal instrumento, devemos conectar os bornes A e B em série com o circuito, e efetuar a leitura na escala de volts, mas apenas o valor numérico, sendo a unidade de medida o ampère. Por exemplo, suponhamos estar na escala x10, e a leitura no voltímetro foi de 3V; assim, pela lei de Ohm, 3V em 0,1Ω implica uma corrente de 30A. Desta maneira, chegamos a uma regra prática, que consiste em ler o valor em volts, acrescentar um zero, a unidade de medida, sendo o ampère. Na posição x1 não acrescentamos zero, na ÷ 10 deslocamos uma casa para a esquerda e assim por diante. Concluímos que, na posição ÷ 1.000,

Continua na pág. 155

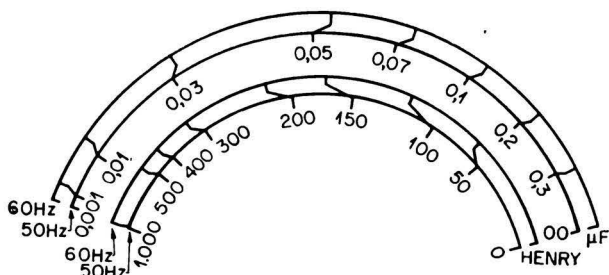


FIG. 17

série com o medidor, sendo que este, na verdade, estará indicando a reatância da bobina ou do capacitor. Pelas fórmulas:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}, \quad X_L = 2 \pi f L,$$

as quais fornecem a reatância capacitiva X_c e a reatância indutiva X_L em função da frequência f e da capacidade C ou indutância L , concluímos que a reatância depende da frequência, além do valor do componente. Como desejamos saber este último, necessitamos fixar a frequência. Para isso, o instrumento utiliza a própria frequência de rede. Como os dois valores padrões são 50Hz e 60Hz, normalmente os instrumentos trazem escalas marcadas nessas duas frequências, conforme indica a figura 17. Assim, o leitor deverá efetuar a leitura na escala correspondente à frequência da rede que estiver utilizando.

O manêjo de tal parte do instrumento é simples, bastando intercalar o capacitor ou bobina que desejamos testar nos bornes A e B na figura 16. Feito isso, efetuamos a leitura dire-

tamente na escala. É óbvio que só poderemos medir capacitores ou bobinas cujos valores estejam dentro dos limites da escala.

Um cuidado deve ser tomado quanto ao tipo de capacitor e sua tensão de isolamento. Não podemos testar capacitores eletrolíticos, pois circularia corrente alternada, danificando-os. Quanto à tensão de isolamento, vale para qualquer tipo, mas não podemos testar capacitores com tensão de trabalho menor do que a da fonte, no nosso caso 10V, pois estaríamos em perigo de ruptura do dielétrico.

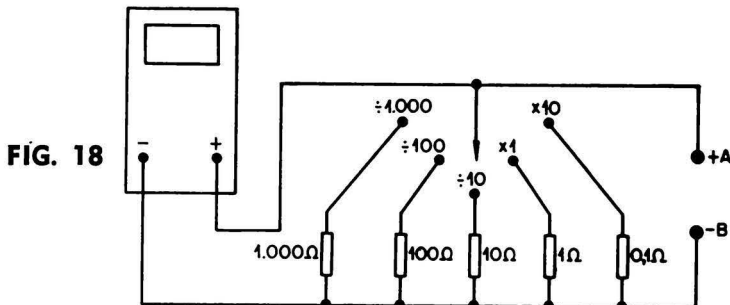


FIG. 18

Enciclopédia dos Semicondutores

IV

CIRCUITO EQUIVALENTE COM PARÂMETROS H

Os parâmetros h não estão ligados, ao contrário do que acontece com a maioria dos símbolos técnicos a uma determinada grandeza física. O símbolo h pode tanto ser uma resistência como uma condutância ou simplesmente um número puro (relação entre duas grandezas de mesma dimensão). De modo geral, os parâmetros h são definidos como se segue:

- h_{11} — resistência de entrada para saída em curto.
- h_{12} — relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída.
- h_{21} — relação entre a corrente de saída e a corrente de entrada para saída em curto (amplificação de corrente).
- h_{22} — condutância de saída para entrada em aberto.

Ocasionalmente essa notação representa os parâmetros h para o circuito base comum. Normalmente, entretanto, diferenciamos

os parâmetros para os vários tipos de montagem através de uma das notações seguintes:

a) para o emissor comum:

$$\begin{matrix} h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e}; \\ h_{bbe}, h_{bce}, h_{cbe}, h_{cce}; \\ h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}. \end{matrix}$$

b) para o coletor comum: apenas trocando o e pelo c, por exemplo:

$$h_{ic}, h_{rc}, \text{ etc.}$$

c) para o base comum: colocando no lugar de e agora a letra b, por exemplo:

$$h_{ib}, h_{rb}, \text{ etc.}$$

Além disso sabemos que:

$$\begin{matrix} h_{21b} = \alpha \\ h_{21e} = \beta \\ h_{12e} = \mu \end{matrix}$$

As relações que podemos estabelecer usando os parâmetros h são as seguintes (figura 1):

$$\begin{matrix} U_1 = h_{11}i_1 + h_{12}U_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}U_2 \\ e_1 = U_1 + i_1R_1 \\ U_2 = i_2R_2 \end{matrix}$$

Dessas relações podemos obter facilmente a resistência de entrada U_1/i_1 , a amplificação de corrente i_2/i_1 e a ganho de tensão U_2/U_1 desde que R_1 (resistência do gerador) e R_2 (resistência de carga) sejam conhecidas.

A ordem de grandeza dos parâmetros h para correntes de coletor de 1mA e frequências de áudio é

$$\begin{matrix} h_{11} = 0,3 \dots k\Omega, \\ h_{12} = 0,01 \dots 0,5\% , \\ h_{21} = 10 \dots 1000, \\ h_{22} = 100 \dots 2\mu\Omega \end{matrix}$$

EFEITO HALL

O efeito Hall se caracteriza da seguinte maneira: uma plaquinha de material adequado (InAs, por exemplo) de espessura d é atravessada no sentido longitudinal por uma corrente I_1 chamada corrente de excitação, enquanto um campo magnético B atua perpendicularmente à superfície da plaquinha (fig. 2). Da ação conjunta dessas duas grandezas surge entre os pontos 3 e 4 uma diferença de potencial chamada

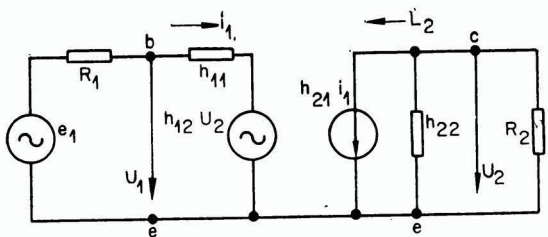


FIG. 1

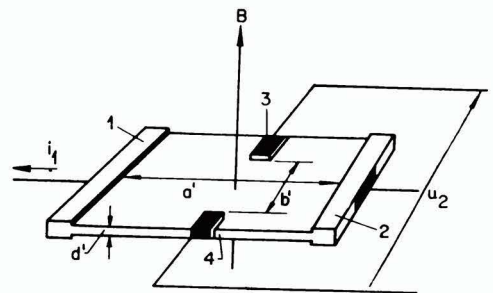


FIG. 2

tensão de Hall em vazio cujo valor é dado pela expressão:

$$U = \frac{R_h}{d} i_1 \cdot B \text{ onde } R_h \text{ é}$$

uma constante do material (constante de Hall).

As substâncias apropriadas para um emprêgo prático do efeito Hall devem obedecer a três condições:

a) a constante de Hall do material empregado deve ser muito

grande o que implica em que o mesmo seja semiconductor.

b) para que o componente forneça potência adequada é necessário que sua resistência específica seja suficientemente pequena.

c) a constante de Hall e a resistência específica devem ter valores independentes da temperatura.

Materiais que preenchem estas especificações são por exemplo: o InAs e o InAsP ou o InSb.

A espessura da placa em geral é de 0,1mm (ou menos).

PTC

São semicondutores que apresentam um coeficiente de temperatura positivo dentro de uma faixa determinada da temperatura (fig. 1).

Na extremidade inferior da curva característica a resistência é pequena e de valor relativamente independente da temperatura. Na temperatura de trabalho o aumento da resistência é rápido e para um aumento de temperatura de 50°C chega a uma ordem de grandeza de 2 a 3 vezes o valor inicial, o que corresponde a um coeficiente de cerca de +10%/°C.

As curvas características de um PTC pode ser vistas na figura 3.

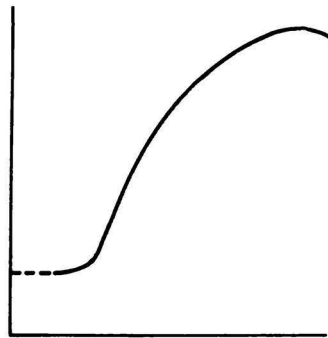


FIG. 3

Os PTC são utilizados em geral para sistemas de medição e controle de temperaturas.

O MULTITESTER

(cont. da pág. 153)

quando o voltímetro indicar 10V teremos 0,01A ou 10mA e, na posição x10, quando indicar o voltímetro 10V, teremos 100A. Este simples artifício amplificou bastante a faixa de leitura do multiteste.

No que diz respeito à construção desse sistema auxiliar, cuidados devem ser tomados quanto à robustez da chave e do resistor, na posição de maiores correntes. Notamos que a precisão dos valores medidos está diretamente ligada à precisão dos resistores.

Quando efetuarmos uma medição da qual desconhecemos a ordem de grandeza da corrente, deveremos iniciar a medida pela posição de máxima corrente, ou seja, posição x10.

Se utilizarmos outras escalas de tensões teremos outras medições, que são desnecessárias pois irão repetir as medidas feitas na de 10V.

Medição de Potência

Com o artifício anterior, medimos a corrente do circuito e com o voltímetro medimos a tensão. Se o circuito for apenas resistivo, a potência é dada pelo produto da tensão pela corrente. Caso contrário, deveremos multiplicar a tensão pela corrente e pelo fator de potência do circuito.

Para medirmos a potência de um amplificador de áudio procedemos da seguinte forma. Com o amplificador no máximo ga-

nho (volume) e com sinal, medimos a tensão E no alto falante. Conhecendo-a e a impedância R do alto-falante poderemos, pela aplicação da fórmula $P = E^2 / R$, obter a potência de saída. Convém desde já prevenir que tal medição não é precisa, já que o valor da tensão obtida é um valor médio, a impedância varia com a frequência, o sinal não é perfeitamente senoidal. Se dispusermos de um gerador de áudio, poderemos obter medidas bem mais precisas.

Sugerimos ao leitor para que construa uma tabela ou gráfico de potência em função da tensão de saída no alto-falante para as impedâncias principais 3,2Ω, 4Ω, 8Ω, 16Ω, o que evitará cálculos na hora da medição. Se possível, melhor será marcar diretamente na escala do instrumento os valores de potência.



AMPLIFICADORES

CLASSE D

(cont. da pág. 143)

Melhoria do rendimento de conversão

Para um sinal de áudio praticamente nulo, cada um dos transistores de saída se encontra saturado durante um meio período do sinal de alta frequência.

O filtro não sendo perfeito, uma corrente de alta frequência circula através dos transistores sob uma tensão diferente de $V_{CE(sat)}$ (figura 13). Segue-se que a potência dissipada nos coletores diminui notavelmente o rendimento de conversão.

Para melhorar o rendimento, pode-se comutar uma corrente de intensidade proporcional ao valor instantâneo do sinal de áudio. Isto pode se realizar fazendo funcionar os transistores de saída segundo um princípio semelhante ao da classe B. (Figura 14).

Aparece aqui uma outra forma de distorção que se deve ao fato de que existe uma transição descontínua entre a passagem de um pulso de duração mínima e a ausência total de impulsos. Essa distorção é muito semelhante ao "cross over" (figura 15).

projeto de uma FONTE REGULADA

1.º Ten. Eng.º HÉLIO HERTZ GRANDE

1.º Ten. Eng.º BERNARDO S. SILVA FILHO

1.º Ten. ALFREDO MAURÍCIO

APRESENTAÇÃO

O projeto desta fonte regulada fez parte do trabalho final de curso realizado pelos autores no Instituto Militar de Engenharia (Rio de Janeiro). A fonte era destinada a alimentar um voltímetro com escolha automática de escala (vide revista *ELECTRON* N.º 26 e 27) projetado pelos autores.

Ressaltamos o aspecto didático deste artigo: caso o leitor deseje projetar uma fonte regulada, mesmo com outras especificações, aqui encontrará a necessária orientação.

ESPECIFICAÇÕES

Para um bom desempenho da unidade lógica de voltímetro com escolha automática de escalas, face aos componentes empregados, observou-se, durante os ensaios, a necessidade de uma fonte de corrente contínua de boa regulação ou, em outras palavras, uma fonte de baixa impedância de saída.

O regime de corrente (26 a 68 mA) exclui de pronto a utilização de uma bateria seca. Com efeito, em pouco tempo, com tal consumo, a bateria se esgota. Resta, deste modo, a alternativa de um retificador que, a partir da tensão CA da rede, forneça à unidade lógica a potência operacional exigida. Por outro lado, a alimentação da unidade de indicação visual fica resolvida através de uma tomada CA de 6,3V no secundário do transformador de força.

Portanto, a fonte regulada deve atender às seguintes especificações:

- Alimentação primária: 110V (50/60Hz)
- Corrente CC máxima: 80 mA
- Saída CC: -20V
- Saída CA: 6,3V
- Regulação máxima: 1%
- Ripple máximo: 4%

PROJETO

Um retificador de onda completa, saída a capacitor, é acoplado a um regulador série a semicondutores (figura 1). A retificação em ponte é efetuada por quatro diodos BY127 que atendem com folga às especificações de corrente. Preferiu-se este tipo

de retificação com a finalidade de se utilizar um transformador de força pequeno, sem tomada central.

CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DE FORÇA

Tensões do Secundário

Para uma tensão contínua de 20 volts na saída da fonte regulada, parece razoável prever entre os pontos b e b₁ uma tensão contínua não regulada mínima de 30 volts. Assim, admitindo uma resistência de 400Ω para o indutor do filtro, entre os pontos a e a₁ necessita-se de uma tensão mínima de

$$E_{aa_1 \min} = E_{bb_1} + I_{\max} \cdot R_s$$

$$E_{aa_1 \min} = 30 + 80 \times 0,4$$

$$E_{aa_1 \min} = 62V \text{ (valor CC)}$$

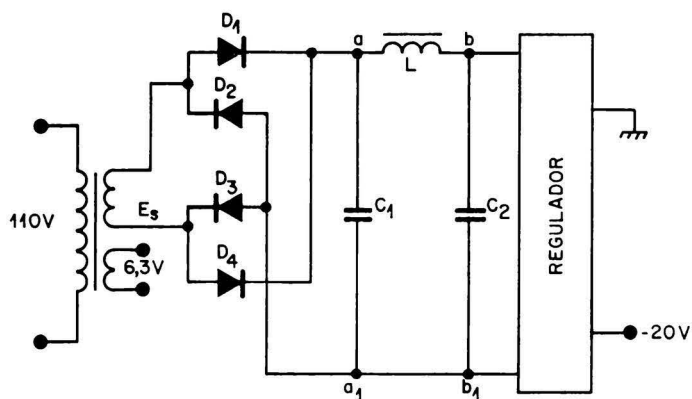


FIG. 1

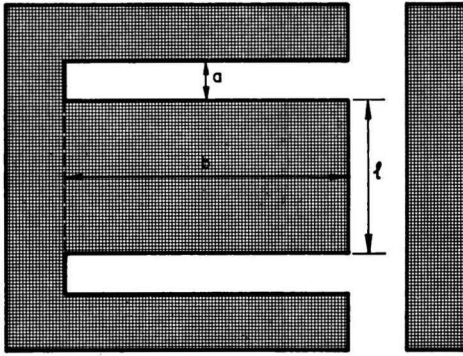


FIG. 2

Supondo

$$E_{aal\ min} = 1,2 \cdot E_{s\ min}$$

$$E_{s\ min} = 50V$$

Como margem de segurança,

$$E_s = 60V$$

Para a unidade de indicação visual, considerando que apenas uma das lâmpadas fica acesa de cada vês, reservamos um enrolamento de 6,3V a 200mA.

Dimensionamento do Transformador de Fôrça (figura 2)

Tendo em vista que um transformador deste tipo não é produzido comercialmente, achamos por bem incluir neste projeto, com a respectiva seqüência de cálculo, os dados necessários à sua construção.

Utilizamos como núcleo perfis E de ferro silício (1.000 gauss) de 0,5mm de espessura.

Potência exigida da rede através do transformador:

$$W = W_{fonte} + W_{indic.} + perdas$$

$$W_{fonte} = 80mA \cdot 60V = 4,8W$$

$$W_{indic.} = 200mA \cdot 6,3V = 1,3W$$

Admitindo um rendimento de 0,8, temos $W = 7,6W$

Secção do núcleo:

$$S \cong \sqrt{Wcm^2} = 3cm^2 \cdot \text{Adotado } S = 4cm^2$$

Número de lâminas:

Para o perfil considerado,

$$S = 1 \cdot n \cdot e$$

$$l = 21mm \text{ (para o perfil 03)}$$

$$n = \text{número de lâminas} = 38 \text{ (adotado 40)}$$

$$e = \text{espessura da lâmina} = 0,5mm$$

Enrolamento primário:

$$N_1 = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot BS} = 1.350 \text{ espiras}$$

$N_1 =$ número de espiras

$f =$ freqüência da rede = 50Hz

$B =$ indução magnética = 10.000 gauss

$S =$ área da secção = 4cm²

$E =$ tensão eficaz da rede = 120V

e, de acôrdo com a tabela do livro indicado em Referências, resulta fio $\varnothing = 0,19mm$ para o enrolamento primário.

Para $I_2 = 80mA$, tem-se fio $\varnothing = 0,2019mm$ para o enrolamento de 60V.

Para $I_3 = 200mA$, a tabela indica fio $\varnothing = 0,321mm$ para o enrolamento de 6,3V.

Cálculo da janela:

Utilizou-se um perfil com a dimensão $b = 28mm$ (figura 2). A altura mínima da janela será:

$$A = 1,7 \cdot (a_1 + a_2 + a_3)$$

Considerando a necessidade de deixar 1mm de cada lado na perna central para melhor rigidez mecânica, $b = 26mm$.

Assim:

$$a_1 = \frac{d_1^2 \cdot N_1}{b} =$$

$$= \frac{0,19^2 \cdot 1.350}{26} \therefore$$

$$\therefore a_1 \cong 1,87mm$$

$$a_2 = \frac{d_2^2 \cdot N_2}{b} =$$

$$= \frac{(0,202)^2 \cdot 676}{26} \therefore$$

$$\therefore a_2 \cong 1,06mm$$

$$a_3 = \frac{d_3^2 \cdot N_3}{b} =$$

$$= \frac{(0,3211)^2 \cdot 71}{26} \therefore$$

$$\therefore a_3 \cong 0,28mm$$

$$a = 1,7 \times 3,21 = 5,45$$

Cálculo do Filtro em π :

Com a finalidade de reduzir ao mínimo a queda de tensão relativa ao capacitor C_1 , isto é, tornar

$$\frac{1}{4f \cdot C_1} \ll R$$

A relação de espiras por volt será: $r = N/E = 11,3$ espiras/volt

$$r = \frac{N}{E} \therefore r = \frac{1.350}{120} = 11,3 \text{ espiras/volt}$$

Enrolamentos secundários:

— Enrolamento de 60V: $N_2 = 11,3 \cdot 60 = 676$ espiras

— Enrolamento de 6,3V: $N_3 = 11,3 \cdot 6,3 = 71$ espiras

Com base numa densidade de corrente $j = 2,5A/mm^2$,

$$I_1 = \frac{W}{E} = \frac{7,6}{120} = 64mA$$

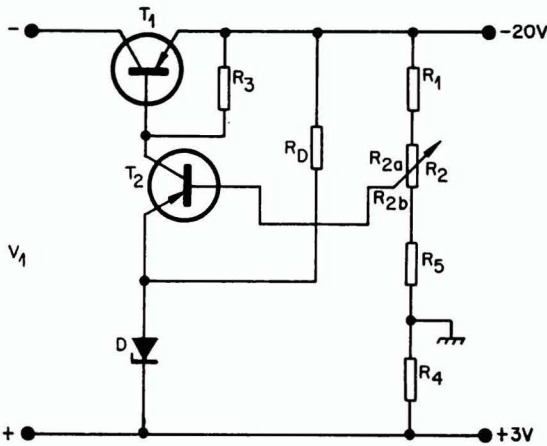


FIG. 3

onde R = resistência equivalente da carga,

$$C_1 \gg \frac{1}{4fR}$$

Para $f = 50\text{Hz}$ e $R = \frac{20\text{V}}{0,100\text{A}} =$

$= 200 \Omega$, resulta

$$C_1 \gg \frac{1}{4 \cdot 50 \cdot 200}$$

$$C_1 \gg 25\mu\text{F}$$

Para limitar o "ripple" às especificações,

$$\frac{100 \cdot \sqrt{2}}{8\omega^3 \cdot L \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R} < 4$$

$$LC_2 > 11,8 \times 10^{-6}$$

e ainda

$$2\omega L \gg \frac{1}{2\omega \cdot C_2} \ll R$$

ou

$$4\omega^2 \cdot C_2 \cdot L \gg 1$$

$$2\omega C_2 R \gg 1$$

$$C_2 \gg 12,7\mu\text{F}$$

Logo, foi utilizado um capacitor de $(50 + 30) \mu\text{F}$ com isolamento para 150 volts, tomando-se

$$C_1 = 50\mu\text{F} \text{ e } C_2 = 30 \mu\text{F}.$$

O indutor L resulta: $L \gg 0,084\text{H}$. Adotou-se o valor típico de 10H para 80mA. A unidade encontrada no comércio apresentou uma resistência de 350 Ω .

