

# eletrônica

NOVEMBRO/DEZEMBRO 1968 - N.º 30

EXEMPLAR DE ASSINANTE VENDA PROIBIDA

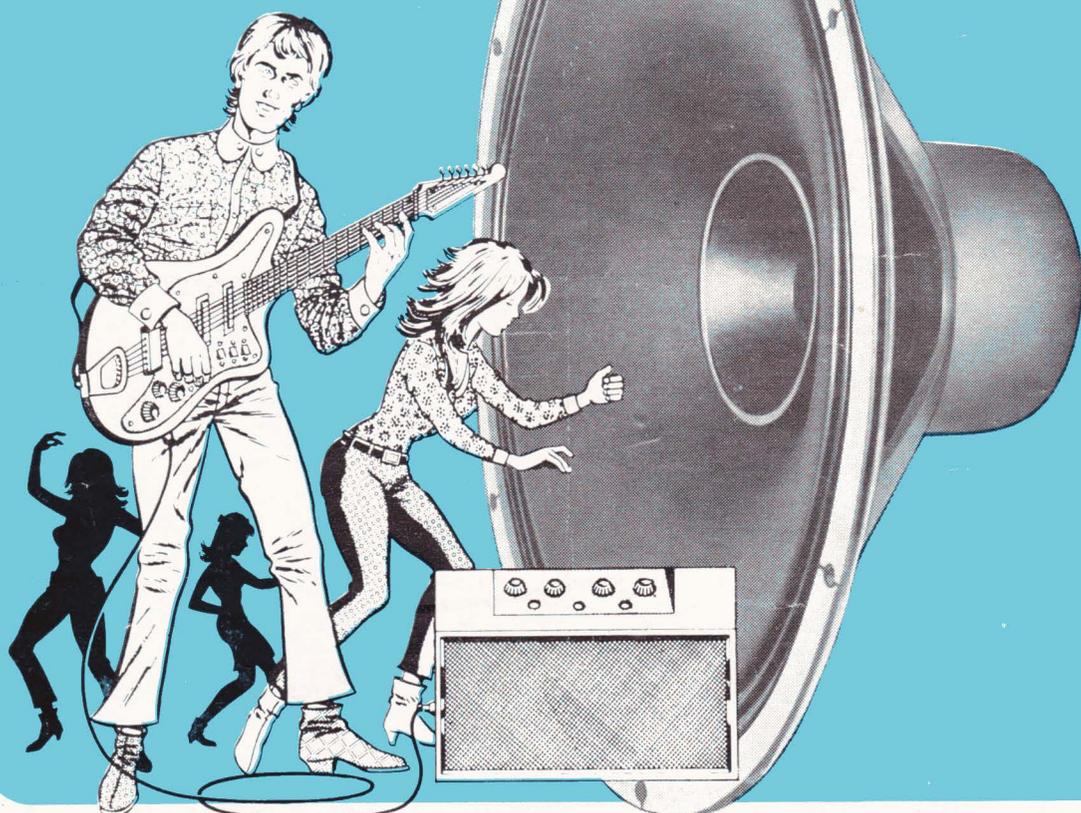


**NESTE NÚMERO**

- PRE AMPLIFICADOR COM SILÍCIO
- FOTÔMETRO ELETRÔNICO TRANSISTORIZADO

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

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 30 - novembro/dezembro 1968

**diretor responsável** Adalberto Mieke  
**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. R. Viserta  
**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\$ 1,70  
N.º atrasado . . . . . NCr\$ 1,70

### ASSINATURA 1 ANO

Registrada . . . . . NCr\$ 8,50  
Aérea Registrada . . . . . NCr\$ 12,00

### ASSINATURA 2 ANOS

Registrada . . . . . NCr\$ 15,00  
Aérea Registrada . . . . . NCr\$ 22,00

### ASSINATURA 3 ANOS

Registrada . . . . . NCr\$ 21,00  
Aérea Registrada . . . . . NCr\$ 31,00

As assinaturas deverão ser enviadas para

ETEGIL — C. P. 30869 — S. Paulo

## ÍNDICE

<b>NOTÍCIAS DO MUNDO</b>	<b>350</b>
<b>AMPLIFICADOR PARA FONE DE CRISTAL</b>	<b>357</b>
<b>LIVROS</b>	<b>359</b>
<b>SEMICONDUCTORES: Ge, Si ou GaAs?</b>	<b>360</b>
<b>O GERADOR DE RF (conclusão)</b>	<b>367</b>
<b>OSCILADORES RC POR DESLOCAMENTO DE FASE</b>	<b>369</b>
<b>SERVIÇOS DE UM LDR</b>	<b>370</b>
<b>PREAMPLIFICANDO COM SILÍCIO</b>	<b>375</b>
<b>A ESTABILIZAÇÃO DE TENSÕES COM SEMICONDUCTORES</b>	<b>379</b>
<b>SEPARAÇÃO DE SINCRONISMO EM RECEPTORES DE TV TRANSISTORIZADOS</b>	<b>383</b>
<b>TIRISTORES EM APARELHOS ELETRODOMÉSTICOS</b>	<b>391</b>
<b>FOTÔMETRO ELETRÔNICO TRANSISTORIZADO</b>	<b>395</b>
<b>OS ATENUADORES</b>	<b>399</b>
<b>OFICINA</b>	<b>402</b>
<b>ÍNDICE GERAL PARA 1968</b>	<b>405</b>

**Tôdas 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.

Moderníssimo equipamento de gravação/reprodução de "video-tape" instalado nos estúdios do Canal 2 — São Paulo, pertencente à Fundação Padre Anchieta e que, a partir do início de 1969 estará realizando suas transmissões da televisão educativa na capital bandeirante.

CAPA

Mantenha seu Philco sempre Philco



**ADQUIRINDO  
PEÇAS E  
ACESSÓRIOS  
PHILCO**

**GENUÍNOS**

**NUNCA FOI  
TÃO FÁCIL!**

Em qualquer parte do Brasil você encontra uma LOJA PHILCO, com peças e acessórios PHILCO genuínos.

- Estoque de todos os modelos
- Preços rigorosamente tabelados pela Fábrica

# RÁDIO - TV - STÉREO

Philco Rádio e Televisão Ltda.  
Dept. de Serviços e Vendas de Peças  
Rua Ururai, 95  
Fones: 295-2086 e 295-2064  
Tatuapé - São Paulo - Capital

Rádio Emegê S.A.  
Av. Rio Branco, 301  
Fone: 220-3811 - Centro - São Paulo  
Capital

Eletrônica Mundial Ltda.  
R. Tte. Coronel Carlos Silva Araújo, 298  
Fone: 61-4324 - Santo Amaro - São Paulo  
Capital

Eletrônica Serphil Ltda.  
Al. Ribeiro da Silva, 580  
Fones: 51-7479 - 51-0443 e 52-5629  
Compos Eliseos - São Paulo - Capital

Eletrônica Espacial  
Rua Siqueira Bueno, 1161  
Fone: 92-9663 - Moóca - São Paulo  
Capital

Ser-Video  
Rua Capitão João Cesário, 135  
Penha - São Paulo - Capital

TV Nova América Ltda.  
Praça Centenário, 125  
Fone: 51-2349 - Casa Verde - São Paulo  
Capital

Eletrônica Ipiranga Ind. e Com. Ltda.  
Rua Costa Aguiar, 1.235  
Fones: 63-5774 e 63-4169 - Ipiranga  
São Paulo - Capital

Eletrônica Souza  
Estrada São Paulo-Rio, 892-B  
São Miguel Paulista - SP

TV Técnica São Caetano Ltda.  
Rua Alagoas, 398  
Fones: 42-2665 e 42-1667  
São Caetano do Sul - SP

Alberto Sonohara  
Av. Francisco Monteiro, 404  
Fone: 46-9403 - Ribeirão Pires - SP

Luiz Sérgio Ferreira & Cia. Ltda.  
Rua Carvalho de Mendonça, 274  
Fones: 2-7648 e 2-7458 - Santos - SP

Milton Correia & Cia. Ltda.  
Rua Armando Sales de Oliveira, 75  
Fone: 6-1484 - Cubatão - SP

Eletrônica Regente  
Rua Regente Feijó, 1.563  
Fone: 2-2119 - Campinas - SP

Edilson Ribeiro da Silva  
Rua Américo Brasiliense, 655  
Fone: 7874 - Ribeirão Preto - SP

Manuel Erosa Solla  
Av. Rodrigues Alves, 8-79  
Fone: 63-96 - Bauru - SP

Loja Philco-Rio  
Av. Mem de Sá, 204  
Fones: 52-4535 e 22-5947 - Lapa  
Rio de Janeiro - GB

Kosfoni Rádio e Televisão Ltda.  
R. Parimá, 151  
Fone: 30-2761 - Parada de Lucas  
Rio de Janeiro - GB

Cosfon Rádio e Televisão Ltda.  
Rua da Passagem, 88  
Fones: 26-9707 e 26-0148 - Botafogo  
Rio de Janeiro - GB

Konsil Instalações Ltda.  
Av. N. Sra. de Copacabana, 1133 - L. 6 e 7  
Fones: 56-6683 e 56-7905 - Copacabana  
Rio de Janeiro - GB

Philtron Serviços Téc. e Eletrônicos S.A.  
R. Visc. da Gávea, 125 - A-2.º e 3.º and  
Fones: 43-2957/58/59 - Centro  
Rio de Janeiro - GB

E. M. R. Gomes de Oliveira  
Rua Aimorés, 633  
Fone: 24-9958 - Funcionários  
Belo Horizonte - MG

José Rodrigues Lima  
Rua dos Tupis, 1.365  
Fone: 37-2541 - Barro Preto  
Belo Horizonte - MG

Oficina Super TV Ltda.  
R. Senhor dos Passos, 223  
R. Benjamin Constant, 1.200  
Fones: 5-2986 - 5-2989 e 2-1960  
Pôrto Alegre - RS

Lenir Cattani A. Pinto  
Rua Augusto Stelfeld, 1.140  
Fones: 4-1098 e 4-0790 - Curitiba - PR

Tedashi Negai  
Rua Souza Neves  
Edif. Centro Comercial, s. 2 e 3  
Fone: 18-38 - Londrina - PR

Tevetécnica e Representações Ltda.  
SETOR C L - Quadra 102 - Bloco A  
n.º 17 - Fone: 2-7393 - Brasília - DF

Messias Cândido da Silva  
Av. Santos Dumont, 51-B.  
Fone: 6-1293 - Goiânia - GO

Danilo Bandeira & Cia.  
Rua Bento Lisboa, 1  
Fone: 3-2570  
Salvador - BA

R. Gomes dos Santos  
Rua Imperial, 745  
Fones: 4-0402 e 4-4750 - Recife - PE

R. Gomes dos Santos (Filial)  
Praça José Martins, 54 - Térreo  
Caruaru - Pernambuco

Sobral & Cia.  
Rua São Cristóvão, 56 e 64  
Fone: 2086 - Aracaju - SE

P/ R. Gomes dos Santos  
Jensen B. Monteiro  
R. Duque de Caxias, 67  
João Pessoa - Paraíba

Edmilson Sindeaux  
Rua 24 de Maio, 654  
Fone: 1-2265 e 1-2870 - Fortaleza - CE

Sertel Ltda. Serv. Tec. de Televisão  
Rua O de Almeida, 298  
Fone: 4618 - Belém - PA