PROJETO DO REGULADOR SÉRIE

O regulador série está ilustrado na figura 3.

$$V_1 = -49,6\text{V} \text{ a } -64,2\text{V}$$

$$V_2 = -23\text{V}$$

$$I_2 = 100\text{mA}$$

$$T_2 = \text{AC128}$$

$$T_1 = \text{AD149}$$

$$D = \text{OAZ205}$$

$$(I_L = 5\text{mA} \text{ e } V_L = 7,6\text{V})$$

O resistor de carga R_3 deve satisfazer:

$$\text{Para o AC-128, } \beta_2 \approx 90:$$

$$\text{Adotado } R_3 = 2\text{k}\Omega$$

As resistências $(R_1 + R_{2a})$ e $(R_{2b} + R_5 + R_4)$ devem satisfazer

$$\frac{R_1 + R_{2a} + R_5 + R_4}{R_{2b} + R_5 + R_4} = \frac{V_2}{V_1} = 3,02$$

$$\text{Tomando } R_1, R_{2a} + R_{2b} + R_5 + R_4 = 3,02\text{k}\Omega,$$

Daí resulta:

$$R_{2b} + R_5 = 1 - 0,4 = 0,6\text{k}\Omega$$

$$\text{Arbitrando } R_5 = 300\Omega, \text{ resulta } R_{2b} = 300\Omega$$

Assim, para $R_1 + R_{2a}$,

$$R_1 + R_{2a} = 3,02 - 2 = 1,02\text{k}\Omega$$

O valor de R_D :

$$R_D = \frac{V_2 - V_z}{I_z} = \frac{23 - 7,6}{5} = 3,08$$

Adotado $R_D = 3\text{k}\Omega$

O fator S de estabilidade, face aos parâmetros utilizados, resulta:

$$S = \frac{\beta_2 \cdot R_{3c}}{R_1 + R_{2a}}$$

onde $R_{3c} = Y_c \cdot //R_3$,

Como $r_c \gg 2\text{k}\Omega$ e $\beta_2 = 30$:

$$S = \frac{30 \cdot 5}{1,02} = 147$$

Para a impedância de saída resulta:

$$R_0 = \frac{R_{3c}}{\beta_2 \cdot S} = \frac{2.000}{30 \cdot 147} = 0,45\Omega$$

Para regulação máxima de 1% deve-se ter:

$$\rho_{\max} = \frac{\Delta V_{2 \max}}{V_{2 \min}}$$

Com $V_{2 \min} = 23\text{V}$ para $\rho_{\max} = 0,01$,

$$\Delta V_{2 \max} = 23 \cdot 0,01 = 0,23\text{V}$$

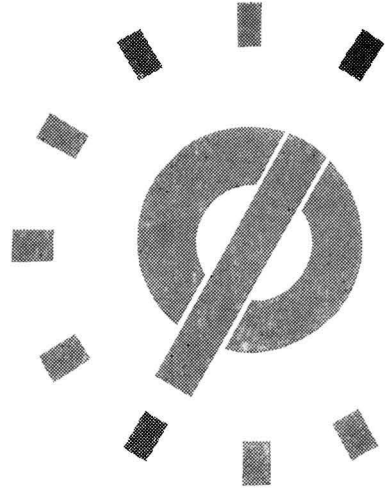
O fator de estabilidade mínimo requerido será:

$$S_{\min} = \frac{\Delta V_{1 \max}}{V_{2 \max}} = \frac{0,1 \cdot V_{1 \max}}{V_{2 \max}} = \frac{0,1 \cdot 64,2}{0,23} = 28$$

Assim, o valor S obtido supera de muito a condição mínima especificada.

Referência: Cálculo de Transformadores de Fôrça — Omar Nathan Rodrigues.

Seletor de canais



Eng.º IVO HEISE

Introdução

O seletor de canais é o estágio de entrada do televisor. Recebe os sinais diretamente da antena nas várias frequências correspondentes aos diversos canais, e permite a seleção do canal desejado. Transmite-o já ampliado ao amplificador seguinte (amplificador de FI) numa frequência fixa, predeterminada pelas normas (frequência intermediária).

Sendo o seletor constituído de estágios de baixa potência, a tendência moderna é transistorizá-lo. Contudo no Brasil o seletor a válvula é ainda o mais difundido.

A preferência pelo transistor está no seu reduzido tamanho, a não existência de filamentos, a baixa tensão de alimentação. Além disso, em altas frequências, o transistor vem apresentando qualidades de ruído cada vez melhores. Este fator é muito importante em estágios de entrada, pois limita fortemente o menor sinal aproveitável pelo receptor.

DESCRIÇÃO

O seletor de canais pode ser esquematizado pelo diagrama de blocos da figura 1; como exemplo de circuito tomemos o da figura 2.

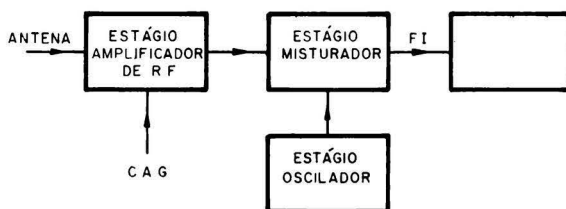


FIG. 1

ESTÁGIO DE R. F.

O estágio de RF é um circuito sintonizado, devendo ampliar o canal selecionado sem deformá-lo; atenuando os outros canais recebidos pela antena.

Reconhecemos no circuito exemplificado o ballun, cuja função é transformar os 300Ω simétricos da antena em 75Ω assimétricos, na relação de 1:4. A vantagem da antena com sinal simétrico relaciona-se com o cancelamento parcial, no ballun, de ruídos impulsivos, induzidos na linha de transmissão da antena ao receptor.

Logo em seguida ao ballun, temos um circuito que nada mais é do que um transformador π de impedâncias um pouco mais elaborado. O circuito π elementar está indicado na figura 3, o qual, desenhado de outra forma, fica como na figura 4.

Na ressonância, o valor equivalente a R_1 , na posição R_2 , será maior, menor ou igual, conforme C_1/C_2 seja maior, menor ou igual a 1. Todavia, isto só ocorreria para uma frequência bem determinada. Se quisermos aumentar a faixa em que o valor de R_2 fique próximo de um valor préfixado, teremos que fazer o circuito mais elaborado, resultando um circuito do tipo do nosso circuito típico.

Este transformador π é usado para transformar a impedância complexa de entrada do elemento ativo (transistor ou válvula) numa carga resistiva de 75Ω (pelas normas americanas). Com estes 75Ω haverá o casamento de impedância com a antena, através do ballun. Evita-se que este processo seja feito através de divisor resistivo, pois isto acarretaria perda de potência (atenuação do sinal) e pioraria o fator de ruído do seletor.

O elemento ativo pode ser representado pelo circuito da figura 5. A realimentação representada por g_f e C_f pode ser neutralizada tomando-se um ponto E com tensão de polaridade inversa à do

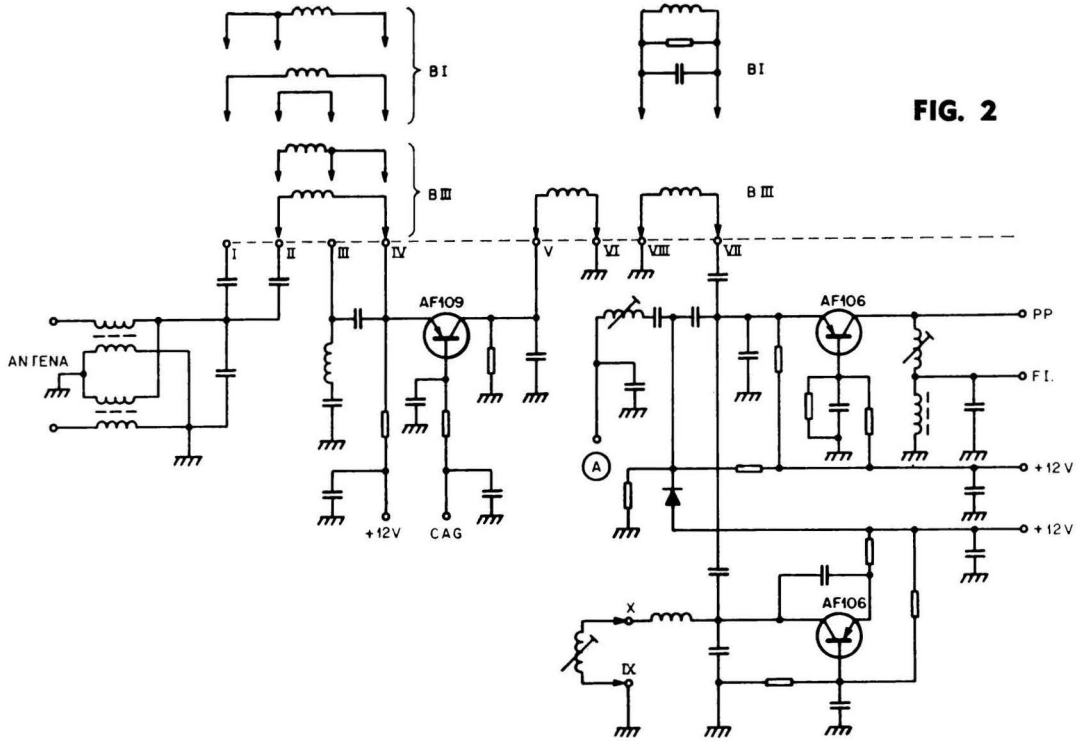


FIG. 2

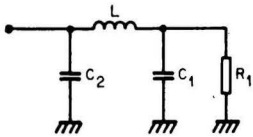


FIG. 3

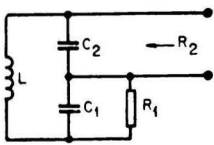


FIG. 4

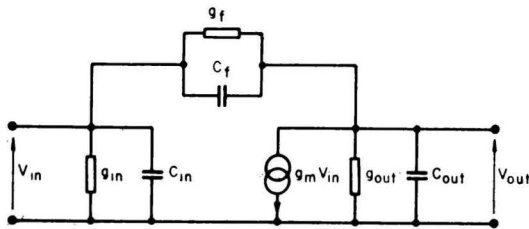


FIG. 5

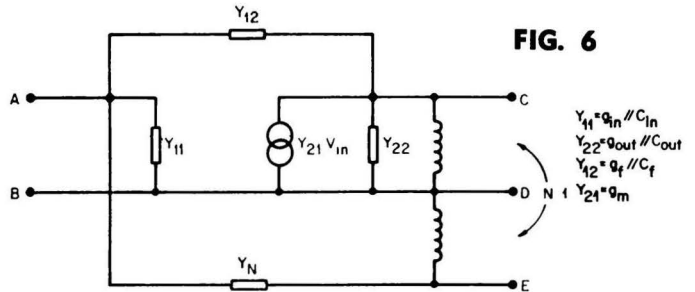


FIG. 6

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= g_m // C_{in} \\
 Y_{22} &= g_{out} // C_{out} \\
 Y_{12} &= g_f // C_f \\
 Y_{21} &= g_m
 \end{aligned}$$

C, realimentando para o ponto A através de uma impedância tal que no ponto A a tensão induzida por C tenha fase oposta e mesma amplitude que a tensão induzida por E, cancelando-se assim a realimentação (figura 6, onde $Y_{12} = NY_N$, $(N = V_E/V_C)$).

Quando a realimentação é pequena, não há necessidade de se neutralizar; há realmente seletores que têm o estágio de RF não neutralizado (nosso circuito típico).

Nos parágrafos seguintes, a análise do elemento ativo será feita sem considerarmos a realimentação, a fim de facilitar nosso estudo; figura 7.

A impedância de saída $g_o C_o$ é usada para sintonizar e amortecer em parte o primário do filtro passa-faixa.

A função do filtro é dar ao seletor uma boa seletividade, tendo de atenuar em cerca de 40-50dB a frequência-imagem do canal sintonizado e a própria FI do receptor. Para tanto, é em geral de sintonia dupla e acoplamento levemente super-crí-

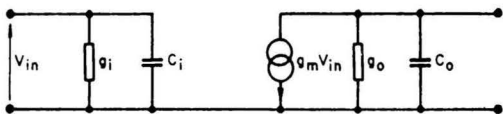
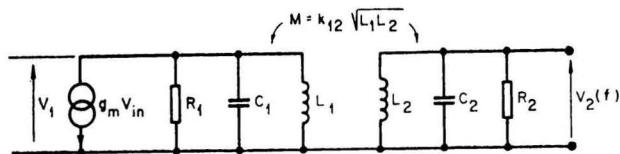


FIG. 7



lítico. Representemos o filtro pela figura 8 e definamos os parâmetros: Acoplamento normalizado

$$= n = k_{12} \sqrt{Q_1 Q_2}$$

Afastamento normalizado de frequência = $\Omega =$

$$= (f/f_0 - f_0/f) \sqrt{Q_1 Q_2}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$$

$$Q_1 = R_1 \omega_0 C_1 = d_1^{-1}$$

$$Q_2 = R_2 \omega_0 C_2 = d_2^{-1}$$

$$D = d_1 + d_2$$

A curva de resposta será do tipo da figura 9, e no ponto central f_0 o ganho será:

$$G_0 = g_m \frac{n \sqrt{R_1 R_2}}{1 + n^2}$$

e a seletividade $|\sigma| = |U_2(f)/U_2(f_0)|$

$$|\sigma| = \frac{1}{\sqrt{(1 + n^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2 (Q_1/Q_2 + Q_2/Q_1 + 2)}}$$

e para acoplamento levemente super-crítico a faixa de passagem será $B \cong \sqrt{2} f_0 D$

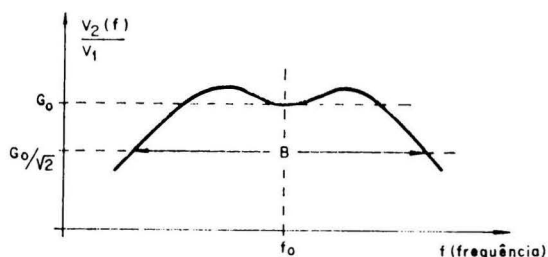


FIG. 9

O dimensionamento do filtro deve condicionar em princípio: um alto ganho, uma faixa de passagem suficiente para não deformar o sinal a ser recebido, uma boa seletividade e estabilidade. Industrialmente, não deve ser esquecida a constância de características de um seletor para outro.

No circuito típico, a capacitância adicionada ao primário do filtro diminui relativamente possíveis variações da capacitância de saída do elemento ativo. O divisor de tensão capacitivo no secundário serve para elevar a impedância de entrada do transistor seguinte e diminuir possíveis efeitos

de sua realimentação, possibilitando a obtenção de curvas de passagem estáveis e suaves. Evidentemente estas capacitâncias estão também relacionadas com os amortecimentos do filtro, pois a faixa de passagem é bem definida.

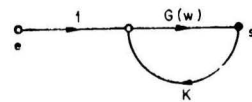


FIG. 8

FIG. 10

OSCILADOR

Os osciladores de seletores de canais são quase sempre "amplificadores" com forte realimentação. O diagrama de fluxo de um amplificador realimentado é dado na figura 10, onde:

e = entrada

s = saída

G = ganho do amplificador sem realimentação

- K = realimentação

O ganho deste amplificador é dado pela relação

$$G' = \frac{G(\omega)}{1 + K(\omega) \cdot G(\omega)}$$

O amplificador oscilará se houver uma saída s não amortecida com o tempo para uma entrada e = 0, isto é, se $G' = \infty$, o que acarretará $1 + K(\omega) \cdot G(\omega) = 0$. As limitações de frequência máxima de oscilação para cada elemento ativo estão relacionadas com a variação dos seus parâmetros com a frequência; impondo um ω máximo tal que seja possível $K(\omega_{max}) \cdot G(\omega_{max}) = -1$. No caso dos transistores, por exemplo, a f_β (frequência para a qual o β de um transistor diminui de 3 dB) é bastante importante para determinação da máxima frequência de oscilação.

O oscilador dos seletores de canais sempre oscila numa frequência central do canal a ser recebido, mais a frequência central do amplificador de F. I.

$$f_{osc} = f_{canal} + f_{FI}$$

Denomina-se frequência imagem deste canal à frequência

$$f_{canal} + 2f_{FI}$$

Para o ajuste fino do canal, o oscilador em geral tem frequência variável, o que nos permite compensar pequenas falhas de calibragem do receptor ou de transmissão.

A bobina variável do tanque do oscilador de nosso circuito típico constitui esta sintonia fina.

O oscilador deve ter boa estabilidade de amplitude e de frequência, devendo ser relativamente insensível às variações de tensão de rede ou de temperatura, devendo também ter boa estabilidade com o envelhecimento do circuito. O seletor deve irradiar o menos possível a tensão gerada pelo oscilador, pois isto atrapalharia os outros aparelhos de televisão. Por isso, é recomendável um seletor bem blindado e, se, possível, com estágio amplificador de RF que isole o oscilador da antena.

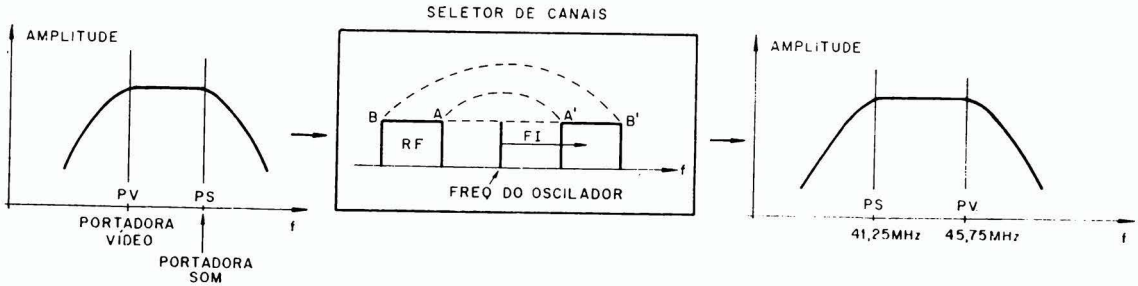


FIG. 11

MISTURADOR

O estágio misturador é também relativamente simples de ser analisado. Recebe o sinal ampliado pelo amplificador de RF nas frequências do canal em questão, e o sinal do oscilador. Produz o batimento dos dois sinais, transferindo a informação contida no canal de RF para o canal de FI.

Sendo a frequência do oscilador maior do que a frequência do canal recebido, produz-se na mistura uma inversão das frequências, conforme indicado na figura 11, pois se $f_{osc} > f_{som} > f_{vídeo}$, então $f_{osc} - f_{som} < f_{osc} - f_{vídeo}$. Portanto, apesar de na transmissão a portadora de som ser de frequência mais alta que a portadora de vídeo, no amplificador de FI a portadora de som é de frequência mais baixa que a da portadora de vídeo.

A mistura de duas frequências pode se fazer em um elemento qualquer de característica não linear, como por exemplo um diodo ou a impedância de entrada de um transistor.

Existe uma amplitude ideal que o oscilador deve injetar no misturador, para que o ganho de conversão seja o maior possível, o que deve ser observado em cada canal que seja selecionado. Em geral o estágio misturador é a característica não linear de entrada de uma válvula ou transistor, cuja saída já é sintonizada para frequência intermediária, constituindo portanto o primeiro amplificador de FI.

ATUAÇÃO DO AGC

O AGC é o controle automático de ganho do aparelho. Procura fazer com que o alimentação do cinescópio seja praticamente independente do sinal de entrada. Para isso, a partir de um certo nível, reduz o ganho dos estágios amplificadores, entre eles o amplificador de RF. O fator de ruído do conjunto será o menor possível para o maior intervalo de sinal de entrada, se o AGC do seletor for de ação retardada, isto é, se começar a atuar somente 30 a 50 dB depois de começar a atuar sobre o ganho de FI (veja fórmula no capítulo relativo ao ruído).

No seletor de canais o AGC age sobre o estágio de RF, cujo ganho será função de um parâmetro variável comandado pelo AGC, por exemplo, tensão de polarização da grade 1 para um pentodo de corte remoto, a corrente de emissor de transistor, etc. Este parâmetro vai geralmente ser comandado por uma tensão U que será gerada no estágio de AGC.

Devemos ter uma maior variação relativa de ganho $\Delta G / \Delta U$ possível e o menor consumo de

potência para a variação total de ganho, que deverá ser da ordem de 20dB. Por isso seria difícil empregar um transistor epitaxial num estágio de ganho controlado, pois a variação de ganho para estes transistores é em geral muito lenta (veja figura 12). Assim, encontraremos geralmente neste estágio transistores de material homogêneo no coletor, que causam variações mais rápidas de ganho com a corrente, figura 13.

FIG. 12

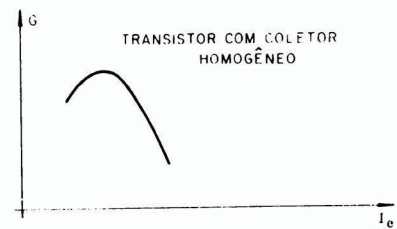
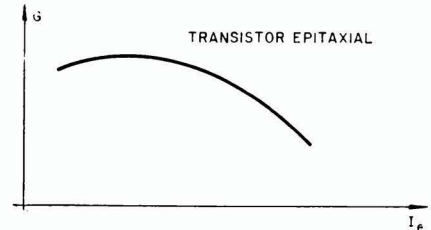


FIG. 13

Os problemas causados pela atuação do AGC são devidos ao fato de que muitas vezes ele não varia só o ganho do estágio, mas tende também a deformar as curvas de passagem. Principalmente no caso dos transistores, a variação de corrente de emissor acarreta variações das impedâncias de entrada e saída (veja figura 14). Alguns transistores de silício podem apresentar variações de até 1:10 de impedância de entrada. Esta variação de impedância de entrada acarreta problemas no casamento da antena ao elemento ativo, pois o transformador de impedâncias é feito para determinados valores de impedância de entrada. No entanto, o coeficiente de reflexão na entrada do seletor não deve ultrapassar valores de ordem de 50%.

A segunda consideração a ser feita refere-se à impedância de saída. Representemos esta impedância por uma parte real R_0 e uma reativa $= 1/\omega C_0$, e respectivas variações ΔR_0 e ΔC_0 . Na figura 14 temos o circuito equivalente. O ΔC_0 causaria um

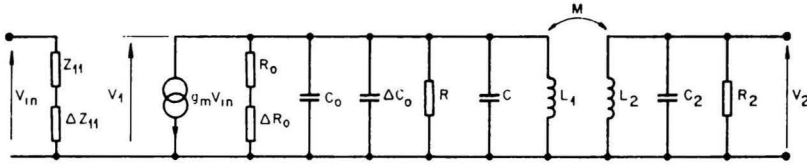


FIG. 14

deslocamento na frequência de ressonância do primário do filtro e uma variação no fator de amortecimento $d_1 = 1/Q_1 = (\omega_m \cdot R_1 \cdot C_1)^{-1}$, onde:

- ω_m = frequência de centro da faixa
- R_1 = resistência total de amortecimento do primário
- C_1 = capacitância total de sintonia do primário
- R_2 = resistência total de amortecimento do secundário
- C_2 = capacitância total de sintonia do secundário

ΔR_0 também causaria variações no fator de amortecimento do primário. Um dos cuidados a ser tomado refere-se a

ΔC_0 tomando-se $C_0 + C = C_1$, tal que $\Delta C_0 \ll C_1$. Consideramos o efeito de ΔC_0 insignificante.

Outra precaução está relacionada a ΔR_0 . O fator de amortecimento total do filtro

$$d = d_1 + d_2 = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} = (R_1 \cdot C_1 \cdot \omega_m)^{-1} + (R_2 \cdot C_2 \cdot \omega_m)^{-1}$$

deve permanecer constante, pois para um determinado acoplamento (no nosso caso levemente supercrítico) determina a faixa de passagem do filtro. Para d tornar-se constante, temos que levar em consideração que (para cada canal ω_m sendo fixo)

$$|\Delta d| = \frac{-\Delta R_1}{\omega_m \cdot C_1 \cdot R_1^2}$$

pois já tornamos C_1 constante

$$\text{como } \left| \frac{\Delta R_1}{R_1^2} \right| = \left| \frac{\Delta R_1}{R_0^2} \right|, \text{ pois } R_1 = \frac{R_0 \cdot R}{R_0 + R}, |\Delta R_1| = |(R/R_0 + R)^2 \cdot \Delta R_0|$$

$$|\Delta R_1/R_1^2| = (R/R_0 + R)^2 \Delta R_0$$

$$\cdot (R_0 + R/R \cdot R_0)^2 = |\Delta R_0/R_0^2|$$

$$\text{portanto: } |\Delta d| = |-\Delta R_1/\omega_m \cdot C_1 \cdot R_1^2| = |\Delta R_0/\omega_m \cdot C_1 \cdot R_0^2| =$$

Para fazermos d constante $\Delta d \ll d$. Como ω_m é fixo e $\Delta R_0/R_0^2$ são impostos pelo elemento ativo para estabilizar a curva, só nos resta aumentar C_1 . Como porém $d = 1/\omega_m \cdot C_1 \cdot R_1 + 1/\omega_m \cdot C_2 \cdot R_2 = \text{constante}$, para aumentar C_1 teremos que diminuir R_1 ou $C_2 \cdot R_2$ para manter a faixa do sistema. Donde se conclui que a estabilização da curva sempre custa perda de ganho do sistema.

CARACTERÍSTICAS E MEDIDAS DO SELETOR DE CANAIS

As principais características do seletor de canais são: ganho, seletividade, estabilidade do oscilador, irradiação, comportamento do AGC, fator de ruído e índice de modulação cruzada.

Alguns dos fatores que influem as cinco primeiras características já foram analisados. Restam agora falar sobre o fator de ruído e índice de modulação cruzada.

FATOR DE RUÍDO

Como é sabido da teoria de ruído, em um conjunto de amplificadores em série (figura 15) com ganho G_i , fator de ruído F_i , $i = 1 \dots n$, o ruído do conjunto é dado por:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n}{G_1 \cdot G_2 \dots G_{n-1}}$$

Se os G_i forem maiores que 1, teremos os últimos termos da série desprezíveis, ficando praticamente:

$$F \cong F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Em televisores temos um caso semelhante (figura 16). Portanto o fator de ruído do conjunto é praticamente dado por

$$F = F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}}$$

Mesmo assim, sendo G_{RF} da ordem de 10 o fator de ruído do misturador deve ser 10 vezes superior ao fator de ruído do estágio de RF para influenciar o conjunto.

A explicação para o AGC retardado também está na fórmula $F = F_{RF} + (F_M - 1)/G_{RF}$; para se obter o mínimo ruído mantém-se G_{RF} constante até onde for possível (saturação ou limitação do amplificador de FI).

Para frequências de VHF o ruído atmosférico contribui muito pouco em relação ao ruído incorporado ao sinal pelo receptor, que fica assim fortemente limitado quanto ao menor sinal aproveitável, pelo próprio fator de ruído de seus estágios de entrada.

O ruído do estágio de RF depende fortemente do elemento ativo usado como amplificador e do acoplamento antena-elemento ativo.

Pode-se fazer dois tipos de casamento, sendo um deles o de maior transferência de energia e o outro o de mínimo ruído. Os dois casamentos não coincidem necessariamente, e o que é feito na prática é o casamento de impedâncias para máxima transmissão de energia, evitando assim reflexões de

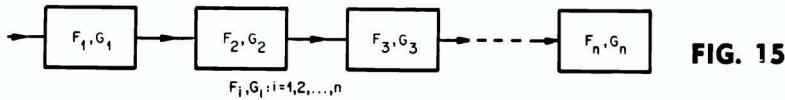


FIG. 15

FIG. 16

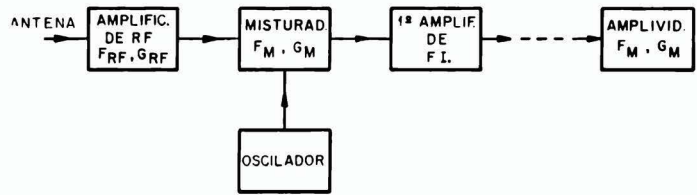
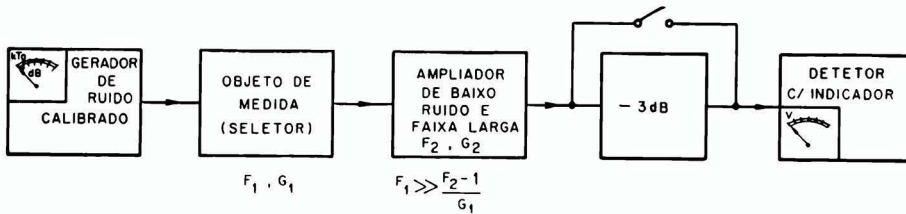


FIG. 17



sinal na entrada, que acarretariam o aparecimento de “imagens fantasmas”, se o cabo da antena fôsse suficientemente longo.

Há diversas fontes de ruído, algumas com características de ruído branco, como por exemplo o ruído Shot, e o ruído térmico, que influenciam as faixas de V. H. F e U. H. F. e outros que no caso não interessam, como o ruído flicker ou ruído $1/f$ cuja potência fornecida é inversamente proporcional à frequência.

O estudo do ruído começou recentemente com Einstein (1906) e Lorentz (1912).

O ruído em transistores é constituído de várias partes: ruído Shot das correntes de base e emissor, ruído de divisão de correntes (emissor → base + coletor), ruído Shot do diodo base-coletor polarizado inversamente, etc.

O ruído térmico também é constituído de partes, devidas à r_{bb} , r_c , etc., como também de resistências eventuais no circuito, que por isso devem ser evitadas no circuito de acoplamento da antena ao elemento ativo.

A medida do fator de ruído é feita em cabine blindada, com um gerador de ruído e um amplificador dotado de um atenuador de 3dB (figura 17). Com o gerador sem funcionar, mas ainda conectado, e o atenuador curto circuitado, observa-se a indicação de tensão (potência) na saída. Depois, com o atenuador atuando e o gerador de ruído ligado, aumenta-se a quantidade de ruído injetado até se obter novamente, na saída, o mesmo valor de tensão (potência) que se tinha no começo. Feito isto, o gerador calibrado indica qual o fator de ruído (veja Telefunken Laborbuch III, pág. 154).

Em seletores a válvula, usam-se triodos que têm baixo ruído mas baixo ganho, pentodos que têm alto ganho mas alto ruído, cascodes que apresentam uma melhor combinação de ganho e ruído, ou válvulas especiais como o neutrodo PC900. Em transistorizados temos alguns transistores especialmente desenvolvidos para este estágio, em técnica

Mesa ou Planar, como os casos dos AF139 e AF239 de germânio ou BFY88, BF200 e BF202 de silício.

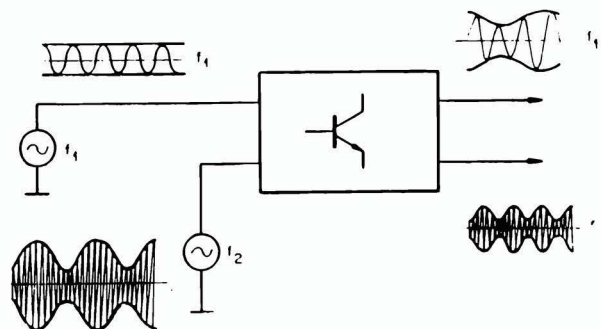
Na faixa de VHF a preferência por válvulas ou transistores está mais ou menos empatada, com valores de 2 a $5kT_0$. Na faixa de UHF as válvulas começam a perder terreno para os transistores, onde o AF139 apresenta $F = 7,5dB$ para 800MHz e o AF239 e BF200 são ainda melhores.

COEFICIENTE DE MODULAÇÃO CRUZADA

As não linearidades das características dos elementos ativos (principalmente transistores) causam, além de distorções do sinal modulado e mudanças do índice de modulação, um tipo de fenômeno, muito importante, que denominamos de modulação cruzada. Suponhamos que em um transistor sejam injetados dois sinais: um com frequência f_1 sem modulação (sinal útil) e o outro com frequência f_2 modulado em amplitude (sinal perturbador). Na saída poderemos constatar que a modulação de f_2 aparece também modulando o sinal f_1 (figura 18).

Este efeito pode ser constatado em alguns televisores quando sintonizamos um canal distante (fraco) e existe um canal vizinho muito forte. Poderemos então constatar o canal selecionado, bem sintonizado, e a imagem do canal vizinho, não sin-

FIG. 18



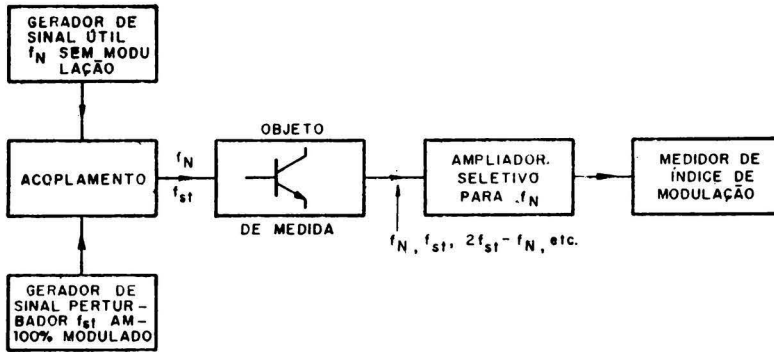


FIG. 19

cronizada e mais fraca, como se fosse uma imagem fantasma "correndo" atrás da outra.

Estudos teóricos realizados mostram que o coeficiente de modulação cruzada está diretamente relacionado com a derivada segunda da transcondutância e inversamente proporcional à transcondutância (*):

$$m = \frac{k \left| \frac{\partial^2 Y_{21}}{\partial U_{in}^2} \right|}{|Y_{21}|}$$

O coeficiente de modulação cruzada pode ser definido como sendo a tensão perturbadora, U_{st} , modulada 100% em amplitude, necessária para produzir 1% de modulação cruzada, para determinada tensão de entrada do sinal útil, e para determinado afastamento da frequência perturbadora. A sua medida é esquematizada na figura 19.

Os resultados são em geral apresentados como

$$\left| \frac{Y'_{21}}{Y_{21}} \right|$$

em função de I_c (corrente de coletor) ou como U_{st} para 1% de modulação cruzada.

A modulação cruzada em seletores de canais depende quase que exclusivamente do elemento ativo do estágio de entrada, do tipo de circuito (emissor comum ou base comum) e do acoplamento antena-elemento ativo (faixa larga ou estreita).

CLASSIFICAÇÃO

Os seletores de canais podem ser classificados:

a) Quanto ao tipo de sintonia

| | | |
|-------------------|--|------------------------------------|
| Comutação | { Capacitância variável Indutância variável Comprimento variável de linhas de transmissão ressonantes (linhas $\lambda/2$, $\lambda/4$, etc) | { Condensador variável Varicaps |
| Sintonia Contínua | | |

b) Quanto à frequência

{ Seletores de VHF
 { Seletores de UHF

(*) Internationale Elektronische Rundschau
 Heft 11 Seiten 625-628
 Heft 12 Seiten 691-694

Os seletores de VHF (30-300MHz) incluem a faixa I (Canais 2 a 6) e a faixa III (Canais 7 a 13) e os de UHF operam dentro da faixa de 470 a 890MHz (Canais 14 a 83).

O problema da mudança de sintonia de um canal para outro pode ser resolvido em princípio de duas maneiras. A primeira é a solução por comutação, como por exemplo no circuito da figura 2. Aí podemos reconhecer que para obtermos o casamento de impedâncias na entrada do seletor, o filtro π de entrada é modificado para cada canal, sendo portanto seletivo.

As indutâncias do filtro passa faixa também são comutadas com o respectivo acoplamento. A indutância do oscilador também tem que ser comutada e quando o ajuste fino do oscilador também é comutado (como no nosso caso) diz-se que o seletor é memomático.

Às vezes o oscilador é acoplado ao misturador indutivamente, o que tem a vantagem de tornar este acoplamento ajustável para compensar possíveis variações de amplitude de sinal injetado para cada canal.

Uma possibilidade para mudança de canal é a variação contínua de certos valores do seletor, como por exemplo no circuito de U. H. F. (figura 20). No circuito, podemos reconhecer que o filtro π de entrada não é mudado para cada canal dentro da mesma faixa, sendo portanto de faixa larga. O filtro passa faixa é deslocado de um canal para outro pelo princípio indicado na figura 21, onde a frequência de ressonância de uma linha de transmissão curto-circuitada em um extremo varia de acordo com a capacitância acrescentada ao seu extremo livre. Representemos isto pelo circuito da figura 22, onde: $\omega_{ress} = 1/\sqrt{LC}$.

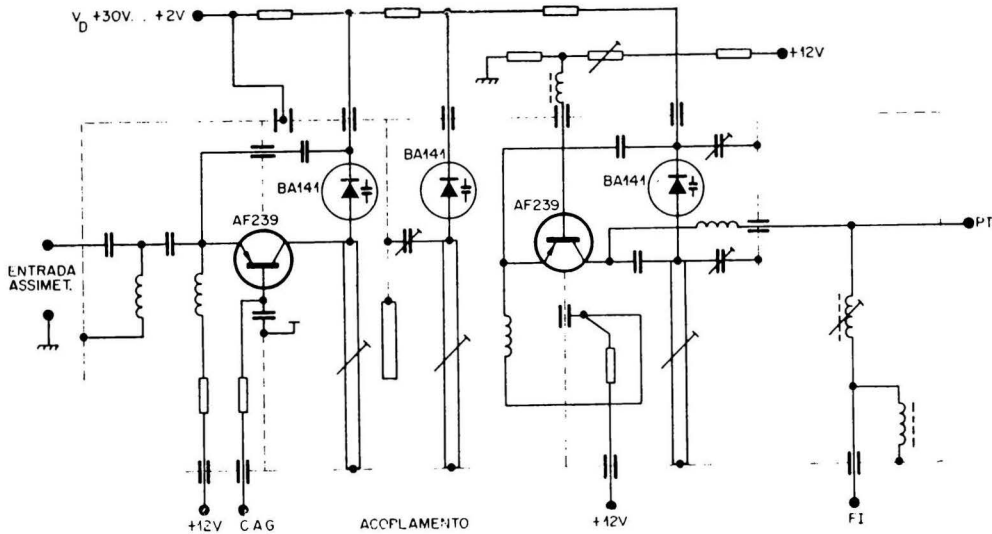


FIG. 20

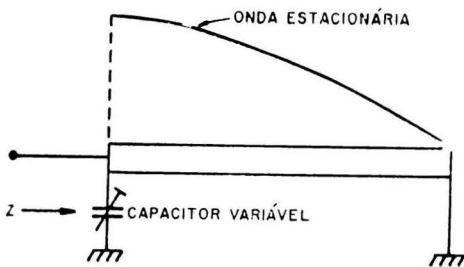


FIG. 21

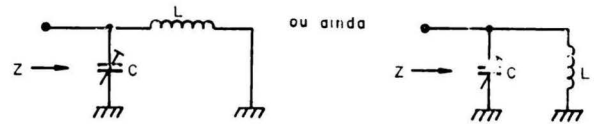


FIG. 22

No caso, a capacitância variável corresponde às capacitâncias dos diodos BA141, que variam com a tensão aplicada inversamente (Varicaps) como podemos observar pelo gráfico da figura 23. Portanto, a tensão V_D de +30 a +2 V nada mais é que o comando de sintonia.

O transistor AF239 é o amplificador de RF e o AF139 é o oscilador misturador.

Um problema que surge neste tipo de sintonia é o rastreo

Como sabemos, num filtro duplamente sintonizado a variação relativa de capacitância do primário e do secundário deve ser aproximadamente igual, pois caso contrário a curva de passagem se deforma. A variação relativa de capacitância do tanque do oscilador também deve ser igual, pois a sua frequência precisa ser sempre igual à frequência central da faixa do canal sintonizado (faixa de passagem) mais a FI.

Em VHF isto é conseguido ajustando-se as bobinas no começo (menor frequência) de cada faixa e trimmers em paralelo no fim das mesmas (maior frequência).

Em UHF, no caso de sintonia por condensadores, faz-se os condensadores de placas divididas em setores que são ajustados independentemente, vindo das altas frequências para as baixas (de $C_{min} \rightarrow C_{max}$).