# PHILCO

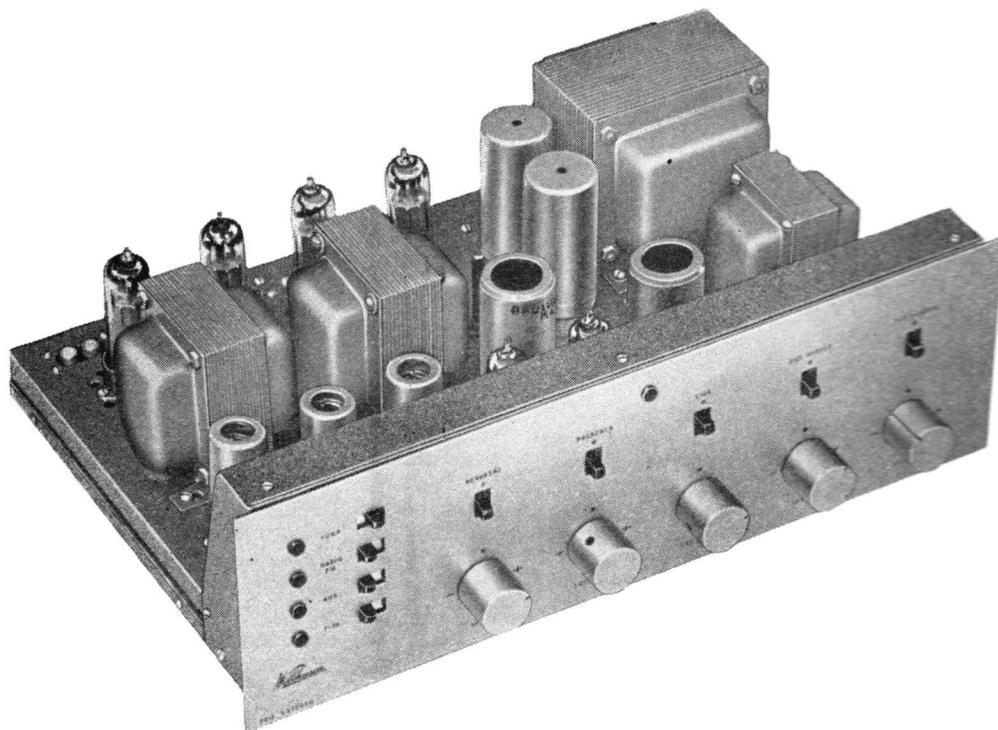
- De Fama Mundial pela Qualidade!

34 anos sabendo o que é melhor para o mercado brasileiro!

# 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, doze e "4-tubes" 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

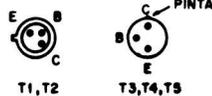
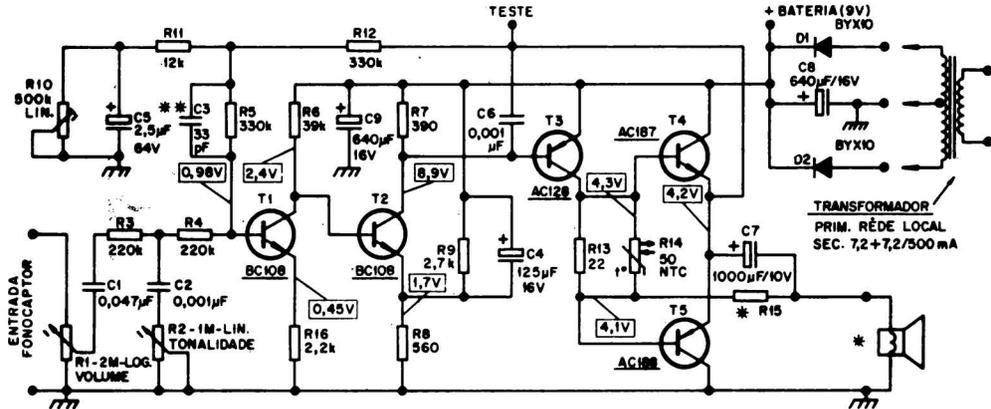
# O que existe de novo em circuitos de áudio?

## PARTE VIII — ELETROLA PORTÁTIL

O esquema básico que deu início a esta série (estágio de saída em "push-pull" complementar simétrico) continua despertando enorme interesse entre os leitores. Atendendo a inúmeras solicitações, resolvemos publicar o diagrama de um amplificador completo, baseado naquela configuração e projetado especialmente para eletrolas portáteis, para alimentação "pilha-réde".

Este amplificador emprega apenas cinco transistores: dois na etapa final (par complementar

AC187/AC188), um no estágio excitador (AC128) e dois preamplificadores (BC108) dispostos em cascata. O acoplamento entre estágios é direto (CC), proporcionando substancial economia de componentes e eliminando desvios de fase. A ausência de desvios de fase permite aplicar a necessária realimentação negativa, sem risco de oscilações. A carga (alto-falante de 8Ω ou de 3,2Ω) é ligada diretamente à saída do estágio de potência, através do capacitor eletrolítico C<sub>7</sub>.



R10: GIRE O CURSOR ATÉ OBTER 4,2V NO PONTO DE TESTE.

\* R15 { 330 OHMS P/ALTO-FALANTE DE 3,2 OHMS (2,5W)  
470 OHMS P/ALTO-FALANTE DE 8 OHMS (1W)

TODOS OS RESISTORES 1/2W

\*\* ELIMINE ÊSTE CAPACITOR QUANDO USAR TOCA-DISCOS DE 9V(CC)

A alimentação pode ser obtida de um conjunto de pilhas (seis pilhas de 1,5V, ligadas em série), ou de uma fonte retificadora ligada à rede elétrica

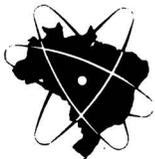
ESPECIFICAÇÕES		
Impedância de carga	3,2Ω	8Ω
Potência (P <sub>max</sub> )	2,5W	1,3W
Consumo (P = P <sub>max</sub> )	450mA	195mA
Consumo sem sinal	25mA	14mA
Distorção (P = P <sub>max</sub> )	8,2%	9,6%
Potência normal (P <sub>nor</sub> )	2W	1W
Distorção (P = P <sub>nor</sub> )	1,2%	0,6%
Sensibilidade	190mV	170mV
Impedância de entrada	500KΩ	500KΩ
Faixa de passagem	40Hz a 16kHz	

domiciliar. A fonte deverá fornecer 9V a 500mA. A impedância de carga (alto-falante) deverá ser

escolhida de acordo com a alimentação: no caso de alimentação através de pilhas, o uso de alto-falante de 8Ω limitará o consumo, oferecendo o melhor compromisso entre volume sonoro e duração das pilhas. A potência máxima de saída será de 1,3W. Para alimentação através da rede, o emprego de alto-falante de 3,2Ω permitirá obter potência mais elevada: 2,5W. Quanto às demais características, consulte a tabela.

Para os que desejarem maiores detalhes, temos uma notícia realmente auspiciosa: já se encontra no comércio o conjunto de componentes M-1, que contém todos os materiais necessários à montagem deste amplificador. A fiação já vem pronta: circuito impresso. Basta seguir as instruções contidas no manual que acompanha o conjunto. Terminada a montagem, ligue uma cápsula fonocaptora (cerâmica ou de cristal) aos terminais de entrada, um alto-falante aos de saída e o aparelho estará pronto para funcionar.

Falta apenas um detalhe: para obter o melhor desempenho, utilize o toca-discos Franklin TD-2001, que é equipado com motor de 9V. Este toca-discos lhe oferece, ainda, a possibilidade de construir uma eletrola ESTEREOFÔNICA portátil, mediante o emprego de dois amplificadores M-1.



**IBRAPE Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S. A.**

CONSULTORIA TÉCNICO-COMERCIAL - Cx. Postal 7.383 - S. Paulo - SP.

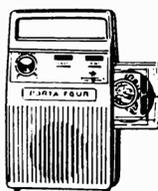
**Inelca** e MUNTZ associadas,  
orgulhosamente apresentam o mais moderno  
toca-fitas, AGORA produzido no Brasil!



**IM-60**

Estereofônico, 4 e 8 pistas, 12 Volts • Automático, universal, compacto, simples e econômico. luxuoso • 12 Watt de potência acústica (6x2) • Sonoridade perfeita! • Totalmente transistorizado (12 transistores alta eficiência) • Controles: Volume, Tonalidade, Balanço, Seletor cartuchos 4/8 pistas, Cambiador manual de pista • Mudança automática eletrônica de pista • O mais completo e de maior categoria!

**...E MAIS OUTROS MODELOS DA FAMÍLIA MUNTZ-INELCA:**



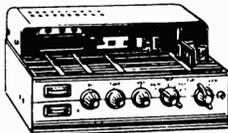
**PF-30**  
Portátil,  
com pilhas  
ou bateria  
do carro.  
Seu  
companheiro  
para todas  
as ocasiões.



**X-12**  
4 e 8 pistas - Automático-Luxo.



**X-30**  
4 pistas-Ultra compacto  
Econômico.



**X-AR-500**  
Gravador/reprodutor  
estereofônico  
Semi-profissional.



**X-45**  
4 pistas-Possante - Semiautomático.



**X-HW-12**  
Residencial 4/8 pistas.



**MUNTZ Inelca**

INELCA S.A. - Indústrias Eletrônicas - Rua Vieira de Morais, 1890  
Fones: 61-8328 e 61-2150 - Caixa Postal 18.250 - São 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

# AMPLIFICADORES

A VÁLVULAS...

OU TRANSISTORIZADOS

ESTEREOFÔNICOS...

OU MONAURAI

ALTA-FIDELIDADE...

OU CONVENCIONAIS

EXIJA QUE SEJA

**Delta**



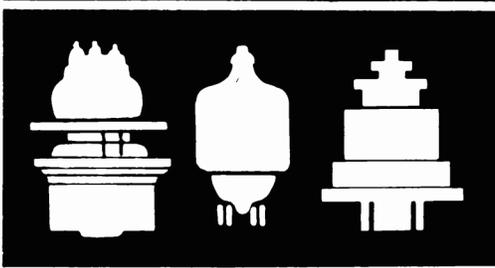
A MAIOR E MAIS VARIADA LINHA DE AMPLIFICADORES DE SOM ATÉ 1.500 WATTS E TODOS OS SEUS COMPLEMENTOS SÃO FABRICADOS HÁ 25 ANOS PELA DELTA, FORNECEDORA DA MARINHA DE GUERRA BRASILEIRA.

À VENDA SÓ NAS MELHORES CASAS DO RAMO EM TODO O BRASIL.