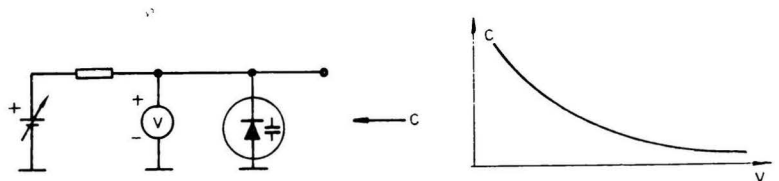
Com varicaps, escolhe-se diodos casados, com variação relativa de capacitância aproximadamente igual, melhorando-se o rastreo através de trimmers ou indutâncias variáveis (fios dobráveis).

Um outro problema de sintonia contínua é a variação dos Q dos circuitos sintonizados e do acoplamento entre eles, o que tende a alterar a faixa de passagem da curva. Por isto encontra-se frequentemente seletores de sintonia contínua com curvas de passagem que para as baixas frequências têm acoplamento super-crítico e para as altas frequências têm acoplamento sub-crítico, fator este que é causado pelas variações do C do circuito e dos parâmetros dos elementos ativos.

Sintonizadores com L variável são dificilmente encontrados em televisão, apesar de que ainda dentro da faixa de VHF são encontrados em rádio (sintonizadores de FM).

Cont. na pág. 168

FIG. 23



Pré-amplificador para microfone e cápsula magnética de toca-discos

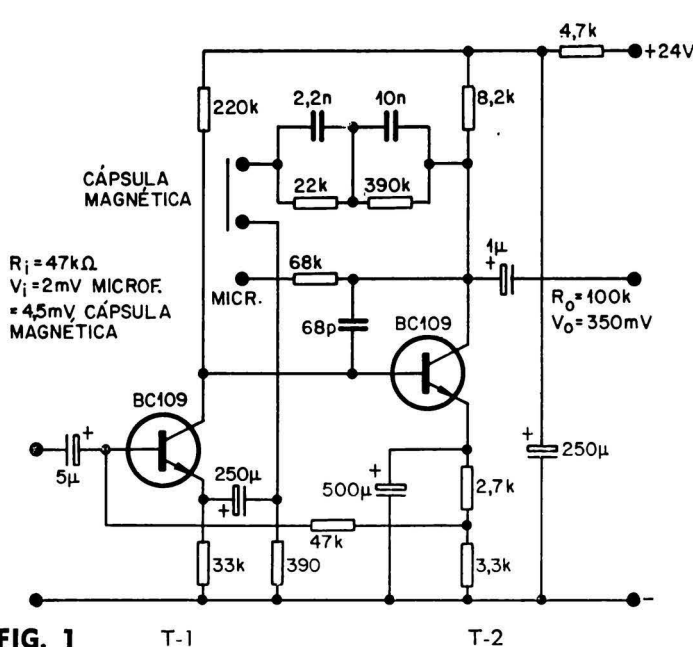


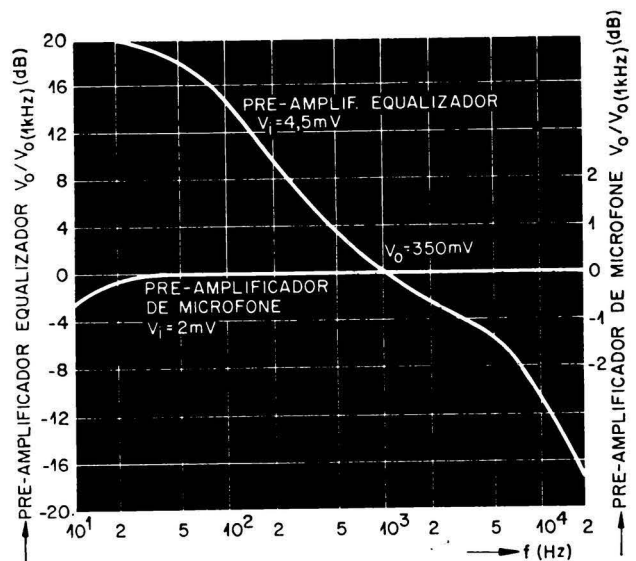
FIG. 1

tação independente da freqüên-
 cia. O conjunto RC (2,2nF,
 22kΩ, 10nF, 390kΩ) é usado
 quando o circuito funciona como
 pré-amplificador para cápsula
 magnética de toca-discos. Além
 do amortecimento dependente da
 freqüência, este circuito apresen-
 ta a vantagem de diminuir a
 distorção. Para permitir que o
 ponto de trabalho permaneça
 constante, qualquer que seja a
 posição da chave seletora,
 é necessário manter o pri-
 meiro transistor bloqueado pa-
 ra corrente contínua do elo
 de realimentação. Para esta fina-
 lidade foi previsto o capacitor
 de 250µF. O resistor de base
 do transistor T₁ determina a
 resistência de entrada do ampli-
 ficador.

FIG. 2

Os componentes necessários
 para um pré-amplificador para
 microfones são quase os mesmos
 que os de um pré-amplificador
 para cápsulas magnéticas de to-
 ca-discos. Os dois circuitos dife-
 rem entre si somente pelo fato
 de que o sinal proveniente do
 toca-discos deve ser equalizado,
 o que não é necessário para o
 sinal do microfone. As diferen-
 ças entre os circuitos são tão
 pequenas que um único ampli-
 ficador provido de uma chave
 e alguns componentes adicionais
 podem servir para ambas as fina-
 lidades.

Para utilização como ampli-
 ficador de microfone, o circuito
 na figura 1 tem uma realimen-



DADOS TÉCNICOS

| | Pré-amplificador de microfone | Pré-amplificador equalizador |
|---|----------------------------------|---------------------------------|
| Tensão de alimentação | 24V | 24V |
| Corrente CC | 0,85mA | 0,85mA |
| Sinal de saída (f = 1kHz, R = 100kΩ) | 350mV | 350mV |
| Sinal de entrada (f = 1kHz) | 2mV | 4,5mV |
| Idem, máximo | 20mV | 43mV |
| Resistência de entrada | 47kΩ | 47kΩ |
| Distorção | | |
| f = 100Hz | 0,3% | 0,2% |
| f = 1kHz | 0,3% | 0,1% |
| f = 20kHz | — | 0,1% |
| Rejeição de sinais interferentes | > 50dB | > 50dB |

O capacitor de realimentação negativa de 68pF, entre coletor e base do transistor T₂, diminui a tendência à oscilação. Esta é causada pela alta amplificação e elevada frequência de corte superior. Para conseguir bom comportamento no que diz respeito ao ruído do primeiro estágio, a corrente de trabalho do transistor T₁ é fixada num valor muito pequeno, de 100μA.

(Extraído de: Siemens Halbleiter — Schaltbeispiele 1967)



SELETOR DE CANAIS

(cont. da pág. 166)

Em UHF encontramos o “equivalente” a isto, ou seja, comprimentos de linha variável. Esta solução porém apresenta o grande problema do curto-circuito ser dificilmente obtido, pois em pontos próximos ao máximo de corrente, qualquer pequena resistência de contato amortece muito os circuitos sintonizados (isto sem levar em conta os problemas mecânicos).

Existem dois tipos de “tuners” de UHF.

O conversor de UHF “converte” o canal de UHF para um canal de VHF que passa a ser recebido pelo seletor de VHF, como se fôsse um canal comum de VHF. O sintonizador de UHF converte o canal de UHF diretamente para o canal de FI, produzindo também a inversão da curva de passagem conforme foi explicado para os seletores de VHF. Este sinal é injetado diretamente no amplificador de FI (ponto A do nosso circuito típico). A diferença entre os dois é que, no sintonizador, o oscilador oscila acima da frequência do canal a uma distância igual à frequência de FI. No conversor, o oscilador oscila abaixo do canal sintonizado, e a uma distância igual à frequência central do canal

de VHF ao qual será transferida a informação de UHF. A desvantagem deste último é que ele também precisa da possibilidade de ajuste fino, ficando os ajustes finos do conversor de UHF e do seletor de VHF interdependentes. Assim sendo, ocorre frequentemente que os ampliadores não fiquem alinhados com a FI de receptor.

COMENTÁRIOS

No Brasil, os seletores mais difundidos são os de tambor (comutação de bobinas). Um outro tipo (bastante usado na Europa) é o de sintonia por condensadores variáveis, interligados por meio de um eixo comum. Atualmente tem havido grande interesse pelos diodos varicaps, que apesar de apresentarem ainda grandes problemas elétricos, como variações insuficientes de capacitância, rastreamento dificilmente correto, exigência de tensão de comando estabilizada, etc., apresentam enormes vantagens mecânicas como mudança de canal através de uma tensão contínua, ligações sem engrenagens ou eixos mecânicos, pequeno volume ocupado, não existência de peças móveis, fácil memorização de canais através de botões de fácil manipulação, sintonia fina bastante simples, além da não existência de microfonia.

a estabilização de tensões com semicondutores

Vamos nos preocupar neste e em artigos subsequentes com o estudo; funcionamento e desenvolvimento de circuitos, empregados na estabilização de tensões, que se utilizem de semicondutores. Comumente a tensão a ser estabilizada é a tensão contínua fornecida por uma fonte de alimentação, donde podemos dizer que nos dedicaremos mais à apreciação das fontes de tensão contínua estabilizadas.

Assim de modo geral o que iremos abordar a seguir são as várias configurações possíveis de bloco número 2 da figura 1.

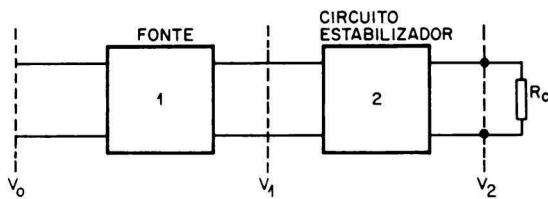


FIG. 1

Antes porém, vamos tecer algumas considerações sobre o bloco de número 1, o qual se compõe de um transformador, do retificador e do filtro. O filtro pode ser composto por uma indutância (choque), uma resistência, condensadores ou uma combinação determinada desses elementos. São esses componentes que determinam o valor da resistência interna R_i da fonte de alimentação à qual é ligado o circuito estabilizador. A tensão não estabilizada V_1 tem seu valor modificado exatamente de acordo com as variações percentuais da tensão da rede (a resistência interna da rede é considerada desprezível). Além disso, quando a corrente contínua que é entregue à carga varia, essa tensão V_1 também sofre variações já que se modifica o valor da queda de tensão que se produz sobre a resistência interna da fonte de alimentação. Portanto, é conveniente que o valor dessa resistência interna seja bem pequeno. Para determinar os limites de tolerância que deve possuir a tensão V_1 , não nos devemos esquecer de considerar também a tensão de "ripple". Isto se deve ao fato de que se o filtro utilizado não fôr capaz de "aplainar" suficientemente a tensão contínua que ele entrega ao circuito estabilizador este deverá não somente cuidar de estabilizar as variações de tensão contínua devidas à rede ou à carga, como também as devidas à tensão de "ripple" que se encontra sobreposta à tensão contínua. Justamente levando este aspecto em consideração é que se recomenda o emprêgo de circuitos retificadores de onda completa. Além do que existe a vantagem, no emprêgo destes circuitos sobre os circuitos retificadores de meia onda, de que a tensão contínua sobre o condensador depende muito menos da carga, pois a frequência da tensão de ripple é duas vezes maior assim como o valor médio da tensão contínua.

O valor da variação de tensão contínua provocada pela tensão de ripple pode ser estimada como sendo igual a:

$$a) \Delta U_r = 13 \frac{I_c}{C} \text{ em retificação de meia onda.}$$

$$b) \Delta U_r = 6,5 \frac{I_c}{C} \text{ em retificação de onda completa.}$$

onde I_c é a corrente contínua fornecida à carga (ou ao circuito estabilizador) em mA e C é a capacidade do condensador de filtro em μF .

Resumindo, podemos dizer que a variação total da tensão contínua à saída do filtro resulta da soma das variações devidas à carga, à rede e à tensão de ripple.

Os semicondutores (diodos Zener e transistores) se prestam muito bem para circuitos de estabilização de tensões baixas em que o consumo (corrente) seja elevado, pois além do fato de ocuparem muito pouco espaço, em relação a outros componentes como válvulas ou reguladores magnéticos, apresentam ainda as vantagens de possuir uma resistência interna muito pequena, desenvolver menos calor e possuir menor tensão de ruído.

O primeiro requisito para que se tenha uma estabilização da tensão contínua de saída de uma fonte de alimentação é a existência de uma tensão de comparação cuja constância seja muito alta. Em aparelhos que contêm válvulas essa tensão de comparação é gerada a maioria das vezes por uma válvula a gás, em aparelhos transistorizados por diodos Zener.

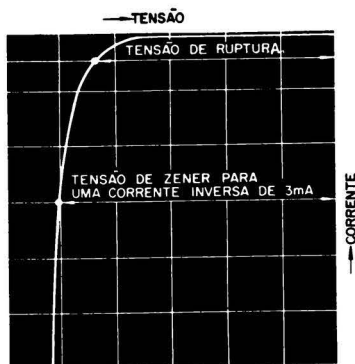


FIG. 2

Estabilização de tensão com diodos Zener

Os diodos do tipo Zener apresentam a partir de uma determinada tensão inversa, chamada tensão de ruptura, um crescimento muito rápido da corrente inversa. Esta tensão depende do grau de impureza com que é "dopado" o semicondutor e não tem uma determinação exata, pois a passagem do estado de não condução para o de condução inversa (assim chamada porque sobre o diodo está aplicada uma tensão inversa) é gradual, determinando um joelho na curva característica do diodo. Esse joelho é melhor definido nos diodos de silício do que nos de germânio, daí se encontrar na prática só diodos Zener de silício. A tensão de Zener (chamada também tensão de referência) propriamente dita, é definida para um determinado valor da corrente inversa situado já na zona de crescimento abrupto de corrente (fig. 2). Para diodos com tensão de Zener maior do que 6V o ponto de transição, ou seja, de início do joelho, corresponde a valores da corrente inversa em torno de $50\mu\text{A}$, já para diodos cuja tensão de Zener se encontra entre 4 e 6V, a transição se dá somente quando a corrente inversa atinge alguns mA.

Os diodos Zener de um determinado tipo possuem uma potência máxima que podem dissipar, que depende da temperatura ambiente e do modo pelo qual ele é montado no circuito. Em condições de funcionamento permanente ela é obtida numericamente através da seguinte expressão:

$$P_{Dmax} = \frac{T_j - T_A}{R_{TjA}}$$

onde T_j é a temperatura máxima permissível de operação da junção
 T_A é a temperatura ambiente

e

R_{TjA} é a resistência térmica entre a junção e o meio ambiente.

Cabe acrescentar somente que, se o diodo Zener é de potência, a resistência térmica entre a junção e o meio ambiente é na verdade a soma da resistência térmica entre a junção e a cápsula do diodo (R_{jC}) com a resistência térmica entre a cápsula e o radiador (R_{cR}) e mais a resistência térmica entre o radiador e o meio ambiente. Geralmente todos esses dados podem ser obtidos diretamente de um manual de semicondutores.

Supondo, por exemplo, um tipo determinado de diodo Zener que possua uma resistência térmica entre a junção e o ambiente menor do que $0,31^{\circ}\text{C}/\text{mW}$ e sabendo ainda que a máxima temperatura de junção permissível é de 150°C , teremos para uma temperatura ambiente de 25°C uma potência máxima dissipada admissível para esse tipo de:

$$P_{D\text{max}} = \frac{150 - 25}{0,31} = \frac{125}{0,31} = 400\text{mW}.$$

Montando o diodo sobre radiadores, conseguimos resistências térmicas mais baixas e portanto, aumentamos a potência máxima dissipada pelo mesmo.

É a potência máxima dissipada que determina a máxima corrente inversa permitida (chamada corrente de Zener máxima) através da expressão:

$$I_{Z\text{max}} = \frac{P_{D\text{max}}}{U_z} \text{ onde } U_z \text{ é a tensão de Zener.}$$

Portanto, como conclusão, podemos dizer que para um determinado tipo de diodo a corrente de Zener máxima depende da tensão de Zener.

Antes de entrarmos na análise e projeto de circuitos de estabilização que se utilizam de diodos Zener, convém introduzir o conceito do que seja resistência de Zener ou resistência dinâmica: é a relação entre uma pequena variação de tensão ao redor de uma tensão inversa próxima do valor da tensão de Zener e a variação correspondente da corrente inversa (fig. 3).

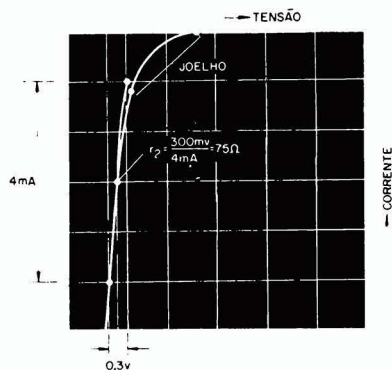


FIG. 3

Portanto

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

onde ΔU_z representa a variação de tensão e ΔI_z corresponde a variação de corrente. No exemplo da figura 3, ΔU_z vale 300mV e ΔI_z , 4mA , de onde resulta uma resistência de Zener para uma tensão inversa de

$$-5\text{V, igual a } \frac{300\text{mV}}{4\text{mA}} = 75\Omega.$$

De uma observação das figuras 4 e 5 podemos tirar duas conclusões importantes: a) os menores valores de resistência Zener se verificam para diodos cuja tensão de Zener se encontra entre 6V e 8V (fig. 4).

b) Além disso, a resistência de Zener, para uma dada temperatura ambiente varia com a temperatura da junção. A temperatura da junção, por sua vez aumenta quando a corrente inversa aumenta, já que dêsse aumento de corrente decorre uma maior dissipação de potência na junção (a potência dissipada na junção é produto da tensão inversa cujo valor varia pouco, pela corrente inversa). Ora, para uma dada temperatura ambiente então, valores crescentes de corrente provocam valores crescentes de temperatura de junção e portanto, conduzem a variações de valor de r_z . Essas variações se governam pelo coeficiente de temperatura da resistência de Zener, e diferem para dois exemplares do mesmo tipo que sejam examinados. Normalmente, os manuais fornecem o valor de r_z para uma corrente inversa correspondente à tensão de Zener e para uma temperatura ambiente de 25°C .

O coeficiente de temperatura da resistência de Zener expressa a variação que sofre a mesma em relação ao seu valor, a uma dada temperatura, quando a temperatura da junção aumenta de um grau para uma corrente inversa constante.

$$\alpha = \frac{1}{r_z} \cdot \frac{\Delta r_z}{\Delta t} \text{ para } I_{\text{inv}} = \text{cte}$$

$$\Delta = 1^{\circ}\text{C}$$

Δr_z aumento ou diminuição de valor que sofre r_z .

O seu valor é positivo para diodos com tensão de referência maior do que 6V , e negativo para aqueles que possuem tensão de referência

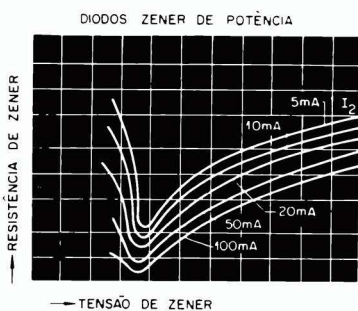
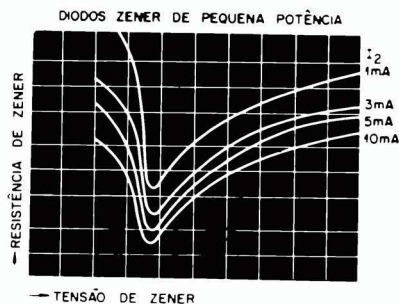


FIG. 4

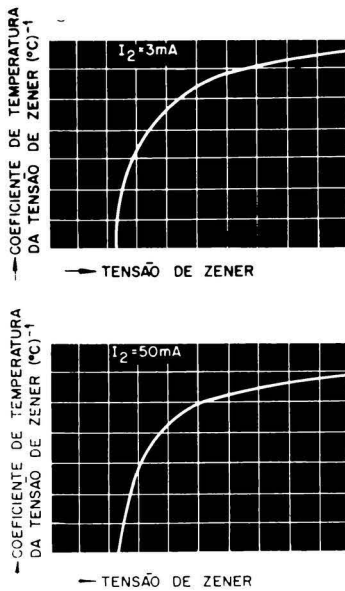


FIG. 5

menor do que 5V. Para os diodos cuja tensão de referência se situa entre 5V e 6V o coeficiente de temperatura é nulo. (fig. 5).

A variação da tensão de Zener com a temperatura se dá segundo um coeficiente de temperatura igual em valor ao da resistência de Zener.

Antes de começarmos a discutir os circuitos empregados na estabilização de tensão com diodos Zener convém fazer a seguinte ressalva: embora existam diodos com tensão de referência aproximadamente igual à 300V o que permite, então, o uso de um único diodo até tensões dessa ordem de grandeza, desde que a máxima potência dissipada permissível não seja ultrapassada, recomenda-se para tensões acima de 10V a utilização de vários diodos Zener de baixa tensão ligados em série. Com isso conseguimos:

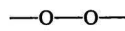
- a) menores coeficientes de temperatura
- b) menores valores para a resistência de Zener.

O item a se explica, pois com a escolha de diodos de Zener que possuam coeficientes de temperatura de sinais contrários podemos mesmo fazer com que o coeficiente do conjunto seja igual a zero.

Exemplo: Suponhamos que se deseje uma tensão de referência de 18V a uma corrente inversa de 3mA. O coeficiente de temperatura para um diodo Zener com tensão nominal de 18V é da ordem de $7,5 \cdot 10^{-4}$ por $^{\circ}\text{C}$. A utilização de uma associação série de três diodos dos quais dois com tensão de Zener de 5V e o outro com 8V, resultaria num coeficiente de temperatura de cerca de $1 \cdot 10^{-4}$ por $^{\circ}\text{C}$.

O item b decorre do fato de podermos escolher para a associação que queremos fazer diodos com resistências de Zener bem pequenas o que faz com que a resistência total do conjunto seja menor do que a correspondente a um único diodo que substituisse a associação.

Por exemplo, para uma tensão de Zener de 16V a uma corrente inversa de 1mA corresponde um diodo Zener com resistência de Zener de 100 Ω aproximadamente. Se ligarmos em série dois Zener de 8V cada de tensão de referência o conjunto apresentaria uma resistência total de 140 Ω .



AS CURVAS CARACTERÍSTICAS...

(cont. da pág. 139)

resistência uma queda de tensão $I_a R_L$, de modo que a tensão E_a entre placa e catodo terá por valor:

$$E_a = E_0 - I_a R_L \quad (9)$$

ou, tirando-se o valor de I_a :

$$I_a = \frac{E_b - E_a}{R_L} \quad (10)$$

A relação (9) ou (10) é a equação de uma reta que pode ser traçada no gráfico $I_a \times E_a$ (fig. 7). Os pontos de intersecção dessa reta, denominada **reta de carga**, com os eixos das tensões e das correntes, são dados por:

$$E_a = E_b, \text{ para } I_a = 0 \quad (11)$$

$$I_a = \frac{E_b}{R_L}, \text{ para } E_a = 0 \quad (12)$$

O traçado da reta de carga permite a resolução do problema básico da eletrônica das válvulas a vácuo: dado um diodo e sua curva característica, e polarizando-se o mesmo por uma tensão E_b , através de uma resistência de carga R_L , determinar o valor da corrente anódica I_a e da tensão entre placa e catodo E_a .

A solução é dada simplesmente pela determinação das coordenadas E_{ap} e I_{ap} do ponto P de intersecção da reta de carga com a curva característica, conforme se mostra na fig. 7.

1.2.4 — Levantamento das características do diodo

O circuito básico para se proceder ao levantamento da curva característica de um diodo se acha esquematizado na fig. 8.

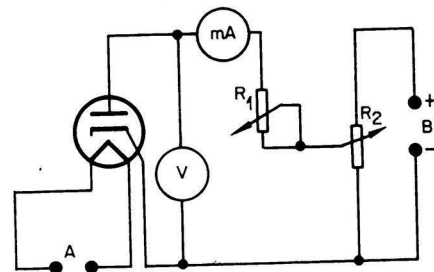


Fig. 8

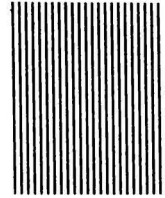
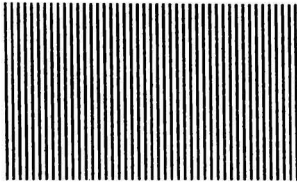
Circuito básico para o levantamento das características de um diodo.

Os terminais de filamento devem ser, antes de mais nada, ligados a uma fonte capaz de fornecer a tensão e a corrente recomendadas pelo fabricante da válvula, a menos que se deseje estudar o comportamento do diodo em condições de temperatura de filamento ou de catodo diferentes das que são especificadas.

O potenciômetro R_2 se presta para o ajuste a grosso modo da tensão E_a (indicada pelo voltmímetro V); o ajuste fino é procedido pelo potenciômetro (em série) R_1 .

A tensão contínua de polarização é alimentada através dos terminais B, podendo proceder de uma bateria ou de um retificador.

Demoduladores de FM



A modulação em frequência

A modulação em frequência (FM) assumiu grande importância desde sua introdução na década de 1940, por apresentar muitas vantagens sobre a modulação em amplitude (AM). O método da modulação em frequência é conhecido há bastante tempo. Não teve porém o mesmo desenvolvimento rápido da modulação em amplitude, pelos inúmeros problemas técnicos que acarretava. Entre outros, não havia geradores de sinais nas frequências em que a FM é útil. Há anos, quando a técnica de transmissão dava seus primeiros passos, chegou-se a usar enormes motores síncronos na obtenção de oscilações de radiofrequência. Tal equipamento permitia a obtenção de frequências de até algumas centenas de kHz, que eram usadas nas transmissões AM em ondas longas. O aparecimento e uso de válvulas de grande potência, que trabalhavam em frequências mais altas, possibilitou o uso da modulação em frequência. Decisiva na escolha da modulação em frequência, foi, no entanto, a questão da largura de faixa, que discutiremos adiante.

As diferenças fundamentais entre FM e AM são fáceis de entender. Enquanto na técnica de AM a informação (voz ou música) é transmitida pela variação da amplitude (modulação) da portadora de radiofrequência (donde o nome "modulação de amplitude"), em FM a amplitu-

de da portadora permanece constante. Neste caso, a informação a transmitir provoca a mudança da frequência de transmissão (figuras 1a e 1b). Ao mesmo tempo, o valor da frequência portadora varia em torno de um valor médio, acompanhando as variações de amplitude das ondas de modulação (voz, música, etc). A variação de frequência é tanto maior quanto maior for

a amplitude de tensão de modulação. O valor dessa variação é chamado **desvio de frequência** e corresponde à **percentagem de modulação** nas transmissões AM. O desvio de frequência exprime a intensidade de som a ser transmitido. O timbre do som corresponde à velocidade de mudança de frequência (em AM corresponde à frequência da modulação).

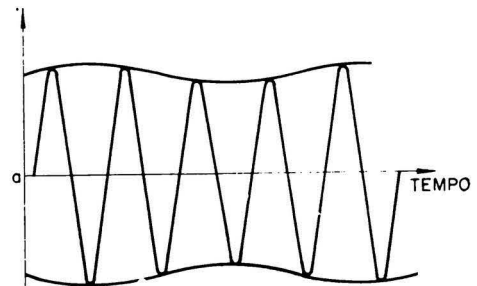
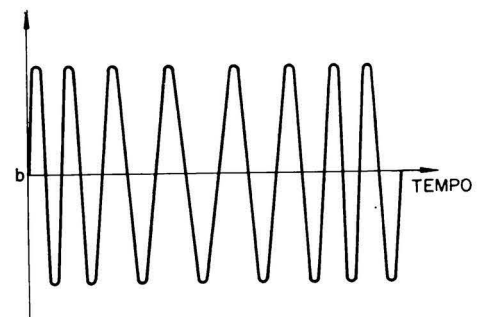


Fig. 1

Modulação em amplitude (em cima) e em frequência (em baixo).



Vantagens e possibilidades da FM

Teoricamente, poderíamos usar a FM em transmissões em baixas frequências, como, por exemplo, em ondas médias. No entanto, usamos FM somente a partir de 30MHz (VHF em diante) pelo fato de ser necessária uma grande largura de faixa para a modulação. Tais larguras de faixas só são facilmente obtidas em altas frequências. Além disso, reúnem-se as vantagens das ondas bastante curtas com as da FM.

Uma característica importante da FM, a quase ausência de ruídos, é grandemente melhorada quando aumentamos ao máximo o desvio de frequência. Mas tal aumento leva-nos à maior largura de faixa, sendo necessário um compromisso entre esses dois fatores. Ao contrário da AM, onde à uma faixa maior corresponde um ruído maior, na FM, dispondo-se de uma faixa maior, obtém-se menos ruído. É como se houvesse uma "troca" de ruído por largura de faixa; aumentando um o outro diminui.

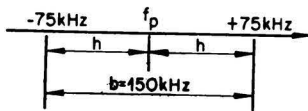


Fig. 2

Desvio máximo de frequência para transmissões de FM em alta fidelidade.

O máximo desvio de frequência foi normalizado tanto na rádio-difusão como nos estágios de som de televisão. É de 75 kHz para rádio-difusão em alta fidelidade (50kHz até 10kHz) e 25kHz para o som das transmissões de TV. Isto significa que, na máxima intensidade de som a ser transmitida, a frequência da portadora sofre um desvio de $\pm 75\text{kHz}$ (ou $\pm 25\text{kHz}$ na televisão). Os transmissores de FM possuem, pois, uma largura de faixa superior a 150 kHz, nas frequências em que operam. Tal faixa resulta do desvio superior e inferior da frequência, conforme pode ser visto na figura 2. Como vemos, não podemos usar FM em ondas médias, pois utilizaríamos quase 15% de toda a faixa, que é de 1.100kHz, (500 a 1.600kHz) em cada transmissora. Na me-

lhor das hipóteses, só sete transmissores poderiam operar nesta faixa. É este o principal motivo de não existirem transmissores FM em ondas médias. Além disso, a transmissão em VHF é por si só, menos susceptível às perturbações e ruídos, muito comuns em frequências mais baixas.

Uma outra vantagem é a maior dinâmica que se pode obter em FM, graças aos grandes desvios de frequência utilizados. Definimos **dinâmica** como a relação entre as intensidades máxima e mínima de um som. Em AM não é possível transmitir a dinâmica natural da voz ou da música. Os "pianíssimos" acabariam desaparecendo dentro do ruído e os "fortíssimos" saturariam o transmissor, distorcendo o som. Além destes, teríamos vários efeitos secundários desagradáveis, que prejudicariam as transmissões. A alternativa, uma dinâmica reduzida, é bem menos desagradável. Em AM, temos, pois, uma dinâmica estreita sendo necessário atenuar os sons fortes e intensificar os fracos. Tais problemas não existem em FM, pois a diferença entre "piano" e "forte" é acarretada não por variações de amplitude, mas sim de frequência. Apesar de, na prática, restringirmos a dinâmica também nas transmissões em FM, esta é bem maior do que naquelas em AM.

Há, além destas, outras vantagens na FM, principalmente no que diz respeito a ruídos, eficiência, etc. Citá-los, seria ir além do escopo deste artigo, cuja finalidade é descrever alguns circuitos típicos de demoduladores de FM.

Limitação e demodulação

Amplificando o sinal de FM a um nível adequado nos estágios de RF e FI, ele é conduzido a um limitador, cuja função é eliminar variações de amplitude e interferência ocasionais. Essas variações de amplitude podem causar perturbações no funcionamento do demodulador e provocar ruídos indesejáveis no alto-falante. A forma mais simples de limitador é um diodo ao qual se aplica uma polarização CC constante. Enquanto a tensão de RF se mantiver abaixo do nível de polarização, o diodo não conduz; no momento em que for ultrapassado esse nível, o diodo passará a conduzir, cortando os

picos de tensão. Portanto, a tensão que aparece depois do diodo tem sempre a mesma amplitude, determinada pelo valor da polarização do mesmo. Entretanto, os modernos circuitos demoduladores já executam essa ação limitadora e dispensam o uso de um circuito limitador adicional.

Um detetor convencional, do tipo usado em receptores AM não responde a variações de frequência. É necessário pois transformar primeiramente a modulação em frequência numa modulação em amplitude. Isto é feito por intermédio de um discriminador. O mais simples discriminador é o indicado na figura 3, que é o chamado "por sintonia deslocada".

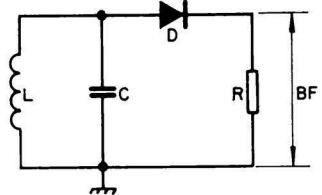


Fig. 3

Representação do tipo mais simples de demodulador de FM.

Os principais circuitos discriminadores são:

- 1 — demodulador por sintonia deslocada
- 2 — discriminador diferencial (ou de Travis)
- 3 — discriminador de fase (ou Foster-Selly)
- 4 — detetor de relação
- 5 — detetor de ângulo de fase.

Demodulador por sintonia deslocada

Este demodulador em sua forma mais simples está ilustrado na figura 3. O circuito ressonante não está sintonizado exatamente na frequência portadora da onda recebida, mas um pouco acima ou abaixo dela. Por essa razão, as frequências mais próximas do ponto de ressonância dão origem a uma tensão maior no circuito que as mais afastadas. Em outras palavras, cada

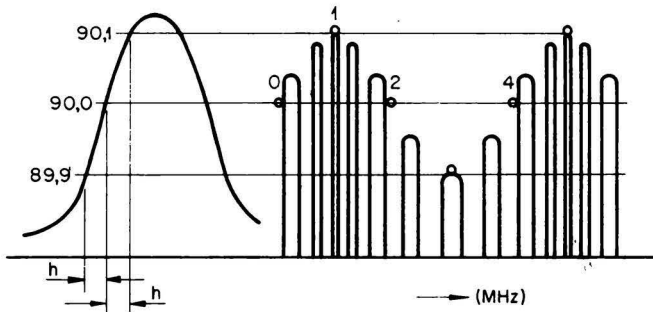


Fig. 4

Forma de onda do sinal na saída de um demodulador por sintonia deslocada.

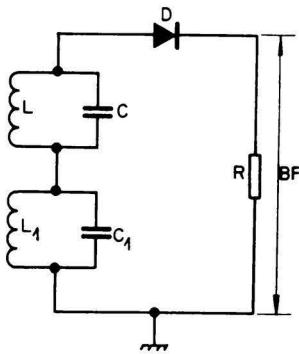


Fig. 5

Circuito aperfeiçoado de um demodulador por sintonia deslocada.

variação de frequência provoca uma variação de amplitude e, conseqüentemente, uma modulação de amplitude (figura 4). Isto não elimina a modulação em frequência, mas a associa à modulação em amplitude, que pode ser detetada pelos processos convencionais.

O funcionamento deste sistema pode ser melhorado pelo uso de dois circuitos sintonizados em série (figura 5). Os dois circuitos têm sua sintonia ligeiramente deslocada, o que produz uma curva de ressonância assimétrica (figura 6). O ponto de trabalho A está localizado no meio do trecho mais linear da curva, proporcionando menor distorção. Com o uso de dois circuitos sintonizados, essa parte retilínea é bem maior e, conseqüentemente, a reprodução menos sujeita à distorção.

Atualmente este circuito encontra pouco emprêgo. As dificuldades de sintonia, a falta de estabilidade e de linearidade fizeram com que o mesmo fôsse

aos poucos sendo abandonado. Apenas o mencionamos por representar um dos estágios do desenvolvimento da técnica de FM.

O discriminador diferencial (ou de Travis).

Este circuito, que elimina os inconvenientes do demodulador por sintonia deslocada é apresentado na figura 7. A tensão de FM é acoplada aos circuitos ressonantes $L_1 C_1$ e $L_2 C_2$ por meio

do circuito LC. Os conjuntos $L_1 C_1$, $L_2 C_2$, os diodos D_1 e D_2 , os resistores de carga R_1 e R_2 e os respectivos capacitores de acoplamento C_{p1} e C_{p2} , formam dois circuitos demoduladores simétricos. As sintonias dos circuitos ressonantes I e II estão deslocadas de valores iguais, acima e abaixo da frequência de ressonância do circuito LC.

A portadora não modulada produz, nos circuitos sintonizados, tensões iguais que por sua vez provocam iguais quedas de tensão sobre os resistores de carga. As duas tensões são opostas em virtude da mesma polaridade dos diodos D_1 e D_2 ; em conseqüência disso neutralizam-se, e a tensão entre os pontos a e b é nula. Uma elevação no valor da frequência, decorrente da modulação, fará com que a tensão induzida no circuito II (cuja ressonância estará mais próxima da frequência recebida) tenha valor mais elevado que a do circuito I (fortemente dessintonizado em relação à frequência recebida). O resultado é maior corrente no diodo D_2 , ficando o ponto b positivo em relação ao ponto a. Por outro lado, di-

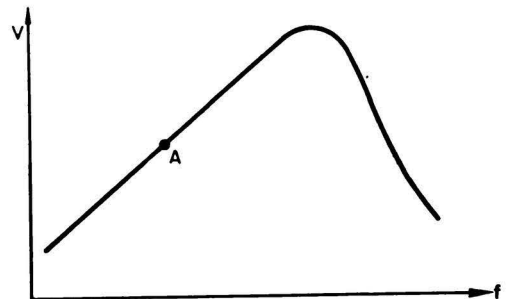


Fig. 6

Aumento de linearidade da detecção pelo uso de dois circuitos sintonizados em série.

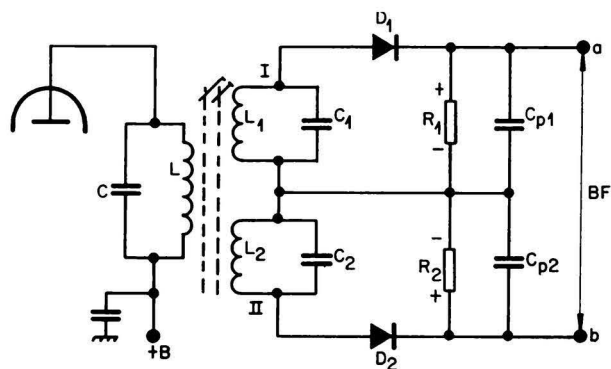


Fig. 7

Discriminador diferencial.

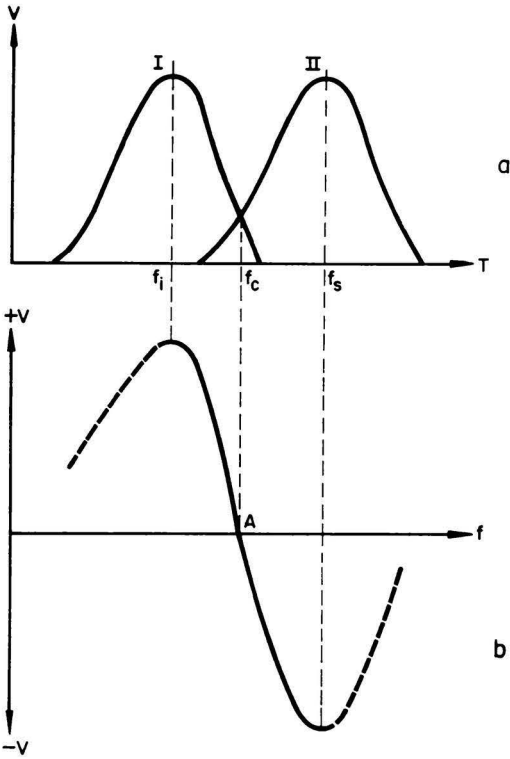


Fig. 8

Curva S, resultante da combinação de duas curvas de ressonância.

minuindo a frequência, o circuito I terá induzida maior tensão, e o ponto a se torna positivo em relação a b. Havendo variação contínua de frequência, haverá uma correspondente flutuação da tensão entre a e b, tensão essa oscilante em baixa frequência. A designação de "discriminador diferencial" provém do fato de estarem ligados os circuitos I e II em oposição de fase. A polaridade oposta nos dois circuitos sintonizados faz com que a curva à direita da figura 8a seja "dobrada" para baixo, produzindo-se a curva da figura 8b, denominada curva S. O ponto de trabalho está situado no centro da parte retilínea; as partes desenhadas com linha interrompida não são utilizadas para a demodulação. As alterações de frequência devidas à modulação, fazem o ponto de trabalho "deslizar" para cima e para baixo, ao longo da curva de ressonância, produzindo tensões positivas e negativas. Como a curva possui uma parte retilínea bastante longa, resulta uma reprodução isenta de dis-

torção. Os capacitores C_{p1} e C_{p2} , do circuito da figura 7, destinam-se à eliminação dos resíduos de alta frequência.

Como este circuito é sensível às variações de amplitude, é necessário utilizá-lo em conjunto com um limitador separado. A desvantagem deste discriminador é a dificuldade de sintonização

dos dois circuitos ressonantes. O primário deve ser sintonizado na frequência central f_c , ao passo que os circuitos II e I devem estar sintonizados acima e abaixo de f_c nas frequências f_s e f_i , respectivamente. Este circuito é empregado em controle automático de frequência (CAF) de receptores. Neste caso, usam-se diodos de reatância variável, comandados por tensões de controle convenientes.

Discriminador de fases (ou de Foster-Seely)

A figura 9 representa o circuito de um discriminador de fase mais conhecido como discriminador Foster-Seely. O acoplamento do primário com o secundário se faz por meio do capacitor C_2 . As bobinas do secundário estão sintonizadas para a mesma frequência.