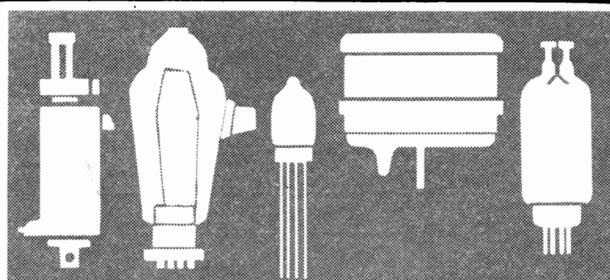
NÃO ENCONTRANDO EM SEU FORNECEDOR HABITUAL ESCREVA PARA

CAIXA POSTAL 2520 — SÃO PAULO

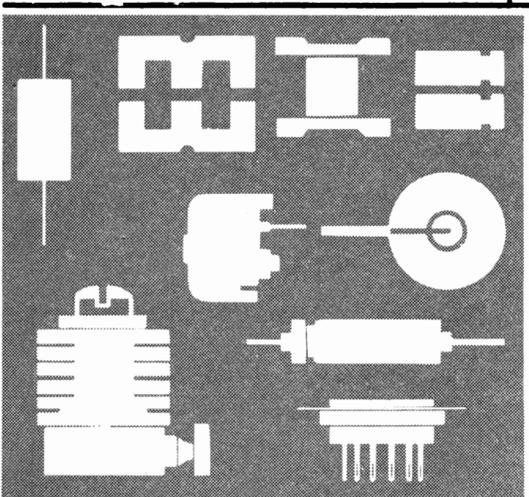
**DELTA S/A. Ind. e Com. de Aparelhos Eletrônicos**



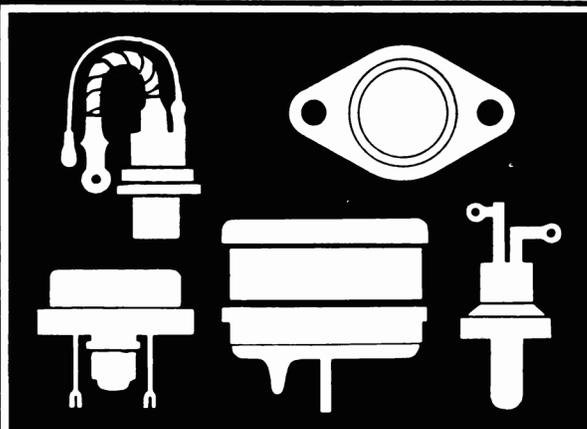
Válvulas de potência  
Válvulas de transmissão  
Válvulas para UHF



Válvulas retificadoras  
Tubos Geiger-Müller  
Válvulas de cátodo frio  
Ignitrons-Tiratrões  
Válvulas contadoras



Resistores não lineares  
Núcleos de ferrite  
Componentes de precisão



Diodos retificadores  
SCRs (diodos controláveis de silício)  
Transistores de potência

## COMPONENTES ELETRÔNICOS MARCA **PHILIPS** para equipamento profissional

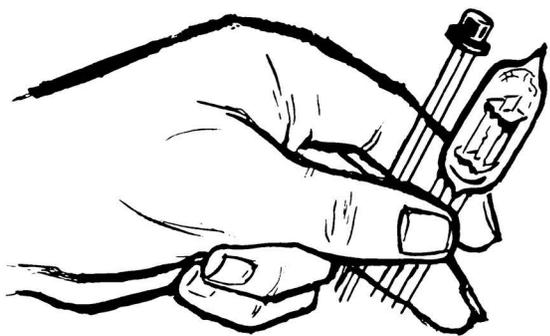
em nossos estoques, para pronto fornecimento. V. encontrará sempre estes e quaisquer outros produtos da extensa linha IBRAPE para fins industriais e profissionais

### FORNECEDORA ELETRÔNICA FORNEL LTDA.

Rua Santa Ifigênia, 304 - Telefone: 34-7462 - São Paulo - SP

### CENTRO ELETRÔNICO - Com. de Materiais Eletrônicos Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 424 - Telefone: 36-3102 - São Paulo - SP



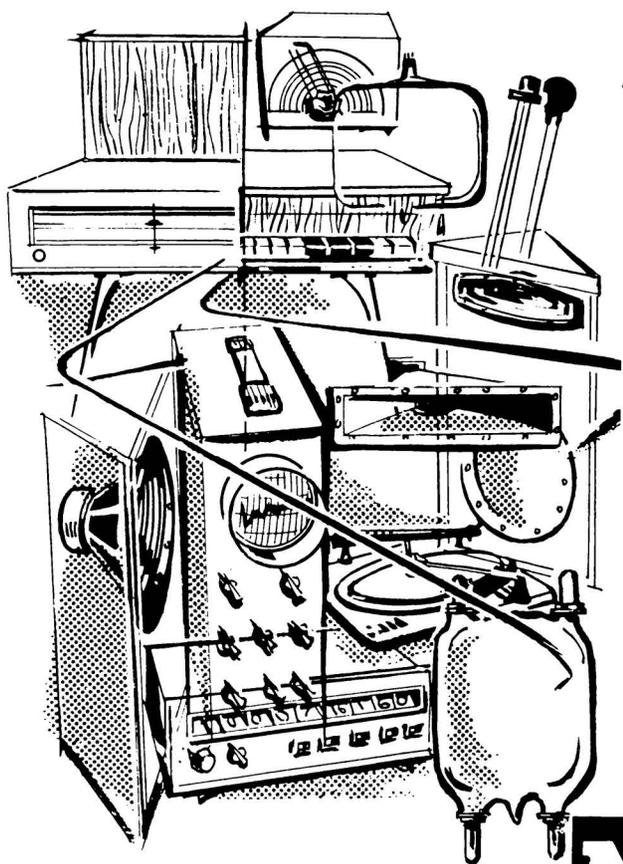
quando disserem:

**"não existe na praça..!"**

certamente você  
encontrará nas

*lojas*

**NOCAR**



De simples componentes para  
amplificador transistorizado - aos  
mais sofisticados equipamentos  
de sistemas de transdutores-áu-  
dio, Hi-Fi ou stéreo e linha  
completa de válvulas para rádio,  
TV, transmissão, fins industriais,  
laboratórios profissionais, indus-  
triais e de universidades - bem  
assim uma completa linha de  
instrumental para medições, fer-  
ramentas, peças, caixas, etc.,

you  
encontrará  
nas

*lojas*

**NOCAR**

RUA DA QUITANDA, 48 • RIO DE JANEIRO • GB

Em rádios e televisores - o Transistor dos Satélites!

# TRANSISTORES de SILÍCIO PRODUZIDOS PELAS TÉCNICAS PLANAR E EPITAXIAL PLANAR PHILCO



PA 114 B-48

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 EMEGÉ S/A - Av. Rio Branco, 301 - ELECTRO-RÁDIO LTDA. - Rua do Seminário, 199 - 1.ª subloja  
Rio de Janeiro: PHILCO - Rádio e Televisão Ltda. - Avenida Niem de Sá, 204

# 15 ANOS

1954-1969

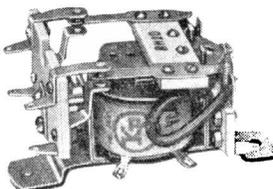
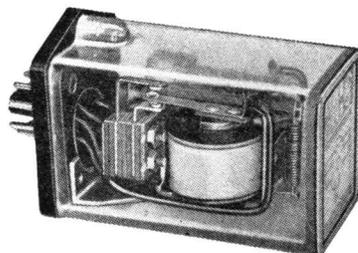
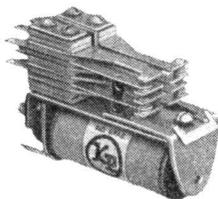
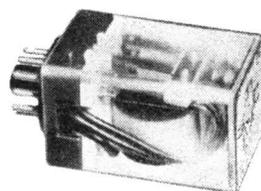
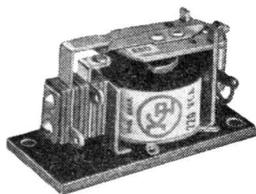
## RELÉS KAP

DE TODOS OS TIPOS  
PARA TODOS OS FINS



**APARELHAGENS ELETRO  
MECÂNICAS "KAP" LTDA.**

RUA MADRE DE DEUS, 546  
FONE 93-9332 - C. P. 4395  
SÃO PAULO - BRASIL



# Acompanhe a Maioria, Comprando no Grupo Industrial TRANCHAM LTDA.

UMA ORGANIZAÇÃO PARA BEM SERVI-LO

Revendedores de toda linha de produtos Philips.

Distribuidores das famosas bobinas Induco.



**A MAIS COMPLETA LOJA DE MATERIAL ELETRÔNICO DO BRASIL**

Rádios, amplificadores, toca-discos, vitrolas comuns e de alta-fidelidade, som estereofônico, televisores, instrumentos para laboratórios, reguladores de voltagens, etc.

**CONHEÇA O MAIS PERFEITO SERVIÇO DE REEMBOLSO POSTAL AÉREO DO BRASIL.**

SOLICITEM AINDA HOJE NOSSA LISTA DE PREÇOS



MATRIZ: R. Santa Ifigênia, 459 - Fone: 36-3645 - Caixa Postal, 30.526

FILIAL N.º 1: R. Santa Ifigênia, 519 - Fone: 34-2517

FILIAL N.º 2: R. Santa Ifigênia, 507/511 - Fone: 34-1690

ESCRITÓRIO: R. Santa Ifigênia, 511 - Fone: 34-1690

INDÚSTRIA: R. Santa Ifigênia, 556 - Fone: 220-2785 - S. Paulo - Capital

**TELEQUIPMENT**



SUBSIDIÁRIA INGLÊSA DA

**Tektronix, Inc.**

# OSCIOSCÓPIO TELEQUIPMENT

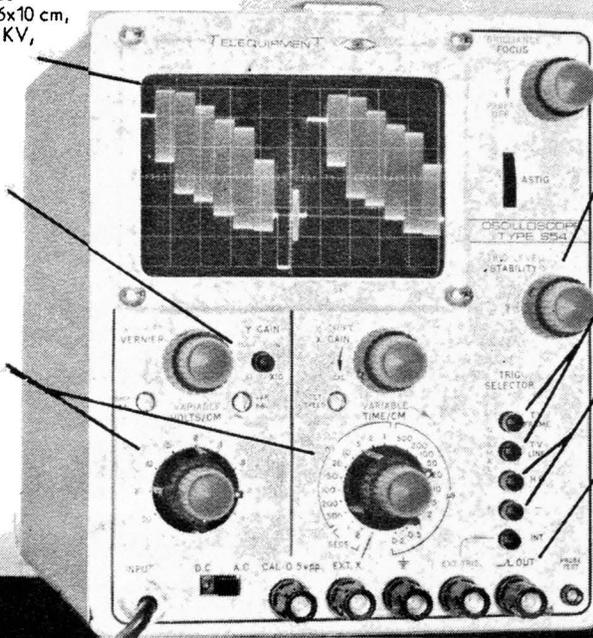
**MODÉLO S54  
TRANSISTORIZADO**

Tubo de raios catódicos retangular com tela de 6x10 cm, Graticula iluminada, 4 KV, Fósforo P31.

Ganho x 10 aumenta o fator de deflexão para 10mV / cm

Seletores por passos na sequência 1-2-5, e controles variáveis, entre passos.

Seletor de voltagem de linha, no painel traseiro, para tensões entre 100-250 Volts.



Portátil, pesando apenas 8 quilos, com as dimensões de 22,5 cm x 17,5 cm x 40 cm.

Gatilhamento efetivo com Operação Automática ou com Controle de Nivel.

Seletor de linha ou quadro de TV para fácil gatilhamento com formas de onda de televisão.

Seleção de polaridade e fonte de gatilho.

Conectores no painel frontal proporcionam: Calibrador de amplitude, Teste de Ponta de Prova, Entradas para Horizontal e Gatilhos Externos e Saida de Varredura.