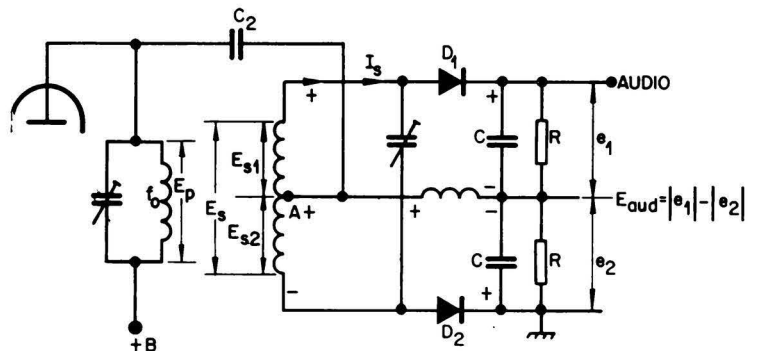
Na ausência de modulação, há um defasamento de 90° entre E_{s1} e E_{s2} , e, portanto, e_1 e e_2 , sendo iguais, se cancelam. Variando a frequência de E_p , o defasamento entre E_{s1} e E_{s2} variará proporcionalmente e a resultante será diferente de zero, aparecendo em forma de um sinal de áudio.

O principal defeito do discriminador Foster-Seely é sua sensibilidade às variações de amplitude da portadora.

Detetor de relação

Comparado a outros demoduladores de FM, o detetor de relação apresenta diversas vantagens. A figura 10 mostra o

Fig. 9
Discriminador de fase (Foster-Seely).



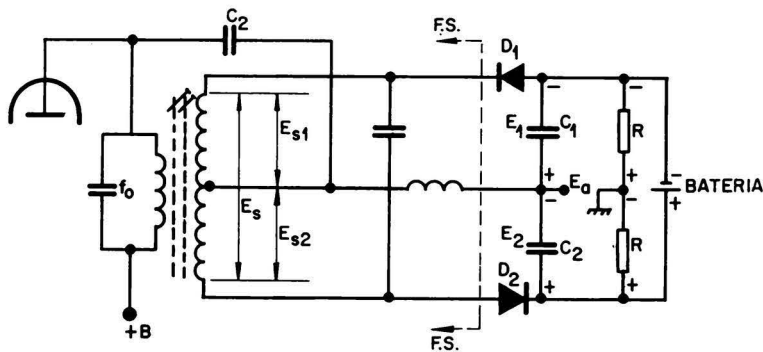


Fig. 10
Primeira apresentação de um detetor de relação.

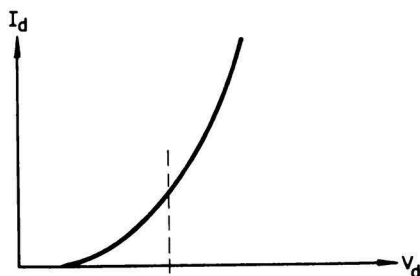


Fig. 11
Curva característica de um diodo.

circuito numa primeira versão. Certos detalhes podem ser simplificados, como veremos adiante. À esquerda da linha tracejada ele é idêntico ao discriminador de Foster-Seely. Os diodos, no entanto, estão com polaridades opostas. Não mais teremos em R subtração das tensões e_1 e e_2 , mas sim **soma**. A bateria conserva constante o valor desta tensão soma.

Ação limitadora

Ao contrário dos circuitos até aqui discutidos, o detetor de relação apresenta por si só ação de limitador.

Um diodo pode ser considerado como um resistor, cuja resistência varia com a tensão nele aplicada. Tal resistência é baixa para grandes tensões, mas muito alta para baixas tensões (figura 11). Variando a resistência do diodo com o sinal, varia o fator de amortecimento Q do circui-

to. O amortecimento cai para pequenos sinais de RF e aumenta muito para sinais grandes. Se a tensão de RF aumentar muito, a resistência interna do diodo cai e amortece fortemente o circuito ressonante do secundário (onde se tem E_s). Isto acarreta uma limitação de picos de tensão, causados por perturbações externas (figura 12).

A bateria é em geral substituída por um capacitor eletrolítico de grande capacidade, que não acompanha mudanças rápidas. Para cada estação sintonizada, este capacitor estabiliza a tensão soma $E_{s1} + E_{s2}$.

Ruídos muito fortes cortam os diodos, pois a tensão sobre o capacitor C se mantém constante. O circuito é, portanto, insensível a ruídos muito rápidos, como faíscas por exemplo.

Muito freqüentemente não se usa o capacitor C_2 de acoplamento, substituindo-o por um acoplamento indutivo. A figura 13 ilustra a configuração final.

Fig. 12
Tensões presentes na entrada e na saída de um limitador.

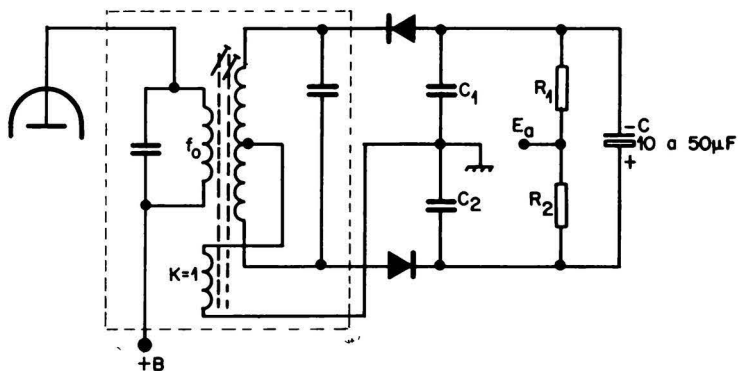
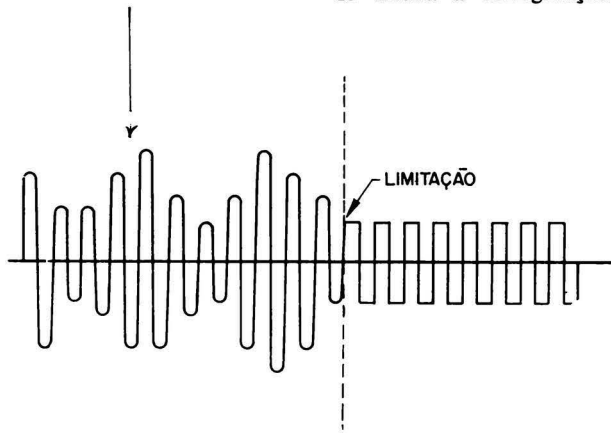


Fig. 13
Circuito final de um detetor de relação simétrico.

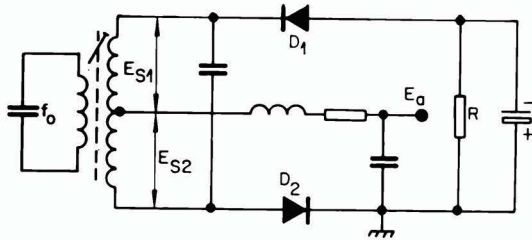


Fig. 14

Detetor de relação assimétrico.

A parte desenhada entre as linhas pontilhadas é o que comumente se chama de "transformador detetor de relação".

Detetor de relação assimétrico

Os circuitos indicados nas figuras 10 e 13 representam detetores de relação simétricos, pois tôdas as tensões e correntes são simétricas em relação ao ponto terra. No entanto, o mesmo pode ser montado assimetricamente em relação à terra, conforme a figura 14. Tal montagem é interessante quando são usados diodos a vácuo, cujos catodos devem estar ligados à terra; tal é o caso das válvulas de funções múltiplas (como a EBC 91, por ex.).

Limitador

O circuito indicado na figura 15 é o de um limitador, que poderá ser usado com qualquer dos circuitos detetores discutidos até agora. O pentodo é do tipo comum, servindo qualquer um de radiofrequência. Os circuitos ressonantes deverão ser sintoniza-

dos na frequência de FI do receptor (em FM, e quase sempre 10,7MHz).

Estágio de som de televisão

A figura 16 mostra um circuito típico, usado nos estágios de som dos receptores de TV. Consiste de um limitador e

de um detetor de relação assimétrico. O uso do limitador reduz ainda mais a influência das variações em amplitude sobre o sinal detetado.

Detetor de ângulo de fase

Um outro circuito para demodulação de FM é o detetor de ângulo de fase, representado na figura 17. Chegou a ser usado nos circuitos de som dos primeiros aparelhos de televisão, mas devido às dificuldades de ajuste, baixa eficiência e outras, foi aos poucos sendo abandonado. Emprega uma válvula de nove eletrodos (7 grades).

Essa válvula possui duas grades de comando: 3 e 5, que são ligadas a dois circuitos ressonantes, nos quais temos o sinal de frequência modulada. A corrente de anodo só pode existir quando as duas grades de controle

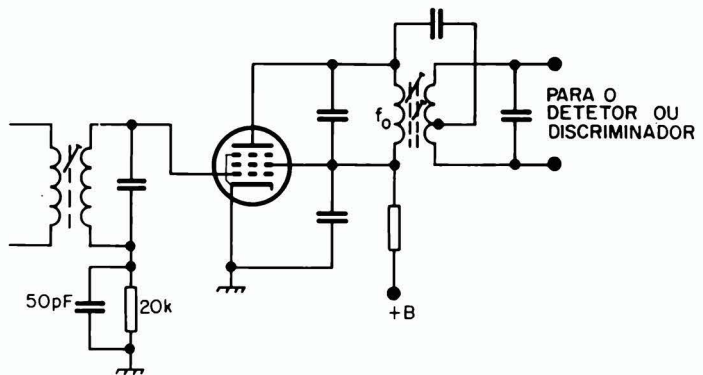


Fig. 15

Exemplo de um limitador de tensão.

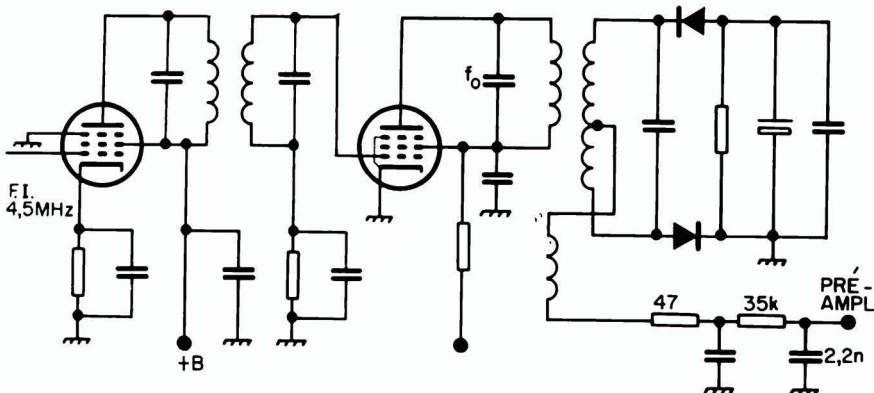


Fig. 16

Estágio de som de um receptor de TV. É usado um limitador e um detetor de relação assimétrico.

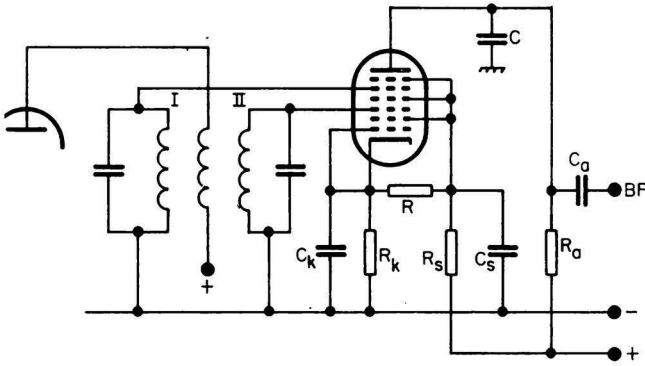


Fig. 17
 Detetor de ângulo de fase usando
 uma válvula especial.

3 e 5 estiverem positivas em relação ao catodo. Com a mudança de fase das tensões dos circuitos I e II (mudança esta devido à FM), há uma constante variação dos intervalos de tempo em que a corrente de anodo pode existir. Como tais intervalos são maiores e menores, ao compasso da frequência modulada, a corrente de anodo também será maior ou menor. Podemos retirar a tensão de áudio do resistor R_a , tendo porém o cuidado de passá-la num filtro RC, a fim de eliminar as componentes de alta frequência (veja adiante).

O fenômeno está representado na figura 18. Os retângulos representam os intervalos nos quais há passagem de corren-

te. É importante que tais retângulos tenham sempre a mesma altura, isto é, que haja **limitação** da corrente de anodo. Isto se consegue com o auxílio das grades 2, 4, 6 que blindam os outros eletrodos e nas quais aplicamos uma baixa tensão CC (20 V). Com essa providência a corrente só pode atingir um determinado valor, estando, pois, **limitada**. Tal detetor exige uma tensão de excitação de quase 8V, a qual acarreta o inconveniente da inclusão de mais estágios amplificadores de FI.

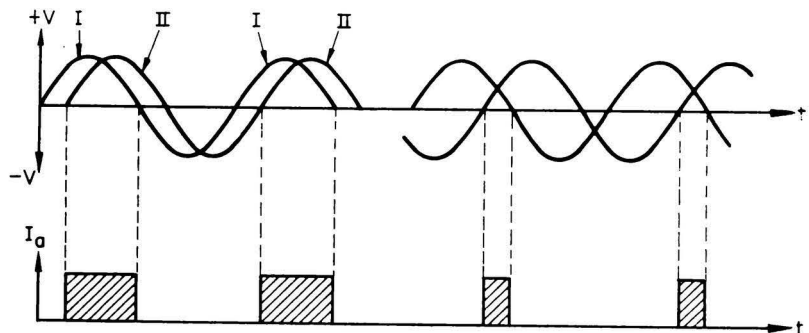
Ênfase e de-ênfase

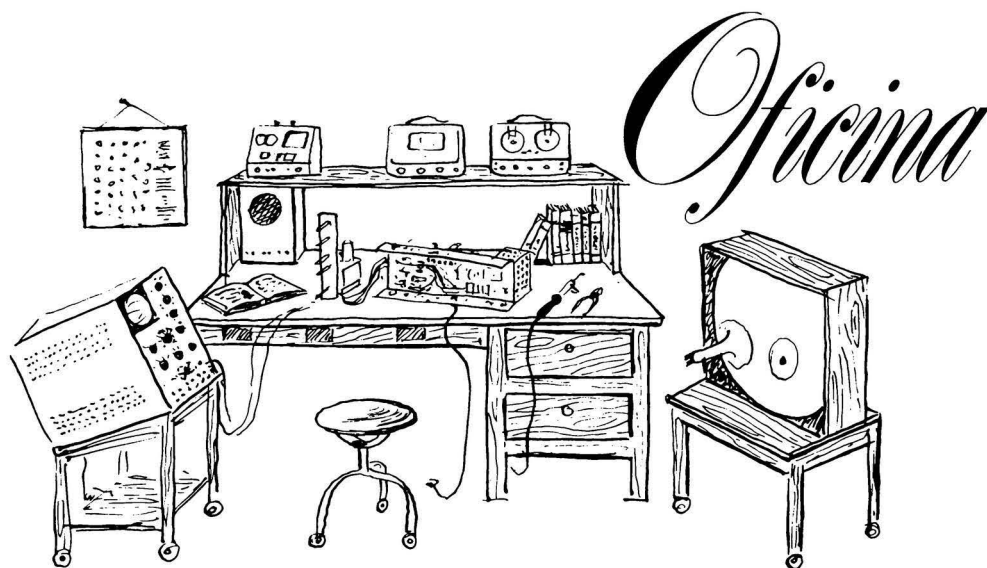
Dada a grande largura de faixa em FM, são acentuados os ruídos em forma de pulsos, em

geral com grande parte de seu espectro nas altas frequências. Para uma boa relação sinal-ruído nas altas, é necessário um reforço dos sons dessas frequências. A êsse reforço nas transmissões damos o nome de ênfase. Se o receptor tivesse uma curva de resposta linear, haveria excesso de agudos. Torna-se pois necessária uma atenuação na recepção, atenuação essa conhecida como de-ênfase.

A constante de tempo normalmente usada, tanto na ênfase como na de-ênfase, é de $75\mu s$. Em outras palavras, na transmissão há um reforço do 10dB/década a partir de 2,2kHz. Na recepção a curva é contrária, atenuando-se 10dB/década a partir de 2,2kHz.

Fig. 18
 A corrente de anodo, em função da fase das tensões nos circuitos I e II.





OFICINA — êste é o título de uma nova secção, dedicada especialmente ao técnico reparador, seja de rádio, seja de televisão ou ramos correlatos. Focalizaremos sempre os defeitos mais comuns que aparecem na oficina do reparador, analisando-os com detalhes e oferecendo sugestões sôbre a sua localização e eliminação. Não teremos limitações quanto aos assuntos a serem tratados: tudo aquilo que possa interessar ao técnico é assunto para nós. Por essa razão, também, a partir dêste número passaremos a incorporar a secção "Documentação Técnica" à nossa OFICINA.

OFICINA

TELEVISOR SEM DEFLEXÃO VERTICAL

Este defeito como sabemos, é imediatamente identificado pela presença de uma única linha branca na tela do tubo. Somente poderá ser provocado pelo circuito de deflexão vertical, que, por sua vez, é composto de duas etapas: a osciladora e a de saída vertical.

Antes de mais nada, será necessário sabermos qual destas duas etapas é a causadora do defeito. Isto é bem simples, pois a frequência de operação do circuito de deflexão vertical é de 60Hz e temos à mão uma tensão desta mesma frequência: a tensão de rede e, conseqüentemente, a tensão de filamento. Portanto, se fôr aplicada uma tensão (retirada do circuito de filamento) de 60Hz, à grade de controle da válvula de saída vertical e houver deflexão, saber-se-á de imediato, que esta etapa não é a causadora do problema. Caso contrário, evidentemente, será aí onde iremos procurar o defeito.

Não bastará, porém, sabermos qual das duas etapas é a "culpada": nela deveremos, posteriormente, fazer algumas medições que irão reduzir o tempo do conserto, permitindo a verificação de muitos componentes sem necessidade de medições "a frio", o que nos obrigaria a desligar o aparelho.

Vejamos, portanto, com mais detalhes, o processo de trabalho para o conserto.

Uma vez retirada a tampa traseira do aparelho, em primeiro lugar, localizamos os controles correspondentes ao circuito de deflexão vertical, ou sejam, altura, linearidade vertical e fixação ou sincronismo vertical. Os dois primeiros encontram-se na parte posterior do chassi. Girando-se o eixo destes controles de um extremo do percurso ao outro, poderemos comprovar se existe interrupção em algum deles pois neste caso, em alguma posição apareceria deflexão (mesmo que não total).

Seguindo as ligações desses controles chegaremos ao circuito de deflexão vertical, onde será fácil a localização da válvula de saída (vertical). Aí aplicaremos à grade uma tensão de 60Hz, retirada do circuito de filamento. Nos televisores em que os fila-

mentos estão ligados em paralelo, basta colocar em curto-circuito a grade e o filamento da válvula de saída. Nos aparelhos em que os filamentos se acham dispostos em série, é preciso intercalar entre filamento e grade, um capacitor de 0,02 a 0,1 μ F. Como já mencionamos se houver neste caso uma deflexão

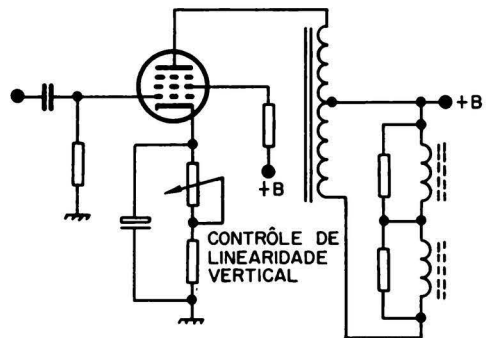
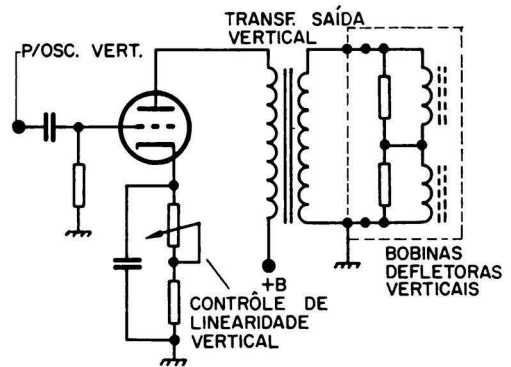


FIG. 1

vertical na tela do cinescópio, o estágio de saída vertical estará em ordem, devendo-se procurar o defeito na etapa osciladora vertical.

Suponhamos, no entanto, que o defeito esteja na saída vertical (no caso do não aparecimento de deflexão com a prova acima). Teremos então, de realizar algumas medições, a fim de verificar se a válvula tem condições de funcionamento.

A figura 1 mostra dois circuitos de saída. Em A, é utilizada uma válvula triodo, em conjunto com transformador de saída vertical do tipo convencional, com enrolamentos separados. Em B é apresentado um circuito com válvula pentodo e autotransformador. Convém identificar o tipo de circuito para que os testes e medições sejam os corretos.

Antes de tudo, tentamos a substituição da válvula, que bem pode ser a causadora do defeito. Se após essa substituição ainda não houver deflexão, devemos efetuar medições nos seguintes elementos da válvula: anodo, grade de blindagem (ou grade auxiliar), catodo e grade de controle. Com estas medições podemos constatar eventuais defeitos no transformador de saída vertical, resistor de polarização da grade de blindagem, resistor de catodo, potenciômetro do controle de linearidade vertical e capacitor de acoplamento entre osciladora e saída vertical.

A inexistência de tensão no anodo da válvula de saída vertical indica um enrolamento interrompido no transformador de saída (o primário no caso do circuito da Fig. 1A e a parte superior do enrolamento, no circuito da Fig. 1B). Não havendo tensão na grade de blindagem (Fig. 1B), o respectivo resistor de polarização estará interrompido. Tensão elevada no catodo indica interrupção no resistor de catodo ou no potenciômetro do controle de linearidade. A tensão do catodo se elevará, neste caso, em consequência da queda de tensão provocada pela resistência interna do instrumento. Valores de 5 a 20V neste eletrodo podem ser considerados comuns.

A existência de uma tensão positiva na grade de controle da válvula indica um curto-circuito no capacitor de acoplamento ao estágio oscilador; em caso de suspeita de interrupção, é conveniente substituí-lo também.

Se, após a realização de todas essas medições não houver sido constatada nenhuma anomalia, é necessário desligar o aparelho e medir a continuidade do resistor de escape de grade, do secundário (ou a parte do enrolamento correspondente ao secundário) do transformador de saída vertical e das bobinas defletoras verticais. Deve-se tomar cuidado de desligar um dos terminais das bobinas antes de fazer o teste. Fica excluído o capacitor eletrolítico ligado ao catodo, pois um defeito neste não causará falta de deflexão.

Até aqui, vimos o que deve ser feito se o defeito está localizado no estágio de saída. Vejamos agora, o procedimento a seguir no caso de estar perfeito esse estágio.

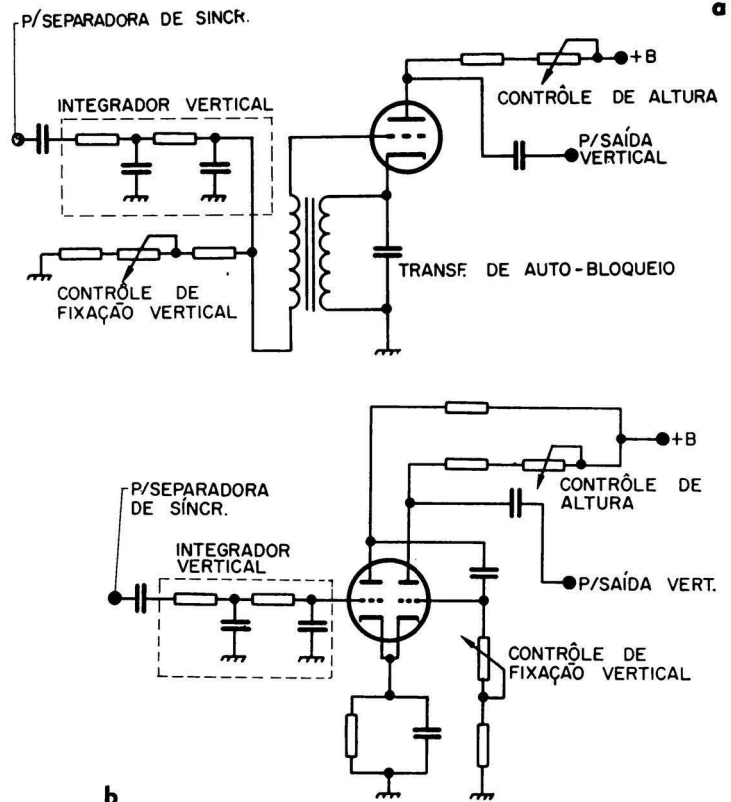
A figura 2A apresenta um circuito oscilador vertical usando transformador de bloqueio. Poderá apresentar variações; usamos, na nossa ilustração, um triodo (que poderia ser a seção triodo de uma ECL85, cujo pentodo será a válvula de saída vertical).

Na fig. 2B apresentamos a mesma etapa osciladora, porém empregando circuito multivibrador com duplo triodo (que pode ser a 12AU7 ou similar). Apesar das diferenças nos circuitos, em ambos os casos o controle de fixação ou sincronismo fica na grade de controle. Por essa razão, a identificação do circuito se torna fácil, seguindo-se as ligações deste controle.

Antes de realizar as medições neste estágio, é aconselhável substituir a válvula.

Não encontrando tensão anódica, os resistores de carga ou o controle de altura poderão estar interrompidos. Uma tensão elevada no catodo poderá ser provocada por interrupção do primário do transformador de bloqueio (Fig. 2A) ou do resistor de catodo comum (Fig. 2B). A tensão de catodo destas válvulas é bastante baixa e, em caso de dúvida, bastará medir a continuidade do componente suspeito. Tensão positiva na grade de controle pode ser causada por curto-circuito no capacitor de acoplamento entre o separador de sincronismo e a grade de controle (Fig. 2A) ou, no caso do circuito

FIG. 2



Em primeiro lugar, cortamos (ou dessoldamos) a ligação A-B (Fig. 1). Ligando o ohmímetro, entre o ponto A e a terra, verificamos o valor indicado. No nosso caso, achamos cerca de 300k Ω , um valor satisfatório que nos faz concluir que o defeito deve estar depois do ponto B. A esta altura um "curioso" que nos dava seu apoio moral interveio:

— "Mas... e se a resistência indicada fôsse baixa? Deveríamos então, testar os componentes da fonte de alimentação. Primeiramente, o estado dos condensadores de filtro C_1 e C_2 , desligando-os do circuito e verificando sua isolamento com o ohmímetro. Em se tratando de eletrolíticos, apresentarão normalmente uma pequena fuga, ocasionando leitura de 100k Ω ou mais. Caso seja mais baixo o valor, o condensador será, provavelmente, a peça causadora do defeito. Caso contrário, verifica-se o choque de filtro T_2 .

Normalmente, o enrolamento dêsse choque estará isolado do núcleo. Pode acontecer porém, que uma ou mais espiras entre em contato com o núcleo que, estando parafusado ao chassi, proporciona um caminho para a massa, isto é, um curto-circuito para a válvula retificadora. A prova é simples: desligar o choque (ambos os fios) e medir a resistência entre as duas extremidades do enrolamento e o núcleo. Qualquer leitura baixa revela o defeito; indicações de resistência "infinita" provam a "inocência" do choque.

Mas o defeito pode também ser procurado na própria retificadora ou mesmo no transformador de fôrça. Na válvula retificadora de aquecimento indireto, um curto-circuito entre catodo e filamento pode causar o fenômeno (em geral, uma das extremidades do filamento está ligada à massa).

A medição da isolamento filamento-catodo, (com a válvula fora do soquete) confirmará ou não essa suspeita.

No caso das válvulas retificadoras de aquecimento direto, onde é usado um enrolamento separado no transformador para a alimentação do filamento pode estar ocorrendo um curto-circuito entre enrolamentos do transformador. A medição da resistência entre enrolamentos, seguindo o processo já descrito, poderá comprovar esta suspeita.

Entretanto, como já dissemos, o valor que encontramos foi de 300k Ω , o que nos obriga a procurar mais adiante. Poder-se-ia recomendar neste ponto, a religação de A-B, a fim de não esquecê-la mais tarde e criar novas dores de cabeça; é melhor, porém, deixar este ponto aberto, a fim de eliminar das mediações futuras, o valor da resistência de fuga dos capacitores eletrolíticos.

Cortamos então, a ligação entre C e D, ligando o instrumento entre D e a terra. O valor encontrado foi ∞ , o que é ótimo, mas o resultado foi novamente a pergunta "... e se ...?"

Vejamos o que pode suceder. No caso de uma baixa resistência o culpado poderia ser o capacitor C_4 (com fuga, ou em curto-circuito) ou então, um curto-circuito placa-catodo ou placa-filamento de V_3 .

A comprovação será feita com ohmímetro, medindo a isolamento das duas peças suspeitas.

Como até agora as etapas testadas estão em ordem, prosseguiremos com o exame. Desligamos o ponto E-F, ligando o instrumento entre F e a massa.

Convém, nesta altura, religar C-D, a fim de não esquecer isto, mais tarde.

Sendo baixa a resistência indicada pelo ohmímetro poderá estar ocorrendo um curto-circuito no transformador de saída T_3 . Este curto-circuito pode se localizar, tanto entre o primário e o núcleo, como entre o primário e o secundário, uma vez que um dos extremos dêste se acha ligado à terra. Outros possíveis causadores do defeito seriam, o capacitor C_3 (em curto-circuito ou com fuga) ou a válvula V_2 (em curto-circuito). O teste de tôdas essas peças será feito através da medição de resistência.

No nosso receptor, porém, quando medimos a resistência entre F e a massa, o valor ∞ indicava que também este estágio se achava perfeito.

Depois de religar EF, interrompemos G-H, ligando o instrumento de G à massa.

O valor indicado foi, outra vez, infinito (∞); caso contrário teríamos procurado um defeito em V_4 (curto-circuito interno) ou no 2.^o transformador de FI (curto-circuito entre enrolamentos ou entre o primário e a caneca).

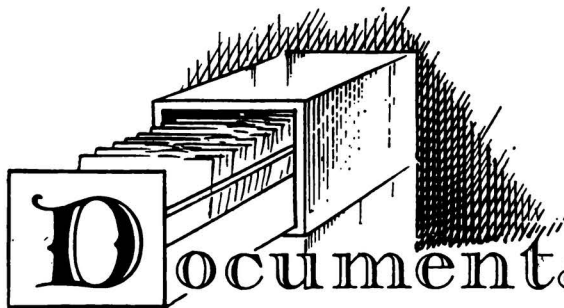
Como passo seguinte, ligamos o ohmímetro entre o ponto H e a terra, encontrando aí o baixo valor de resistência, já medido no início. Ocorreram então as seguintes alternativas: capacitor C_5 , válvula V_5 e o 1.^o transformador de FI. O primeiro estava perfeito; a segunda idem. O transformador de FI também não apresentou anomalias.

Aparentemente, não hávia solução para o "misterio", pois todos os componentes sobre os quais poderia recair a suspeita estavam verificados e inocentes. Restavam, porém, os fios de ligação e o soquete.

Um exame visual um pouco mais detido no soquete da válvula V_5 revelou a existência de contato entre a porca de fixação e o terminal n.^o 4, correspondente à grade de blindagem (ou grade auxiliar). Este contato acidental, provocado pelo desapêto da porca, provocou um fluxo excessivo de corrente pelo resistor R_2 , acarretando o fenômeno constatado na retificadora. Depois de trocar a porca por outra menor, que não pudesse, mesmo solta, entrar em contato com o terminal do soquete, refizemos as ligações ainda abertas e, por medida de precaução, substituímos o resistor R_2 , cujo valor provavelmente havia sofrido alteração pelo sobreaquecimento.

Constatamos então que, agora, a resistência entre X e Y era elevada, como deveria ser. Ligando o aparelho à rede, funcionou normalmente.

Sérgio Américo Bogio



Documentação TÉCNICA

SEMP

MOD. AC 546/C — AC 431/BF

| P I N O | 6 A J B | | 6 B A 6 | | 6 A V 6 | | 6 B Q 5 | | 6 x 4 | |
|------------|---------|-------|---------|--------|----------|-------|---------|-------|-------|-------|
| | DC | AC | DC | AC | DC | AC | DC | AC | DC | AC |
| 1 | 97 v | — | - 2,6 v | 1,5 mv | 0,62 v | 15 mv | — | — | — | 240 v |
| 2 | -1,9 v | 4 u v | - 1,9 v | — | 0 | — | 6,3 v | 1 v | — | — |
| 3 | 0 | — | — | 6,3 v | — | 0 | 0 | — | — | 0 |
| 4 | — | 0 | — | 0 | — | 6,3 v | — | 6,3 v | — | 6,3 |
| 5 | — | 6,3 v | 230 v | — | - 0,48 v | — | — | 0 | — | — |
| 6 | 210 v | — | 98 v | — | - 6,4 v | — | — | — | — | 240 v |
| 7 | -6,7 v | — | 0 | — | 90 v | — | 230 v | — | 240 v | — |
| 8 | 133 v | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 9 | -6,7 v | — | — | — | — | — | 235 v | — | — | — |

Estas medidas devem ser efetuadas com voltímetro eletrônico. As tensões são válidas para uma saída de (500mw)

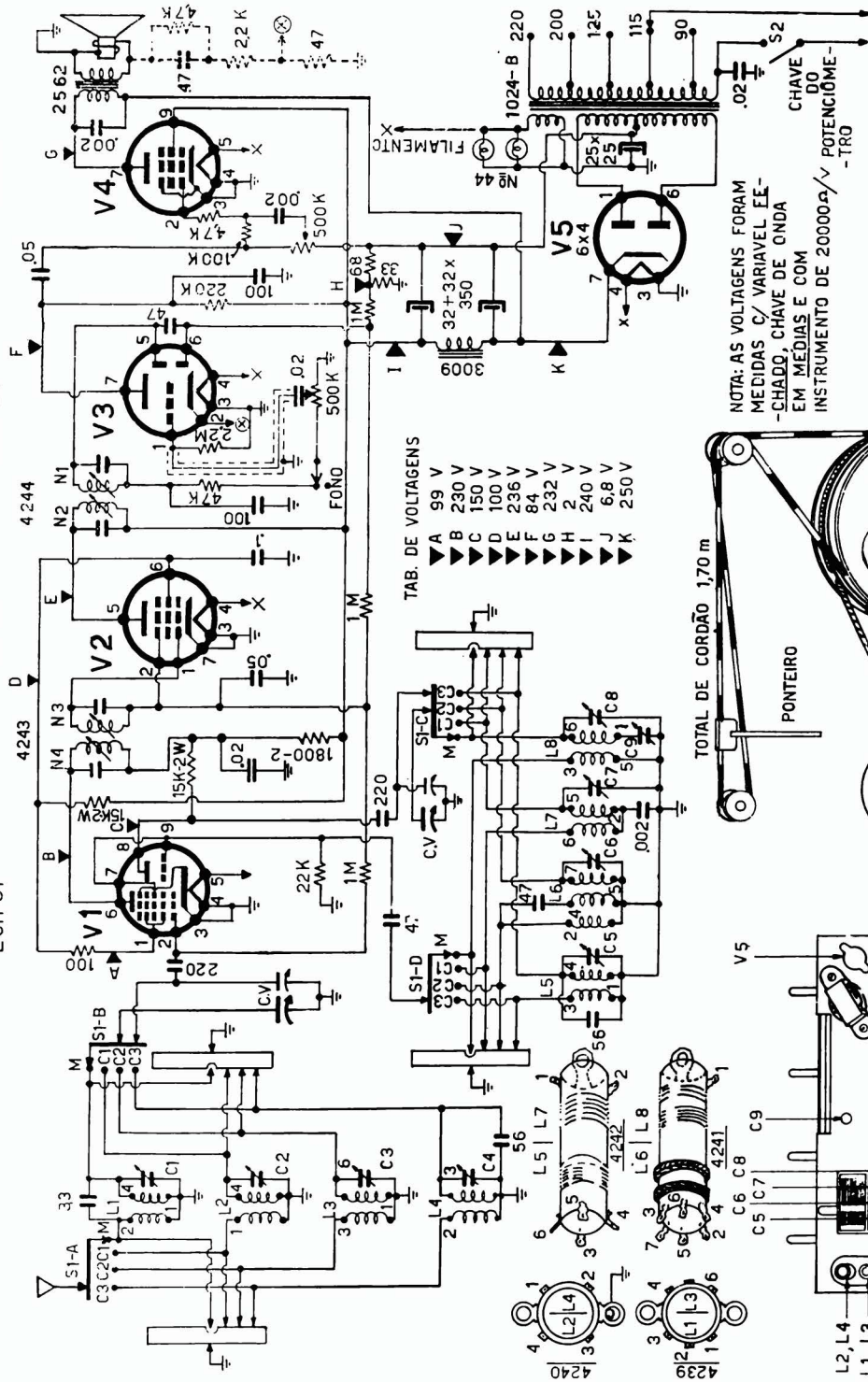
CALIBRAÇÃO

O gerador de R F deve ter boa atenuação, de preferência PHILIPS G M 2883. O nível de referência na saída é de 500 mw ou 1,26 volts.

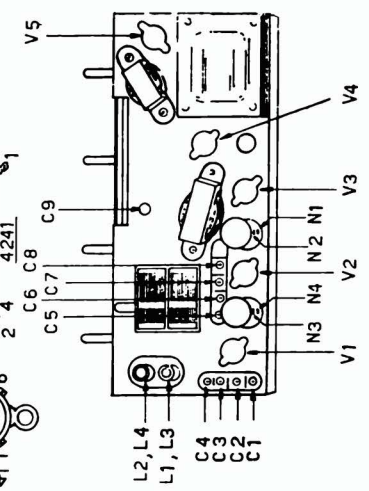
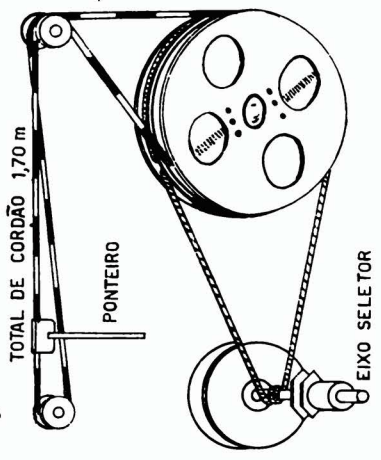
TABELA DE CALIBRAÇÃO

| Operação | Aplicação do Gerador | Antena | Frequência | Posição da chave de ondas | Posição do Ponteiro | Ajustar p/ o máximo | Sensibilidade |
|----------|--|----------|------------|---------------------------|---------------------|---------------------|---------------|
| 1 | Pino - 6 A J 8 | 005 uF | 455 kc | OM | 530 kc | N1 N2 N3 N4 | 4 u v |
| 2 | Antena | 80 pF | 1640 kc | OM | 1650 kc | C 8 | 1 u v |
| 3 | Antena | 80 pF | 1500 kc | OM | 1500 kc | C 1 | 1,4 u v |
| 4 | Antena | 80 pF | 600 kc | OM | 600 Kc | C 9 | 1,4 u v |
| 5 | Antena | 400 ohms | 7,2 Mc | OC 1 | 7,2 Mc | C 7 | 1,8 u v |
| 6 | Antena | 400 ohms | 6,0 MC | OC 1 | 6,0 Mc | C 2 | 1,5 u v |
| 7 | Antena | 400 ohms | 22,5 MC | OC 2 | 22,5 Mc | C 6 | 3,2 u v |
| 8 | Antena | 400 ohms | 18,0 MC | OC 2 | 18,0 Mc | C 3 | 3,5 u v |
| 9 | Antena | 400 ohms | 12,2 MC | OC 3 | 12,2 Mc | C 5 | 3,0 u v |
| 10 | Antena | 400 ohms | 11,8 MC | OC 3 | 11,8 Mc | C 4 | 3,0 u v |
| 11 | Repetir as operações até conseguir o máximo. | | | | | | |

ECH 81 EF 93 EBC 91 EL 84



NOTA: AS VOLTAGENS FORAM MEDIDAS C/ VARIÁVEL EE-CHADO, CHAVE DE ONDA EM MEIAS E COM INSTRUMENTO DE 20000Ω/V POTENCIÔMETRO



SAFCO S.A.

CONDENSADORES ELETROLÍTICOS

PARA CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS
Até 5.000 microfarads 50 Volts

PARA CIRCUITOS DOBRADORES DE TENSÃO

100 — 150 — 200 — Microfarads

PARA FILTRAGEM — ALTA TENSÃO
Até 450 Volts — qualquer capacidade
Solicitem catálogos à

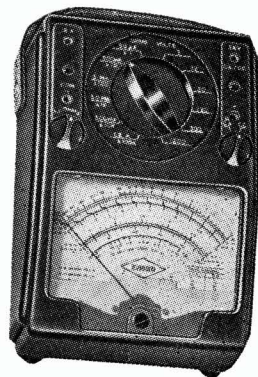
SAFCO S/A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO

RUA CAPITÃO MACEDO, 60
FONES: 70-73-65 ou 71-14-16
CX. POSTAL 12.819 — S. PAULO



Instrumentos

Engro



INSTRUMENTOS DE TESTE

Volt-Ohm — Miliamperímetro

Modelo 462

Alcance das escalas:

- a) AC Volt
7 alcances (de 3 até 3.000V)
- b) DC Volt
idem
- c) Ohms
6 alcances (de 1 K até 100 MΩ)
- d) Microamperes
- e) Miliamperes
0-5-50-500
- f) Amperes
0-1, 2-12
- g) Decibeis
de -10 a + 70

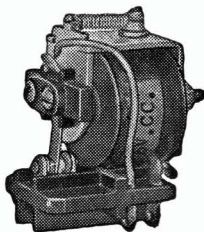
Sensibilidade do voltímetro

- a) AC Volt
20.000 ohms por V
- b) DC Volt
20.000 ohms por V

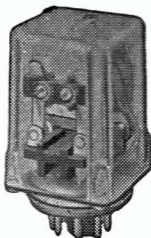
INSTRUMENTOS ELÉTRICOS ENGRO S. A.