## OSCIOSCÓPIO DE ESTADO SÓLIDO

DC a 10 MHz

Tempo de subida 35 nanosegundos

**OPERAÇÃO GATILHADA**

Projetado para indústria, laboratórios, pesquisas e ensino, este osciloscópio de baixo custo oferece a garantia da TEKTRONIX, INC.

Perfeita assistência técnica para todo o Brasil a cargo da

**IMPORTAÇÃO, INDÚSTRIA E COMÉRCIO  
AMBRIEX S/A**

**FILIAL S. PAULO**

Avenida Pacaembú, 811  
51-0912  
Fones: 52-0655

**MATRIZ RIO**

Av. Graça Aranha, 266 - 6.º  
42-7291  
Fones: 42-7990

**FILIAL P. ALEGRE**

Rua Cel. Vicente, 421  
s/ 403 - Fone: 7696

Consulte-nos sem compromisso sobre este ou outros Osciloscópios de baixo custo e excelente performance, fabricados pela TELEQUIPMENT, subsidiária inglesa da TEKTRONIX, INC.



### INGLATERRA EXPÕE EM SÃO PAULO

As duas indústrias de mais rápido crescimento são a eletrônica e a química. Há uma interligação de tecnologias e elas tiveram que ser desenvolvidas devido à exigência do mercado consumidor. A principal dificuldade em toda a história de expansão é discernir qual a indústria que tem mais influência sobre a outra, porém é certo que nenhuma indústria poderia se desenvolver sem o suporte da indústria de instrumentos.

A indústria de instrumentos pode ser dividida, a grosso modo, na parte que serve à pesquisa e desenvolvimento, na parte que serve às indústrias de manufatura e processo contínuo, e uma menor, porém crescente, relativa à instrumentação médica. Evidentemente, essas divisões não são perfeitamente definíveis porque os instrumentos usados num setor podem ser usados num outro.

Uma parte da indústria inglesa de instrumentos estará expondo seu equipamento de todas essas categorias na "British Industrial Exhibition" em Paulo, de 5 a 16 de março próximo,

Uma companhia a qual já vendeu alguns osciloscópios no Brasil vai exibir com a intenção de explorar o mercado e tentar apreciar a reação aos seus instrumentos. Muitos técnicos e engenheiros ficarão entretidos por uma das demonstrações em que um osciloscópio opera sob a água. É uma demonstração de eficiência do projeto contra condições adversas de ambiente. Um cardiograma estará continuamente em exibição e pode-se apreciar medidas de pressão do sangue, temperatura e taxa de respiração.

Dezessete classes de aparelhos científicos de laboratório, incluindo centrífugas, sistemas coletores de fração, diluidores e evaporadores serão apresentados junto a unidades industriais de eletrólise. Serão demonstradas análises eletro-gravimétricas e cromatográficas. Uma outra indústria de um grupo de companhias especializadas em medida de resistência e testes de isolamento exporá os seus instrumentos destinados à manutenção elétrica e etc.

Outra técnica sofisticada que é hoje bem estabelecida é a espectrofotometria por absorção atômica

que encontra aplicação em quase todo o campo de análise, onde a determinação quantitativa de elementos se faz necessária. Essa técnica freqüentemente permite medida precisa de concentrações abaixo de poucas partes por bilhão. Enfim, há uma longa série de instrumentos para aplicações as mais diversas.

A exibição desse instrumental está sendo organizada pela Associação dos Fabricantes de Instrumentos Científicos, a qual representa, aproximadamente, duzentas companhias na Inglaterra. Os homens de instrumentos estão na fronteira de qualquer tecnologia e estão constantemente sendo requisitados sobre instrumentos para medir e controlar limites cada vez menores. Um critério seguro para avaliar a prosperidade de um país é examinar a quantia que ele gasta em instrumentação; esta é a pedra angular do desenvolvimento e progresso industriais.

### AEG-TELEFUNKEN NO PROJETO INTELSAT IV

A Comsat Corporation encomendou a um consórcio internacional de firmas, liderado pela Hughes Aircraft Co, o projeto e fabricação dos novos satélites de comunicações Intelsat IV, no valor de US\$ 72 milhões. O consórcio é formado por doze firmas, entre elas a AEG-Telefunken da Alemanha. Os quatro novos satélites terão capacidade para 12 canais de televisão a cores (com igual número de canais de reserva) simultâneos, ou 6.000 canais telefônicos ou qualquer combinação de ambos. Os satélites terão altura de quase 5,50 m e diâmetro de 2,5 m e terão capacidade 25 vezes maior que a dos atuais.

O projeto prevê o uso de antenas direcionais no satélite, sendo que a direção do feixe de cada uma das antenas pode ser alterada mediante comando terrestre. Assim, consegue-se potências efetivamente irradiadas de 3 kW, diminuindo as exigências impostas às estações terrenas, o que por sua vez vem baratear as retransmissões através dos satélites. Os primeiros dois satélites Intelsat IV serão construídos pela Hughes Aircraft e os outros dois pela British Aircraft Corporation (Inglaterra). O primeiro destes novos satélites, que pesarão mais de uma tonelada, deve ser colocado em órbita síncrona em 1971 por intermédio de um foguete Titan III B/Agema. A AEG-Telefunken alemã está incumbida de fornecer o sistema completo de telecomunicações para um, bem como as 100.000 células solares para dois satélites. É a primeira vez que uma firma européia foi escolhida para a fabricação de sistema desta natureza, o que sem dúvida é de grande importância para a técnica espacial européia.

(Cont. na pág. 378)

## LISTA PARCIAL

N.º R-30



<b>TV a Côres no Brasil</b> — 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) 144 pgs.	16,00
<b>Esquemas Inictivos</b> — 2.ª edição — (Rádios, Receptores AM-FM, Rádios para Automóveis, Rádios Transistorizados, Amplificadores HI-FI, Televisores, Seletor de canais)	11,00
<b>Elementos de Análise de Sistemas Lineares</b> — L. A. Boffi e A. M. Coutinho — 264 pgs. — 240 ilustrações	8,50
<b>Aplicações da Teoria do Tráfego Telefônico</b> — Z. Fuzesi — 308 pgs.	21,00
<b>Acústica Técnica</b> — L. X. Nepomuceno — 1968 — 590 pgs. — 335 ilustrações	33,00
<b>Corrente Contínua e Magnetismo</b> — E. J. Black — 128 pgs.	4,50

RÁDIO — ELETRÔNICA — ELETRICIDADE — RÁDIO

<b>Calculo y Ejecucion de Bobinados de Máquinas Electricas</b> — 2 vols. — Esp.	14,00
<b>Elementos de Eletrotécnica</b> — Christie — Globo	35,00
<b>Circuitos Práticos de Audio HI-FI estéreo</b> — Vasconcelos e Aguiar — Antena	10,00
<b>Porteros Eléctricos</b> — Telefonos Internos — Intercomunicadores al alcance de Todos — Sorin	39,00
<b>Dicionário de Rádio, TV e Eletrônica</b> — Marcus — Globo	30,00
<b>Alta Fidelidad y Estereofonia al alcance de Todos</b> — Sorin — Esp.	39,00
<b>Formulas y Calculos para Electronica y Rádio</b> — Pannett — Esp.	12,50
<b>Transformadores</b> — Vilanova — Marcombo — Esp.	16,50
<b>Telefonia en Alta Frecuencia</b> — David Talley — Marcombo — Esp.	24,00
<b>Eletrônica Básica</b> — Elaborado para a Marinha dos EE.UU. e Recomendado pelo SENAI — 6 vols. — Cada	7,00
<b>Eletricidade Básica</b> — Elaborado para a Marinha dos EE.UU. e Recomendado pelo SENAI — 5 vols. — Cada	7,00
<b>159 Esquemas de Devanados y Conexiones de Estatores Monofásicos y Trifásico</b> — Querciola — Esp.	18,00
<b>Reparación de Aparatos Electronicos</b> — Manual Autodidático Programado — Philco Staff — Esp.	29,50
<b>The Rádio Amateur Handbook em Espanhol</b> — edição 1968	38,50
<b>Circuitos Electronicos Industriales</b> — Kretzmenn — Bib. Tec. Philips — Esp.	22,50
<b>Tecnologia de los Circuitos Impresos</b> — Oemichen — Esp.	23,00
<b>Celulas Fotoeléctricas, Sus Aplicaciones Teóricas y Practicas</b> — Carter y Donker — Esp.	17,50
<b>Teledirección y Telemedida por Rádio, Aplicado a los Aparatos Especiales</b> — Marcus — Esp.	22,50
<b>Practica de la Alta Fidelidad</b> — J. Riehtmuller — Esp.	22,50
<b>Curso Eletrotécnica</b> — Chester Daws — vols. I e II — Cada	28,00
<b>Dispositivos e Circuitos de Eletrônica Aplicada</b> — Pierre J. Ehrlich	22,00
<b>Fundamentos de Radiotécnica</b> — Sheingold — Globo	24,00

<b>Television Fundamental</b> — P. Duru — Bib. Tec. Philips — Esp.	12,00
<b>Averias TV — Sintomas, Diagnosticos y Solución de 270 casos</b> — Sorokie — Esp	22,00
<b>Fundamentos de UHF (Frecuencias Ultraelevadas)</b> A. Lytel — Esp.	24,00
<b>Reparación y Ajuste de Televisores por la Interpretación de las Imagenes en la Pantalla</b> — Klinger — Esp.	10,00
<b>Reparación de TV em Tablas</b> — J. Garriga — Esp.	22,00
<b>Tudo sobre Antenas de TV</b> — Gualter Gill — 2.ª edição	7,00
<b>Guia do Reparador G-E de Televisão</b> — Antenna	10,00
<b>Diodos y Transistores</b> — G. Fontaine — B. Tec. Philips — Esp.	37,50
<b>Reparación de Radiorreceptores con Transistores</b> — Rognon — Duru — Esp.	18,00
<b>Transistores, Características y Equivalencias</b> — 1968 — Cedel — Esp.	13,00
<b>Construcción Facil de Objetos Teledirigidos com Transistores</b> — Zamora — Esp.	15,00
<b>100 Esquemas de Audioamplificadores Transistorizados</b> — Huguet — Esp.	22,00
<b>Transceptores a Transistores</b> — Huguet — Esp.	22,00
<b>Los Transistores em Audiofrecuencia</b> — G. Fontaine — Bib. Tec. Philips — Esp.	36,00
<b>ABC dos Transistores</b> — Georgemann — 2.ª edição	6,00
<b>Modelos de Transistores y Diodos</b> — J. B. Linvill — Paraninfo — Esp.	18,00
<b>El Transistor de Efecto de Campo y sus Aplicaciones</b> — G. Gosling — Esp.	16,00
<b>Técnicas Avanzadas de TV-Reparación</b> — Julio Rueda — Esp.	82,00
<b>El Osciloscópio en Rádio, TV e Industria</b> — Ing. F. Singer — Esp.	24,00
<b>Ingenieria de Antenas</b> — Ing. Edmund A. Laport — Esp.	37,00
<b>El Osciloscópio, Construcción Facil y Empleo</b> — Zamora y Tobeñas — Esp.	16,00
<b>Guia Mundial de Substituição de Transistores</b> — H. Sams — 2.ª edição	6,00
<b>Televisão Básica</b> — Schure — 4 vols. — Cada	7,00
<b>O Transistor e Você (Circuitos experimentais do Uso dos Transistores)</b> — Monitor	7,20

TELEVISÃO — TRANSISTORES — TELEVISÃO

### REMESSAS PARA O INTERIOR E OUTROS ESTADOS:

Sem qualquer despesa, enviaremos pedido acompanhado de cheque pagável em S. Paulo, Vale Postal ou carta com valor declarado.

### REEMBÓLSO POSTAL

Enviaremos pelo Reembólso Postal, somente pedidos superiores à NCR\$ 10,00, com despesas de porte por conta do comprador.

**ETEGIL**

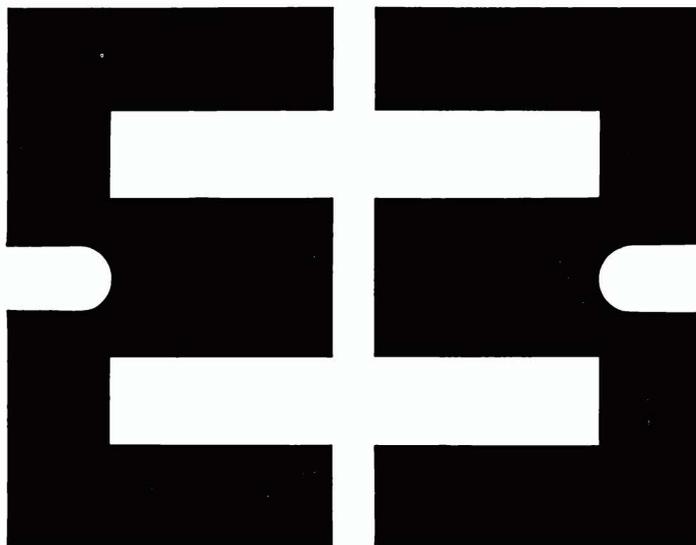
editôra técnico-gráfica industrial Ltda.

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

# componentes e materiais



IBRAPE



produtos profissionais  
para equipamento  
profissional e  
aplicações industriais



## ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFSSIONAIS

### SÃO PAULO

**Com. Válvulas Valvolândia Ltda.**  
Rua Santa Ifigênia, 299 - Tel.: 34-0004

**Electro Rádio Ltda.**  
Rua Seminário, 199 - 1.ª s/loja - conj. 2/3  
Tels.: 35-6294 - 32-5913

**Electron News - Rádio e TV Ltda.**  
Rua Santa Ifigênia, 349 - Tel.: 35-1967

**Casa Sotto Mayor S.A.**  
Rua Líbero Badaró, 645 - Tel.: 36-3166  
Rua Santa Ifigênia, 502 e 645  
Tel.: 34-8895

**Casa Rádio Teletron Ltda.**  
Rua Santa Ifigênia, 569 - Tel.: 37-8306

**Fornecedora Eletrônica Fornel Ltda.**  
Rua Santa Ifigênia, 304 - Tel.: 34-7462

**Centro Eletrônico Comércio de  
Materiais Eletrônicos Ltda.**  
Rua Santa Ifigênia, 424 - Tel.: 36-3102

**Rádio Emegê S.A.**  
Av. Rio Branco, 301  
Tels.: 34-6888 - 36-2239  
Rua Santa Ifigênia, 218 - Tel.: 32-8666

**RIO DE JANEIRO**  
**Eletrônica Principal Ltda.**  
Rua República do Líbano, 43  
Tel.: 42-8346

**Lojas Nocar S.A. - Rádio Eletricidade**  
Rua da Quitanda, 48  
Tels.: 42-1510 - 42-1733

**Magna-Ton Rádio Ltda.**  
Av. Marechal Floriano, 41 - Tel.: 43-2682  
**Rei das Válvulas Eletrônicas Ltda.**  
Av. Marechal Floriano, 22 - Tel.: 23-4104  
Rua da Constituição, 59 - Tel.: 42-9787

**PÓRTO ALEGRE**  
**Iman Importadora  
Maurício Faermann & Cia. Ltda.**  
Av. Alberto Bins, 557 - Tel.: 4-7082  
**Comercial Rádio-Arte Ltda.**  
Av. Alberto Bins, 615 - Tel.: 4-2677

**BELO HORIZONTE**  
**Moritz Rádio Eletrônica Ltda.**  
Rua Curitiba, 726/730 - Tel.: 2-9302

**RECIFE**  
**"ORGANTEC"**  
**Org. Distribuidora e de Represent. Ltda.**  
Rua Vigário Tenório, 105  
1.ª and. - conj. 102 - Tels.: 4-2229 - 4-3969

**SALVADOR**  
**BETEL - Bahia Eletrônica e Elétrica Ltda.**  
Rua Saldanha da Gama, 17 - Tel.: 3-6418  
**Eletrônica Nacional - Chuna Zimelson**  
Rua Guedes de Brito, 6 - Tel.: 3-2322

**CURITIBA**  
**Elétrica Argos Ltda.**  
Rua Mal. Floriano Peixoto, 510 - Tel.: 4-6417

**FORTALEZA**  
**A Radial - J. Araujo & Irmãos**  
Rua Pedro Perera, 519 - Tel.: 1-9549

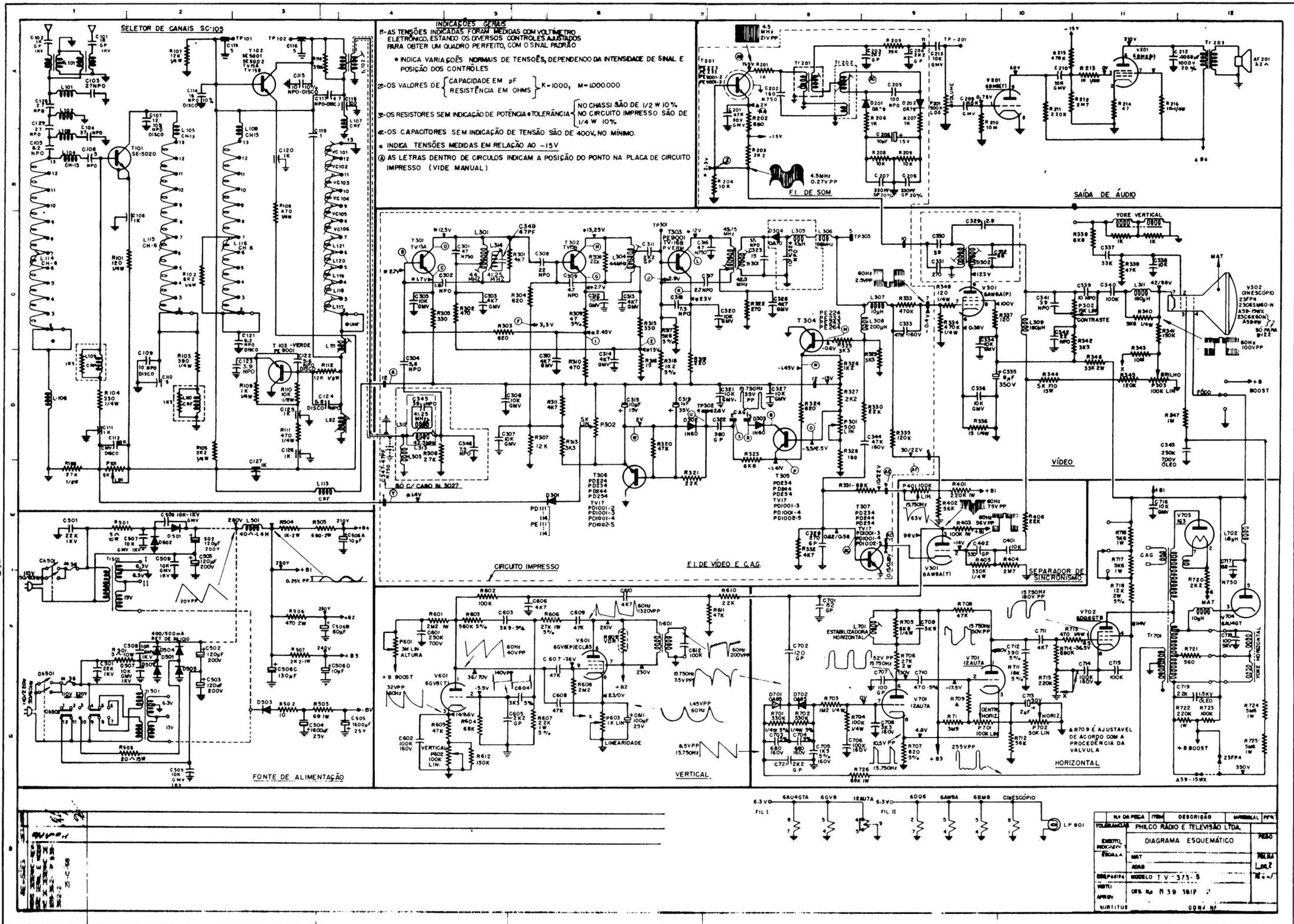
**BELÉM**  
**Rádio Eletra - M. Peixoto da Costa**  
Trav. Frutuoso Guimarães, 738 - Tel.: 3217

# ATENÇÃO

Preenchendo o cupom ao lado e enviando-o à Philco Rádio e Televisão Ltda. — Caixa Postal 4753 — São Paulo — V. receberá, pela volta do correio, o Manual de Serviço dêste chassi (373-S).

A Philco Rádio e Televisão Ltda. — Caixa Postal 4753 — São Paulo

Nome .....  
Rua ..... N.º .....  
Caixa Postal ..... Bairro .....  
Cidade ..... Estado .....





# Amplificador para fone de cristal

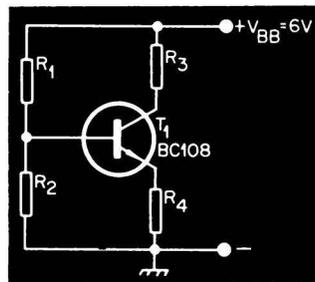
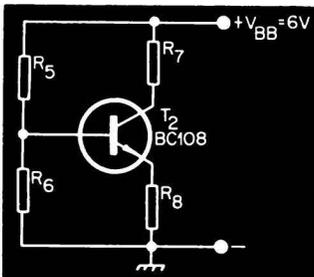
MARIO SUGANUMA

Escola Técnica Bandeirantes

O amplificador de áudio que apresentaremos a seguir não possui propriamente uma aplicação específica. Poderá ser utilizado em casos onde se necessita de um amplificador de baixa potência, porém alto fator de amplificação, como em pontes de medição que utilizem c.a. Com um microfone, pode servir como brinquedo.

## Descrição e projeto

É composto somente por dois modernos transistores de silício planar epitaxial, BC108. A montagem é estritamente convencional com emissor à massa. A carga é um fone auricular a cristal comumente disponível na praça; sua impedância é de 35 kohms a 1kHz, porém esse valor é aproximadamente constante na faixa de audiofrequências porque o fone é a cristal. Gostaríamos de esclarecer que será apresentado apenas o encaminhamento de projeto, abstendo-nos das minúcias por não ser esta a finalidade precípua deste trabalho.



1) **estágio de saída** — na figura 1 temos o circuito básico de polarização do estágio de saída. A fonte  $V_{BB}$  está fixada em 6,0 volts; escolhendo-se como ponto de trabalho para  $T_2$  como sendo  $V_{CE} = 3,0V$  e  $I_C = 0,4$  mA, calculamos o valor de  $R_7$  (carga CC de  $T_2$ ) e encontramos 6,8 kohms, pois  $R_8$  pode ser fixado em 500 ohms por conveniência quanto à melhor estabilidade térmica e quanto à menor variação de polarização do estágio ao se trocar o transistor (o  $h_{FE}$  do BC108 assume valores entre 125 e 500). Como a potência dissipada no coletor é muito baixa, toleramos um valor elevado para o fator S de estabilidade; assim sendo e adotando-se para  $R_5$  o valor 180 kohms, calculamos  $R_6 = 27$  kohms.