Rua das Margaridas, 221
Telefones: 61-8566; 267-0964;
267-1186; 267-2604.
Caixa Postal, 930 — São Paulo

RELÉS



TIPO AB 1
1, 2 e 3 pólos
reversíveis



TIPO OP 2
2 pólos reversíveis
TIPO OP 3
3 pólos reversíveis

Os relés sensíveis da série AB e OP, são de alta qualidade do tipo miniatura. As bobinas são enroladas com fio especial e impregnadas para resistir quaisquer condições climáticas. As aplicações principais são: relés de placa em circuitos com válvulas, com transistores, para comandos eletrônicos em geral, para corrente contínua e alternada.

RELES ESPECIAIS PARA TRANSISTORES
PRODUTOS ELETRONICOS METALTEX LTDA.

METALTEX

R. JOAQUIM FLORIANO, 307 — SÃO PAULO
Tel.: 81-6850

YOKES — FLYBACKS — SELETORES —
 POTENCIÔMETROS — ENROLAMENTOS
 — BOTÕES DE TODOS OS TIPOS PARA
 RÁDIO E TV

RECONDICIONAMOS YOKES
 DE 70° E 90° DE QUALQUER
 MARCA DE TV

TESTAMOS QUALQUER
 TIPO DE VÁLVULA PARA
 RÁDIO E TV

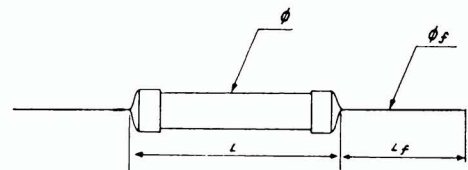
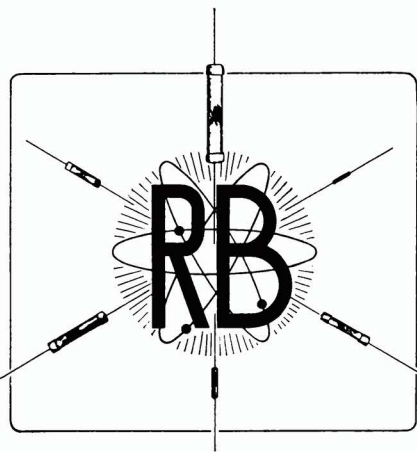
TUDO PARA RÁDIOS
 TRANSISTORIZADOS
 PORTÁTEIS

ELETRÔNICA JUAREZ LTDA.
 RUA AURORA, 506 - FONE: 34-0341
 SÃO PAULO

E

SOMOS ESPECIALIZADOS
 EM PRODUTOS

INVICTUS EMERSON PHILIPS



| Tipo | Resistência | | Potência máxima W | Tensão máxima V | Dimensões mm | | | |
|------|------------------|--------------------|-------------------------|-----------------------|-----------------|--------|----|----------|
| | Min. Ω | Máx. M Ω | | | L | ϕ | LS | ϕ_s |
| TM | 1 | 5 | 0,25 | 500 | 10 | 3 | 30 | 0,7 |
| TN 1 | 3 | 10 | 0,5 | 700 | 17 | 4,5 | 30 | 0,8 |
| TN 2 | 5 | 10 | 1 | 1000 | 26 | 4,5 | 30 | 0,8 |
| TN 3 | 5 | 10 | 2 | 1000 | 31 | 6,2 | 30 | 0,8 |
| TN 4 | 5 | 10 | 3 | 1400 | 46 | 8,3 | 30 | 0,8 |



R. B. Resistências Brasileiras S/A.

Indústria e Comércio de Componentes Eletrônicos

Fábrica e Escritório: Rua Barão do Rio Branco, 279/283 — Tel.: 61-7996
 Santo Amaro

Caixa Postal 3131 — São Paulo — SP — Brasil. End. Telegr.: "ERREBESA"

Semiconductors
Trasistors and Diodes

Microwave Components

- RF Load Resistors
- Circulators
- Filters
- Switches
- Directional Couplers
- Integrated Devices
- Power and VSWR meters

Bendix



agora,
disponíveis
no Brasil
através
de seu
representante
exclusivo

SPENCER LTDA.
ELETRÔNICA E METAIS

Avenida Paulista, 726 - 12.º - And. - Conj. 1.203
Caixa Postal 8991 - End. Teleg. "Eletrometal"

DIPOSITIVOS TÉCNICOS EDUCACIONAIS

Temos à disposição dos interessados **diafilmes** em cores que facilitarão sobremaneira a **explicação** dos fenômenos presentes na **técnica eletrônica**.

Cada diafilme consta de uma série de 36 até 40 "slides" coloridos para serem separados e montados em suportes de metal ou plástico ou colocados em cartolina. O instrutor pode então numerar os quadros e apresentá-los na sequência que julgar conveniente.

Os diafilmes são acompanhados de livretos com explicações minuciosas sobre cada "slide". Folhetos sobre qualquer diafilme poderão ser remetidos mediante solicitação.

Prço de cada diafilme, acompanhado de livreto explicativo, somente NCr\$ 14,50.

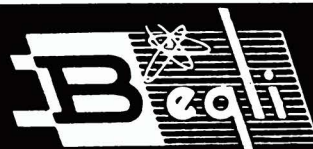
ETEGIL

Rua Santa Ifigênia, 180
Cx. Postal 30869 - S. Paulo
End. Teleg.: "GRAFTRON"

PRODUTOS
DE QUALIDADE

BEGLI

SOQUETES DE ESTEATITA
OUTROS TIPOS: MOL-
DADOS EM BAQUE-
LITE, POLOPÁS
E MELAMINA



IND. E COM. DE APARELHOS ELETRÔNICOS LTDA.
R. FRANCISCO INGLES, 416 - TEL.: 71-7312
(Continuação da Rua Antonio Pinto)
CX. POSTAL, 17031 - ZONA 20 - SÃO PAULO



Completa linha de instrumentos para
Eletrônica, Medicina e Química

Informações e Vendas no Distribuidor
Exclusivo para o Brasil

**HEWLETT-PACKARD DO BRASIL
INDÚSTRIA E COMÉRCIO
LIMITADA**

**São Paulo: Rua Cel. Oscar Pôrto, 691
Fone: 71-1503**

**Rio: Av. Franklin Roosevelt, 84
— Cj. 203
Fone: 32-9733**

Novas Instalações Henrique de Castro & Filho Ltda.

Acessórios para rádio e transmissão
em geral — Receptores e transmisso-
res para radioamadores — Orça-
mentos sem qualquer compromisso.

RÁDIO

TELEVISÃO

TRANSMISSÃO

REEMBOLSO AÉREO

RUA DOS TIMBIRAS, 299/301

São Paulo — Zona 2

ELECTRON REVISTA DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

Uma publicação de alto nível destinada a professores, engenheiros, técnicos de alto gabarito e estudantes universitários, no campo da eletrônica. Proporciona um tratamento completo ao assunto, com seus mais diversos aspectos: tecnologia, aplicações, teoria, ensino, indústria, mercadologia, projetos, pesquisa, relações humanas, etc. A primeira e única publicação do gênero da América Latina.

Alguns artigos publicados recentemente:

Sistema global de comunicações por Satélites — Situação atual e perspectivas futuras.

Sintonizador de FM com transistores de silício.

Amplificadores de FI de vídeo com uma válvula e um transistor.

A técnica de projeto de receptores transistorizados.

Circuitos de CAG e separador de sincronismo com transistores de silício.

Televisão à cores.

O que são os LDRs.

Contrôle de velocidade de pequenos motores por indução por meio de SCR.

Proteção dos transistores do circuito de saída em ponte.

Amplificador de FI e FM com transistores de silício.

E agora? O que faremos com os CIs?

Conversor CC operando na frequência de 20kHz.

Receptor de cabeceira transistorizado alimentado pela rede.

Quatro sugestões para o canal de som de televisores modernos.

O que são os VDRs.

Amplificador de áudio com circuito integrado.

Voltímetro com escolha automática de escala.

Programador de ensino.

Circuitos amplificadores de vídeo com transistores silício-planar.

Rádio-Comunicações marítimas.

Apresentando os amplificadores operacionais.

Solda por feixe de elétrons.

Circuito integrado utilizado como pré-amplificador de microfone e pré-amplificador para gravadores.

Termômetro clínico utilizando resistor NTC.

Amplificador de áudio, 4,5W, sem transformador, para auto-rádio.

EMBRATEL — Sistemas de telecomunicações por micro-ondas e com emprêgo de satélites.

Rádio-receptor portátil, três faixas.

Detetor de FM por contagem de pulsos.

Medição de capacitores eletrolíticos.

Receptor de comando para uma bóia automática.

Amplificador de áudio com circuito integrado.

Circuitos amplificadores de vídeo com transistores de silício-planar.

Princípios de comunicações por satélites.

Preço do número avulso ou atrasado NCr\$ 3,50; Assinaturas: 1 ano (6 números) — registrada NCr\$ 14,50; aérea-registrada NCr\$ 18,50; 2 anos (12 números) — registrada NCr\$ 25,00; aérea-registrada NCr\$ 36,00; 3 anos (18 números) — registrada NCr\$ 33,00; aérea-registrada NCr\$ 46,50.

COLEÇÕES ENCADERNADAS: Volume I (1964): esgotada; Volume II (1965) NCr\$ 23,00; Volume III (1966): NCr\$ 23,00; Volume IV (1967): NCr\$ 23,00.

ETEGIL

**Rua Santa Ifigênia, 180
Cx. Postal 30869 - S. Paulo
End. Telegr.: "GRAFTRON"**

SEMICONDUCTORES

GENERAL  ELECTRIC

Nós não temos tudo que V. venha pedir

oferecemos porém tudo que precisa para modernizar e baratear os seus circuitos de controle e comando.

UJT — transistor unijunção

CUJT — transistor unijunção complementar

SCS — comutador controlável de silício

DIAC — diodo bipolar de disparo

SUS — comutador unilateral

SBS — comutador bilateral

e a mais nova maravilha eletrônica, o...

PUT

transistor unijunção **PROGRAMÁVEL**, qual por meio de duas resistências externas permite variar os parâmetros inalteráveis até ontem, tais como η , R_{BB} , I_P e I_V .

programe e construa os seus circuitos
s o b m e d i d a

Informações e Vendas em

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS

ARTIMAR LTDA.

Lgo. São Bento, 64 - c/ 101
Fone 35-2452 São Paulo-1

DESEJA TER BOM ÊXITO?!?

APLIQUE NOS SEUS PROJETOS

BOBINAS SOLHAR

ALTO PADRÃO DE QUALIDADE

Trimers 3-30 pF e todos os tipos de bobinas e monoblocos de Rádio e Televisão, para Válvulas e Transistores, VFO, UHF e FM — Auto-Rádio com Etapa de Alta, Filtro de Alta-Freqüência para TV etc.

AGUARDEM NOVOS LANÇAMENTOS

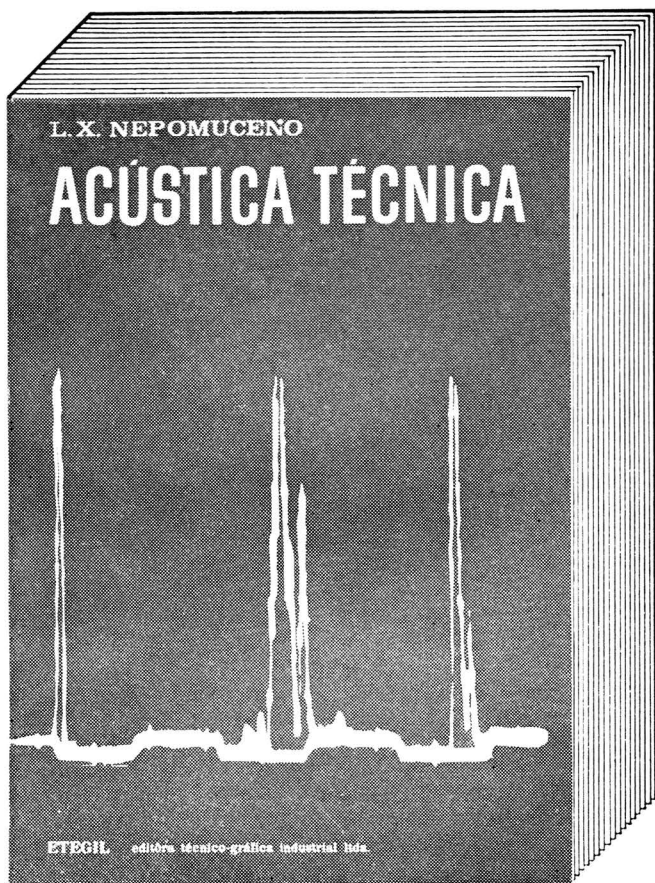
SOLHAR ELETRÔNICA S. A.

RUA TITO N.ºs 978/980 — TELEFONE: 62-9214

CAIXA POSTAL, 1.593

END. TELEGR. "SOLHARTRONIC"

SÃO PAULO, 10



ACÚSTICA TÉCNICA

Lauro Xavier Nepomuceno
592 páginas, 350 ilustrações
Brochura, formato 16 x 23 cm
Capa plastificada

NCr\$ 33,00

Acaba de ser lançada a primeira obra publicada no Brasil sobre Acústica Técnica. Seus onze capítulos tratam de maneira bastante completa os campos de acústica médico-fisiológica, musical e de comunicações, da psicoacústica, propagação do som, vibrações mecânicas e aplicações de potência e da análise dos demais campos da técnica.

A aplicação da Acústica à Arquitetura está adquirindo importância crescente em nosso país. Esta obra é a primeira editada no Brasil que dedica uma parte apreciável de seu conteúdo a este assunto.

Capítulos: Introdução — Grandezas e unidades — Sistemas mecânicos oscilatórios — O ar como massa vibrante — Radiação e propagação do som — Elementos acústicos — Acústica Arquitetônica e de ambientes — Redução do barulho e vibrações — Acústica subjetiva — Transdutores — Acústica de Comunicações.

Remessas para o interior e outros estados mediante pedido acompanhado por cheque pagável em São Paulo, vale postal ou carta com valor declarado. Despacho registrado, embalagem e frete gratuitos.

ETEGIL editôra técnico-gráfica industrial Ltda.
r. sta. ifigênia, 180 - tel. 35-4006 - c. postal 30869 - s. paulo

ECONOMIZE!

ASSINANDO REVISTA ELETRÔNICA V. RECEBE

6 FASCÍCULOS PELO PREÇO DE 5
(assinatura de 1 ano)

12 FASCÍCULOS PELO PREÇO DE 9
(assinatura de 2 anos)

18 FASCÍCULOS PELO PREÇO DE 13
(assinatura de 3 anos)

ENVIE O CUPOM ABAIXO PARA:

ETEGIL — Editora Técnico-Gráfica Industrial Ltda. — C. Postal 30.869 — São Paulo

PEDIDO DE ASSINATURA

- | | |
|--|--|
| <input type="checkbox"/> 1 ano, sob registro NCr\$ 8,50 | <input type="checkbox"/> 1 ano, via aérea reg. NCr\$ 12,00 |
| <input type="checkbox"/> 2 anos, sob registro NCr\$ 15,00 | <input type="checkbox"/> 2 anos, via aérea reg. NCr\$ 22,00 |
| <input type="checkbox"/> 3 anos, sob registro NCr\$ 21,00 | <input type="checkbox"/> 3 anos, via aérea reg. NCr\$ 31,00 |

PEDIDO DE NÚMEROS ATRASADOS

CADA FASCÍCULO NCr\$ 1,70

Preencha os dados abaixo solicitados, observando a relação dos números
esgotados: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12.

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--------|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|
| N.º | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Quant. | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Importância total NCr\$

Nome

Enderêço C. Postal

Cidade Estado

O pagamento foi enviado por meio de:

- Cheque Vale Postal Registro c/ valor declarado, em nome de
ETEGIL — Editora Técnico-Gráfica Industrial Ltda. — São Paulo.

QUAL O
PREÇO *Real*
DE UM
COMPONENTE ELETRÔNICO?

→ **CONFIRA:**

PREÇO DE COMPRA



GASTOS DIVERSOS*



PREÇO REAL

- CUSTO DO PESSOAL EMPREGADO NO PRÉ-TESTE DE COMPONENTES
- CUSTO DOS COMPONENTES REFUGADOS NA LINHA DE MONTAGEM
- CUSTO DAS REJEIÇÕES NA LINHA DE MONTAGEM E TESTE FINAL
- CUSTO DO CONserto DOS APARELHOS REJEITADOS
- CUSTO DA TROCA DE COMPONENTES DE MÁ QUALIDADE DURANTE A GARANTIA
- CUSTO DO PESSOAL ADICIONAL NO DEPTO. DE ASSISTÊNCIA TÉCNICA, DEVIDO A CONSTANTES CHAMADOS

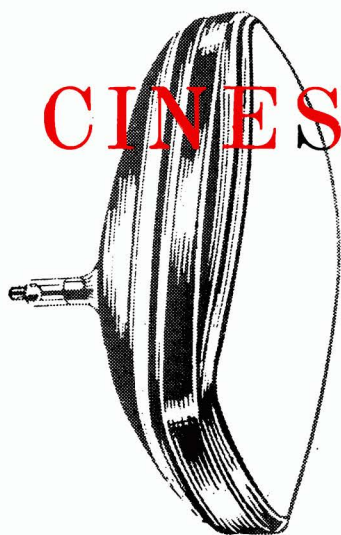
* NOS COMPONENTES DE CATEGORIA, GASTOS DIVERSOS = **ZERO**. PORTANTO, PREÇO DE COMPRA = PREÇO REAL

E LEMBRE-SE:

NENHUMA ECONOMIA NA COMPRA DE COMPONENTES "APARENTEMENTE MAIS BARATOS" PAGA O PREJUÍZO INCALCULÁVEL CAUSADO AO BOM NOME DE SUA MARCA

CONCLUSÃO:

VALE A PENA COMPRAR COMPONENTES DE QUALIDADE



CINESCÓPIOS NOVOS



AGORA TAMBÉM

À BASE DE TROCA

A PREÇOS DE
RECONDICIONADOS
COM 18 MESES
DE GARANTIA

RCA

RECONHECIDAMENTE
A MELHOR QUALIDADE

(Estatísticas provam a menor incidência de reclamações
entre todas as marcas).



EXCLUSIVIDADE PARA O BRASIL:

ASTROMAR RÁDIO PEÇAS LTDA.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 585 — SÃO PAULO — FONE: 34-4205

(Estacionamento grátis para clientes, à Rua General Osório, 172 — esquina da Rua Santa Ifigênia)

REPRESENTANTES

Armando Gonçalves Eletron

R. Dias da Cruz 100F
Rio de Janeiro — Guanabara

Casa Du-Son Levy Ltda.

R. Silva Gomes 11
Rio de Janeiro — Guanabara

Chuna Zimelson

R. Guedes de Brito 6
Salvador — Bahia

Cineral — Com. e Ind. de Rádios Ltda.

R. Ant. de Barros, 341 — Fone 92-6093
São Paulo (Capital)

M. R. Soares Monteiro

Av. Ten. Haraldo Egydio Santos 127
Campinas — São Paulo

Servi-Ariston Ltda.

Rua 4 n.º 1325
Rio Claro — São Paulo

Dino Franceschi

R. Lima e Silva, 701 — térreo — Fone 4-6067
Porto Alegre — Rio Grande do Sul

TV-LAR

Av. Alfredo Nasser 34
Goiania — Goiás

Transplás Ltda. Imp. Ind. e Comercial

Av. Amazonas 885 loja 36
Belo Horizonte — M. Gerais

Jundiáí TV Seguros

R. Bernardino de Campos 306
Jundiáí — São Paulo

Oswaldo de Oliveira Maia & Cia. Ltda.

Rua 4 de Abril 315
Marília — São Paulo

Simão & Santos Ltda.

Av. Afonso Pena 42/46
Triangulo Mineiro
Uberlândia — M. Gerais.

Teletube Ltda.

R. Vieira Cristo, 297 — Cid. Industrial
Belo Horizonte — Minas Gerais