2) **estágio excitador** — adotamos configuração análoga à do estágio de saída; isto pode ser

FIG. 1

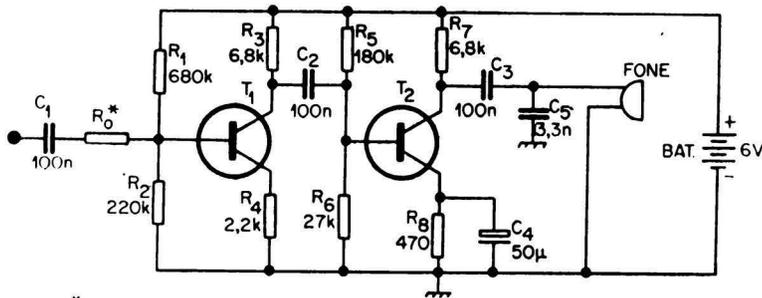
FIG. 2

visto na figura 2. Entretanto, aqui desejamos impedância de entrada elevada, por isso escolhemos  $R_4$ , resistor de emissor, de 2,2 kohms, que faz refletir na entrada uma resistência de algumas centenas de quiloohms. Pré-estabelecemos também que  $V_{CE} = 3,0V$  e  $I_C = 0,3$  mA com  $V_{BB} = 6,0V$ . Facilmente calculamos  $R_3$  igual a 6,8 kohms. Impondo-se  $R_1 = 680$  kohms chegamos a  $R_2 = 220$  kohms. Impedância de entrada (medida em 1.000Hz) foi da ordem de 120 kohms.

3) **amplificador completo** — na figura 3 está esquematizado o amplificador global com acoplamentos AC. Os capacitores estão calculados de modo a se ter resposta em frequência conveniente. Assim é que  $C_4 = 50$   $\mu F$  desacopla  $R_8$  qualquer que seja a frequência dentro da faixa de operação do amplificador;  $C_5$  limita a frequência de corte superior em 5.000 Hz;  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  foram adotados de modo a se obter frequência de corte inferior da ordem de 150 Hz.

## Desempenho

Injetando-se 10mV (valor eficaz) em 1.000 Hertz na base de  $T_1$  e com o fone (carga) co-



\* VIDE TEXTO

FIG. 3

sário usar  $R_0$  da ordem de alguns Mohms (diríamos 3,3 Mohms). Dessa forma não estaremos ultrapassando os 10mV máximos na base de  $T_1$ , além de proporcionarmos alta impedância de carga para o microfone que, por ser de cristal, tem alta impedância interna. A montagem em blocos seria a da figura 5.

nectado na saída, foram obtidos os valores enumerados na tabela I.

TABELA I

Freq. (Hz)	Tensão na Carga (mV)	Ganho de Tensão (vêzes)
100	850	85
200	1.250	125
300	1.400	140
400	1.460	146
500	1.500	150
600	1.500	150
800	1.500	150
1.000	1.500	150
2.000	1.400	140
3.000	1.300	130
4.000	1.150	115
5.000	1.100	110
6.000	1.000	100
7.000	950	95
8.000	850	85

General Radio medimos  $C_{fone} = 22 \text{ pF}$  e  $R_{fone} = 35 \text{ kohms}$ . A máxima tensão de saída em 1.000 Hertz, sem distorção aparente, foi lida em  $V_F = 1,5 \text{ volts}$  (valor eficaz). Isto pôsto, temos que a potência de saída vale:

$$P_s = \frac{V_F^2}{R_F} = \frac{(1,5)^2}{35 \cdot 10^3} = 64 \mu W$$

Na verdade para um fone de ouvido esse nível de potência já é suficiente. Considerando que a sensibilidade de 10 mV e a impedância de 120 kohms de entrada são relativamente altas,

LISTA DE MATERIAL

Resistores:

- $R_0$  vide texto
- $R_1$  680 kohms, de carbono, 1/8W, 10%
- $R_2$  220 kohms, de carbono 1/8W, 10%
- $R_3$  6,8 kohms, de carbono, 1/8W, 10%
- $R_4$  2,2 kohms, de carbono, 1/8W, 10%
- $R_5$  180 kohms, de carbono, 1/8W, 10%
- $R_6$  27 kohms, de carbono, 1/8W, 10%

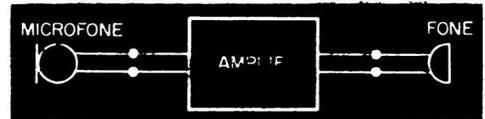


FIG. 5

- $R_7$  6,8 kohms, de carbono, 1/8W, 10%
- $R_8$  470 kohms, de carbono, 1/8W, 10%

Capacitores:

- $C_1 = 100 \text{ nF}$ , poliéster, 250V
- $C_2 = 100 \text{ nF}$ , poliéster, 250V
- $C_3 = 100 \text{ nF}$ , poliéster, 250V
- $C_4 = 50 \mu F$ , eletrolítico, 6,4V
- $C_5 = 3,3 \text{ nF}$ , cer. tubular, 500V

Transistores:

- $T_1 = \text{BC108}$
- $T_2 = \text{BC108}$

Diversos:

- Fone — fone de cristal (alta impedância)
- Mf — microfone de cristal (cápsula "S" Eletroacústica)
- Bat. — 4 pilhas de 1,5V tipo lapiseira (ou miniatura)

A característica de resposta em frequência obtida a partir da Tabela I está representada na figura 4. O ganho nos pontos - 3dB será portanto de 105 vêzes, ou seja,  $150/\sqrt{2}$ . Nestas condições, a faixa de passagem está compreendida entre 140 e 5.400 Hertz. O fone é praticamente uma carga resistiva, pois numa ponte de impedâncias da

esse amplificador poderia ser excitado por diferentes dispositivos. Como sugestão, opinamos por um simples microfone de cristal que é de baixo custo. Pelo fato de este tipo de microfone apresentar alto nível de tensão de saída (algumas centenas de milivolts, talvez 300 ou 400 mV), torna-se neces-

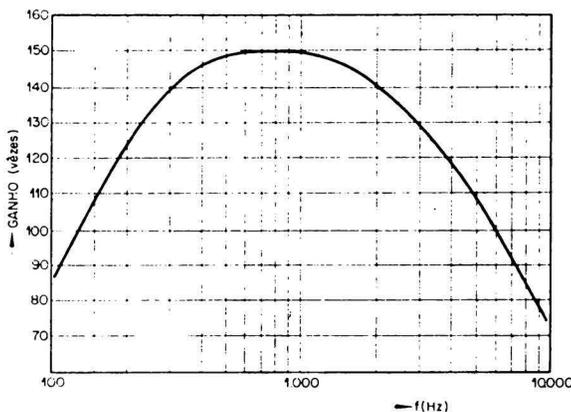


FIG. 4



### PHILIPS POCKETBOOK

Philips Electron Tube Division — Holanda  
562 págs. 10 x 13,5 cm, brochura, inglês  
NCR\$ 8,00

Em edição de bolso, são apresentadas as principais características e dados técnicos dos componentes eletrônicos da linha Philips.

Abrange a linha de válvulas (receptoras e amplificadoras, normais e especiais; de raios catódicos; de catodo frio; dispositivos fotocondutores; transmissoras; tiratrons e ignitrons; retificadoras industriais; de micro-ondas; para equipamento nuclear e outras) — Semicondutores (diodos de germânio e silício; tiristores; transistores; miscelâneos) — Componentes e materiais (capacitores; resistores; soquetes; indutores; alto-falantes; transformadores; ferroxcube; ímãs cerâmicos, etc.)

### EMISORAS CON TRANSISTORES PARA MANDO A DISTANCIA

Helmut Bruss (trad. esp. Benjamin Montoli)  
Marcombo S.A. Ediciones Tecnicas-Barcelona  
68 págs. 12 x 17 cm, brochura, castelhano.  
NCR\$ 6,00.

Com os atuais transistores de RF é possível construir transmissores transistorizados para rádio-contrôle, que se caracterizam por propriedades muito favoráveis. São manejáveis, fáceis de transportar, além de econômicos no seu consumo.

O propósito dos aficionados de construí-los, éles próprios, permite-lhes um conhecimento exato da construção e do funcionamento do seu equipamento. Este livro reúne as bases essenciais para o projeto de tais emisoras transistorizadas. A parte geral contém, além dos muitos exemplos de montagem, dados detalhados para a supressão de harmônicos e oscilações parasíticas mediante o emprego de filtros. Na parte prática são apresentadas três montagens completas de transmissores, que dão uma idéia clara das possibilidades de projeto. O livro proporciona tôdas as informações para o planejamento, construção e teste de transmissores transistorizados, de que necessita o amador para que seus trabalhos sejam bem sucedidos. Esta obra constitui o volume n.º 10 da série "Electrónica Practica".

### REPARACIÓN DE APARATOS ELECTRÓNICOS

Philco Staff  
Candiani Editor — Madrid  
264 págs. — 15,5 x 22,5 cm — enc., castelhano.  
NCR\$ 29,50.

Como explica o autor no prefácio, não se trata de um texto corrente, mas de um manual auto-didático programado, para uso pessoal. Embora as páginas sejam numeradas consecutivamente, não precisam, necessariamente ser estudadas na mesma sequência. Cada problema admite várias soluções, certas ou erradas, uma das quais deve ser escolhida. Procurado na página indicada pela resposta, ficará constatado se a resposta é correta ou não. Se correta, prossegue-se no estudo; uma resposta errada obriga a procura, nas páginas anteriores ou seguintes, da resposta certa.

A primeira parte trata dos princípios e práticas da reparação; a segunda aborda os problemas propriamente ditos da reparação.

### ELECTRONICA Y RADIO ELETRICIDAD (TOMO I — BAJA FRECUENCIA)

G. Thalman  
Parainfo — Madrid  
395 págs. — 16 x 22 cm — castelhano  
NCR\$ 31,00

Este curso de eletrônica, editado em três volumes, destina-se a técnicos em eletrônica, radio-técnicos, montadores e todos aqueles que desejam aperfeiçoar seus conhecimentos. O primeiro volume trata de todos os aspectos relacionados às baixas frequências. O segundo volume, que se acha no prelo, abordará as altas frequências e o terceiro, também em fase de preparo, estudará especificamente os aparelhos e circuitos, receptores, industriais, de medição, etc.

# SEMICONDUCTORES:

É particularmente notável a elevada quantidade de tipos diferentes de dispositivos semicondutores, hoje à disposição do projetista. Para quase todos os setores ou especialidades existem hoje mais tipos de semicondutores do que de válvulas. Essa acentuada diversificação, que caracteriza os semicondutores e os distingue das válvulas, sofre influência de dois importantes fatores. Em primeiro lugar, o desenvolvimento histórico das tecnologias de fabricação dos semicondutores ocorreu muito mais rapidamente que aquela das válvulas. É por essa razão que existem semicondutores destinados a uma mesma aplicação porém realizados ou construídos por técnicas bastante diferentes. Tal situação pode, certamente, ser interpretada como característica de uma fase transitória. Em segundo lugar, os semicondutores suscitaram um campo de aplicação bastante mais vasto que o das válvulas.

Certos transistores foram construídos para aplicações bem específicas. Numerosos tipos básicos são disponíveis em várias versões, segundo a tensão que suportam, segundo o ganho em corrente que oferecem, etc. De outro lado, um mesmo dispositivo pode existir em versão de germânio ou de silício e, no caso de transistor, existem estruturas PNP e NPN. Enfim, para um único semicondutor existem ainda versões com encapsulamento e dimensões os mais diversos: invólucro metálico, invólucro plástico para montagem convencional, invólucro plástico para montagem sobre fiação impressa, invólucro metálico ou plástico para montagem miniatura, para montagem automática, etc.

A vantagem incontestável oferecida por tão vasta diversificação é a possibilidade de encontrar-se, com boa exatidão, por meio de uma escolha judiciosa, a solução para cada problema que se apresenta. Curiosamente, é essa escolha que se torna cada vez mais difícil à medida que aumenta a quantidade de versões

disponíveis para uma mesma função. Além disso, na escolha do tipo de semicondutor apropriado é particularmente importante considerar-se o aspecto econômico.

## Silício vs. Germânio

Durante vários anos o germânio foi o material semicondutor mais empregado, notadamente por que era mais fácil purificar-se o germânio que o silício. Além disso, como os processos de fabricação eram mais apropriados ao germânio que ao silício, os dispositivos semicondutores de silício eram relativamente caros. À medida que os processos de fabricação foram se aperfeiçoando, o preço dos semicondutores de silício foi diminuindo. Disso resultou, inicialmente e sobretudo nos setores militares e profissionais, uma demanda crescente desses semicondutores. Posteriormente, graças aos progressos tecnológicos realizados, o preço dos dispositivos semicondutores de silício atingiu níveis interessantes para o setor de entretenimento.

A tendência atual se orienta de uma maneira decisiva para a utilização cada vez mais freqüente dos semicondutores de silício a estrutura planar. Isto leva à substituição progressiva de quase todos os diodos e todos os transistores de germânio por tipos de silício que apresentam desempenho superior e características total ou parcialmente equivalentes.

A técnica planar é um dos desenvolvimentos mais importantes no domínio dos semicondutores. Essa técnica de construção é bem sucedida com o silício e foi esse processo que abriu caminho para a fabricação em série de circuitos integrados compostos de transistores, diodos, resistências e capacitâncias dispostos sobre um mesmo suporte ou substrato. Além de circuitos integrados a técnica planar torna possível a realização de outras integrações. Uma das últimas etapas de fabricação de transistores

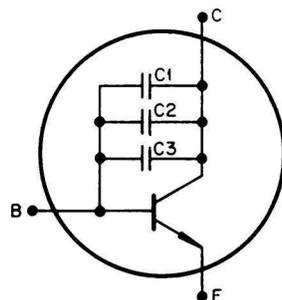


Fig. 1

Componentes da capacitância de realimentação de um transistor de silício planar convencional:

C1 = componente formado pelas superfícies de contato mencionadas no texto.

C2 = capacitância própria da junção PN.

C3 = componente causado pelo invólucro e terminais

C1 é bem superior a C2 e a C3 e a remoção da influência de C1 produz apreciável melhoria nas características do transistor.

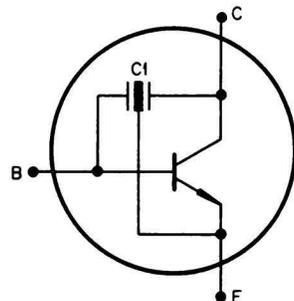


Fig. 2

Princípio básico da técnica de blindagem integrada.

pela técnica planar consiste na deposição, sobre a pastilha, por evaporação sob vácuo, de uma película de alumínio, da qual partirão as conexões entre pastilha semicondutora e os terminais que saem para o exterior do transistor. Essa película ocupa uma superfície relativamente grande e por isso age como armadura de um capacitor, contribuindo para aumentar a capacitância de realimentação inerente existente entre base e coletor. Para sinais de RF

# Ge, Si ou GaAs ?

essa "capacitância Miller" afeta seriamente o desempenho do transistor quando em configuração de emissor comum. Nestas condições alguma forma de compensação torna-se necessária para aumentar a largura de faixa e assegurar estabilidade. Assim, por exemplo, transistores BF167, BF173, BF196, BF197 e outros possuem uma blindagem integrada, que é uma camada adicional, difundida na região do coletor e ligada ao emissor, Fig. 1 e 2, com o objetivo de reduzir, por um fator de aproximadamente 1/4, a capacitância base-coletor e ao mesmo tempo aumentar cerca de 4 vezes o índice de mérito do transistor, possibilitando o emprego de tais transistores em circuitos de alta frequência, em configuração emissor comum, sem neutralização. Outra vantagem, em parte aliada à estrutura planar, é a possibilidade de encapsulamento tipo resina epoxy o que confere resistência térmica mais favorável, melhor resistência a golpes e vibrações mecânicas e preços mais vantajosos.

Uma junção PN, de silício, reversamente polarizada, apresenta corrente de fuga menor que aquela para uma junção de germânio em idênticas condições. Assim, utilizando-se de diodos e transistores de silício a estabilização térmica se torna bastante mais simples e em alguns casos até supérflua. Como conseqüência, a polarização de um transistor pode ser realizada com menor quantidade de componentes, Fig. 3. Outro ponto importante é que a resistência do circuito de base de transistores com corrente de fuga apreciável (germânio) deve ser de baixo valor. De acordo com a Fig. 3, como a fonte de alimentação possui baixa resistência interna,  $R_1$  ficará em paralelo com  $R_2$  e, portanto com  $R_{ent}$  do transistor. Como essas três resistências têm valor ôhmico de mesma ordem de grandeza, ocorrerá uma redução apreciável na amplitude do sinal. Já no caso de transistores de silício, a baixa cor-

rente de fuga permite emprego de resistência de polarização de base de valor ôhmico elevado, o que não terá praticamente influência sobre o valor da resistência existente na entrada do transistor e, por conseguinte, não haverá redução na amplitude do sinal.

No tocante à temperatura máxima permitível, uma junção PN de silício suporta até cerca de 200°C, enquanto que uma de germânio admite quando muito 100°C. Como decorrência, os semicondutores de silício podem ser empregados a temperaturas ambientes mais elevadas ou então poderão dissipar maior potência que os de germânio correspondentes, necessitando radiadores térmicos de menores dimensões.

Por outro lado, a resistência intrínseca do silício é bastante mais elevada que aquela do germânio, daí o fato de o silício poder suportar tensões inversas mais elevadas. Certas tecnologias especiais conferem ao dispositivo excelente comportamento tridimensional para a tensão, o que permitiu a realização de dispositivos podendo suportar tensões já bastante elevadas, como por exemplo: 1.500V para o transistor BU105, destinado a estágios de saída horizontal de televisores de tela grande. Uma outra vantagem decorrente dessa propriedade é a possibilidade de fabrica-

ção de aparelhos transistorizados, alimentados diretamente da rede sem transformador de força.

As vantagens oferecidas pelo silício podem dar a impressão errônea de que os semicondutores de germânio possam ser utilmente substituídos em todas as aplicações por tipos de silício. Tal entretanto, não é o caso. Em certas aplicações os semicondutores de germânio são consideravelmente menos custosos que seus equivalentes em silício, por exemplo os transistores PNP de potência. Em outras aplicações o germânio possui suas próprias vantagens. Assim, por exemplo, ainda não foi possível realizar-se um diodo de silício para detecção de AM capaz de concorrer em rendimento de detecção, supressão de AM e custo com os tipos de germânio hoje bem conhecidos.

Ainda com respeito aos diodos, pode ser mencionado que, muito embora o silício seja, atualmente, dentre os materiais semicondutores, o mais empregado na confecção de diodos retificadores de potência e tiristores, os diodos de germânio detêm a vantagem de possuir valor mais baixo para a tensão de limiar de forte condução, Fig. 4. Para algumas aplicações esta propriedade é bastante importante, por exemplo em fontes de alimentação de baixa tensão (1 a 6V). Um baixo

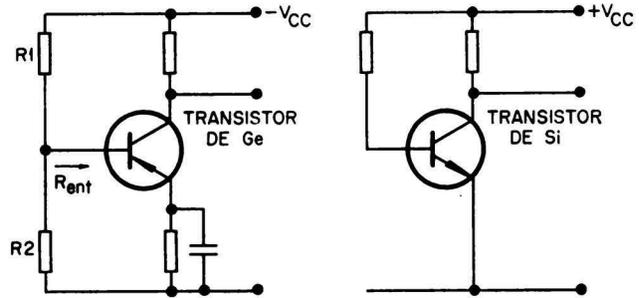


Fig. 3

Polarização de um transistor de germânio e de um de silício.

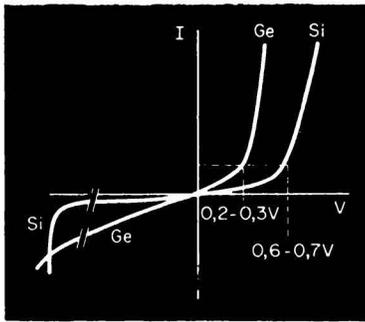


Fig. 4  
Característica corrente vs tensão para um diodo de germânio e um de silício.

valor de tensão de limiar é também importante nos equipamentos transistorizados alimentados por baterias e nos quais um diodo é usado para proteção. Se a bateria fôr inadvertidamente ligada ao equipamento com as polaridades trocadas os transistores ou demais componentes poderão ser danificados. Entretanto, a passagem dessa corrente reversa indesejável pode ser evitada pelo uso de um diodo ligado em série, que, nessas condições, atuará como protetor do equipamento e agirá, praticamente, como curto-circuito nas condições normais.

Outra aplicação interessante na qual se dá preferência ao germânio é no estágio de saída de potência, em classe B, com transistores complementares e alimentado por baterias, Fig. 5. A Fig. 6 mostra a característica  $I_C - V_{BE}$  de dois transistores, um de germânio, outro de silício. Para estágios de saída classe B é indispensável que os transistores estejam polarizados com alguns mA a fim de evitar-se a distorção de cruzamento ("cross-over"). Isto é feito determinando-se uma tensão base-emissor

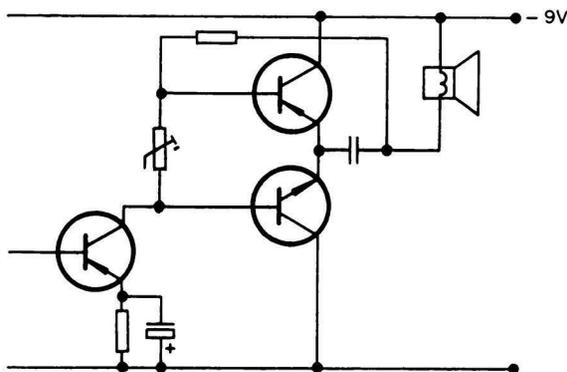


Fig. 5  
Configuração de um estágio de saída em classe B.

fixa para uma temperatura de, por exemplo, 25°C. Como os transistores de silício ou germânio apresentam o mesmo efeito de coeficiente negativo de temperatura, isto é, a tensão  $V_{BE}$  diminui de cerca de 2mV/°C, a corrente de repouso necessária para evitar a distorção de cruzamento será afetada pelas variações de temperatura. Para o estágio de saída em classe B em pauta, se a 2/3 da potência de saída máxima a temperatura da junção tiver aumentado de por exemplo 45°C, para  $T_{amb} = 45°C$  teremos a junção a 90°C, o que provocará um aumento na corrente de repouso de, digamos, 3mA a 25°C até cerca de 20mA a 90°C, Fig. 6. Se desejarmos tirar proveito das vantagens do silício — temperatura máxima admissível da junção podendo atingir, por exemplo 175°C — a corrente de repouso de 3mA a 25°C passaria a 200mA a 175°C ( $T_j$  mais elevado). Isto seria absolutamente inadmissível para o caso de aparelhos portáteis alimentados por baterias. A compensação externa do  $V_{BE}$  decrescente, por meio de diodos ou de resistores CNT, que aliás deverão estar em contato térmico direto com o transistor, torna o emprego de transistores de silício pouco interessante ou mesmo prosaico.

No estágio de saída aqui considerado um outro inconveniente evidente do silício se manifesta: a tensão  $V_{BE}$  mais elevada. Para o germânio essa tensão é da ordem de 0,2V. Para o silício atinge cerca de 0,6V. Particularmente para baixas tensões de alimentação, 6 ou 9V, isto significa que uma fração importante da excitação não poderá ser utilizada, e, para fornecer idêntica potência de saída, o estágio de saída a silício, deverá, conseqüentemente, trabalhar com corrente de coletor mais elevada. Em

outras palavras, o rendimento será menor.

Quanto aos transistores para circuitos de comutação, inicialmente, convém mencionar que nenhuma tensão deverá existir entre os terminais de um interruptor ideal quando este estiver fechado. Um transistor de silício planar convencional apresenta uma tensão de joelho relativamente elevada (é a tensão existente nos terminais de um transistor saturado). Evidentemente, isto constitui um inconveniente para as aplicações de comutação. Os transistores de germânio seriam, neste particular, mais vantajosos. Por outro lado, um interruptor ideal não deve permitir passagem de corrente quando estiver aberto ou bloqueado. Neste aspecto, graças a sua baixa corrente de fuga, os transistores de silício se aproximam bastante do caso ideal. A comutação, por

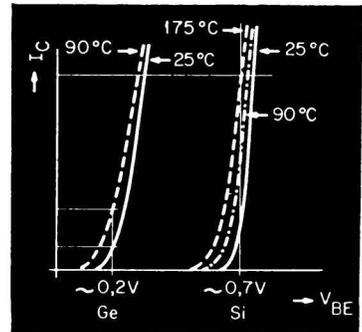


Fig. 6  
Característica  $I_C$  vs  $V_{BE}$  para transistores de germânio e silício.

meio de transistores, se faz ao longo da reta de carga, da corrente de fuga máxima à tensão de joelho mínima. Pela técnica epitaxial, ou seja, pela formação de finas camadas monocristalinas sobre o cristal de base, camadas essas com resistividade bem superior àquela do cristal de base, obtém-se uma combinação das propriedades interessantes dos transistores de germânio no estado de condução e das boas qualidades de bloqueio dos transistores de silício planar. Em outras palavras, um transistor planar epitaxial reúne as vantagens de uma baixa tensão de joelho e de uma baixa corrente de fuga.

É oportuno comentar aqui a situação referente aos circuitos integrados. Como é sabido, a extensão natural da técnica planar, da fabricação de pastilhas de transistores de silício para a de CIs, foi uma conseqüência lógica,

tendo sido antevista pelos especialistas. Assim, falar-se em CIs hoje em dia significa falar de técnica planar em silício. Entretanto, não é impossível que o germânio e, como veremos mais além, o arseneto de gálio venham a competir com o silício nessa área. De fato, a técnica planar pode ser também empregada tanto em Ge como em GaAs. CIs fabricados a partir de Ge são teoricamente, dotados de resposta mais rápida que os de Si. Por outro lado, como o Si suporta melhor altas temperaturas, os CIs de Ge podem ser usados com sucesso sob baixas temperaturas. Algumas experiências realizadas recentemente demonstraram a possibilidade de fabricação de dispositivos especiais de Ge capazes de suportar 125°C e possivelmente 150°C. Neste particular as pesquisas continuam em franca evolução. A grande vantagem oferecida pelos CIs fabricados com GaAs é a melhor isolamento elétrica que pode ser obtida entre os componentes de uma pastilha, o que permite aproximá-los ainda mais para obtenção de compacidade mais elevada. Além disso, a capacidade do GaAs para suportar altas temperaturas ambiente faz os especialistas depositarem nesse material a esperança de vê-lo incluído na terceira e próxima geração dos semicondutores.

#### Arseneto de Gálio (GaAs)

Estudos realizados por Welker mostraram que compostos formados por elementos químicos pertencentes aos Grupos III e V da classificação periódica apresentam características similares àquelas dos semicondutores do

Grupo IV. Tal fato, aliado ao desejo de dispôr de dispositivos semicondutores apresentando excelente desempenho em altas frequências e temperaturas, provocou uma extensão da tecnologia dos materiais semicondutores além do germânio e do silício, isto é, para a área dos compostos acima mencionados. Dentre esses compostos, o arseneto de gálio (arsênio — Grupo V, gálio — Grupo III) apresenta propriedades interessantes oferecendo não apenas superioridade potencial sobre o germânio e o silício para certos dispositivos, mas, também, possibilitando o desenvolvimento de uma nova categoria de dispositivos de estado sólido, baseada em efeitos eletroluminescentes. Com efeito, uma junção PN de GaAs é capaz de emitir, de forma eficiente radiações próximas ao infra-vermelho. Germânio e Silício não apresentam essa propriedade.

A Tabela I compara algumas características do GaAs com aquelas do Ge e do Si.

A ampla banda de energia (banda proibida) associada ao GaAs, entre as bandas de condução e de valência, possibilita a operação sob alta temperatura. A elevada mobilidade dos elétrons confere ao GaAs ótimo desempenho em alta frequência e o reduzido tempo de vida dos portadores implica numa superior característica de chaveamento. Outra particularidade interessante de ser mencionada é a possibilidade de, com auxílio de dopagem especial, produzir-se GaAs com resistividade bastante elevada ( $\sim 10^9 \Omega \cdot \text{cm}$  a 300 K). Nessas condições o GaAs costuma ser designado "semi-isolante" \* c

pode ser usado com sucesso como substrato de CIs, oferecendo, como já mencionado anteriormente, elevada isolamento elétrica.

O GaAs é hoje considerado como o mais versátil de todos os materiais semicondutores, e com ele podem ser fabricados diodos varactores, diodos detectores e misturadores para micro-ondas, diodos túnel, diodos para chaveamento, diodos eletroluminescentes, diodos laser, transistores, transistores a efeito de campo, transistores com junção heterogênea, circuitos integrados para frequências super-altas, osciladores de micro-ondas a efeito Gunn, células solares de alto rendimento, etc.

Dentre os dispositivos aqui mencionados, os varactores, os diodos eletroluminescentes, os diodos laser e os osciladores a efeito Gunn são hoje produzidos em escala industrial. Os demais possuem associadas algumas dificuldades de produção o que lhes confere uma situação de fabricação em escala limitada e de aperfeiçoamento.

Nos dias atuais, a principal dificuldade tecnológica a ser ultrapassada para fabricação econômica e em larga escala desses dispositivos é aquela da obtenção de cristais de GaAs suficientemente puros. As técnicas de liga e de difusão ainda não dão resultados bem sucedidos no GaAs como aqueles obtidos com Si e Ge. As altas temperaturas necessárias nesses processos trazem contaminação ou defeitos estruturais ao cristal.

\* Isolantes:  $10^{20}$  a  $10^6$  ohms.cm, semicondutores  $10^6$  a  $10^{-2}$  ohms.cm, condutores:  $10^{-2}$  a  $10^{-8}$  ohms.cm.

TABELA I — Propriedades características (\*\*relativas a uma dopagem  $10^{17}/\text{cm}^3$ )

PROPRIEDADE	GaAs	Si	Ge
Ponto de fusão (°C)	1237	1420	958
Largura da banda proibida (a 300 K)	1,4eV	1,1eV	0,67eV
Constante dielétrica relativa	11	12	16
Mobilidade das lacunas** (majoritário) $\frac{\text{cm}^2}{\text{V} \cdot \text{s}}$	290	240	1100
Mobilidade dos elétrons** (majoritários) $\frac{\text{cm}^2}{\text{V} \cdot \text{s}}$	4500	525	2100
Tempo de vida dos portadores**(s)	$10^{-9} - 10^{-10}$	$\sim 10^{-6}$	$6 \times 10^{-5}$
Máx. temperatura de operação (°C)	400	150	85 - 100
Resistividade intrínseca a 300 K ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )	$3,7 \times 10^9$	$2,3 \times 10^5$	46

O efeito eletroluminescente que se manifesta em alguns materiais semicondutores como por exemplo no arseneto de gálio pode ser explicado como segue: quando uma tensão for aplicada no sentido da boa condução de uma junção PN haverá injeção de portadores minoritários tanto na região P como na N. Os portadores de carga minoritários combinar-se-ão com os portadores de carga majoritários que lá se encontram, daí resultando liberação de uma determinada quantidade de energia. Se certas impurezas apropriadas forem introduzidas nos materiais que formam a junção PN, esta energia será liberada sob forma de radiação luminosa. Tal comportamento é por vezes designado "luminescência à injeção", sendo o comprimento de onda da radiação assim produzida dependente da composição química do material semicondutor. No caso do arseneto de gálio a radiação luminosa provém quase que apenas

da região P, com  $\lambda \approx 9000\text{Å}$ , situando-se, portanto, no espectro, nas vizinhanças do infra-vermelho, Fig. 7). O fosfeto de gálio (GaP) e o carbeto de silício (SiC) são materiais semicondutores que também apresentam efeito eletroluminescente. Utilizam-

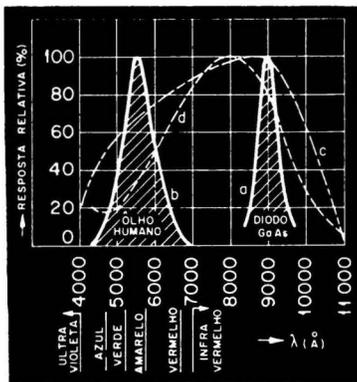


Fig. 7

Resposta típica de um diodo eletroluminescente (a), do olho humano (b), de um fotodetector de silício (c), e de uma válvula fotomultiplicadora (d).

do-se zinco como agente de dopagem para o GaAs pode-se obter radiação com  $\lambda$  menor (5000Å, verde). O intervalo de tempo necessário para que a radiação seja máxima e o período no final do qual a radiação desaparece completamente, dependem, exclusivamente, da duração da vida dos portadores de carga

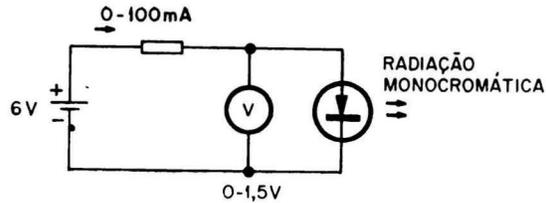


Fig. 8  
Circuito básico.

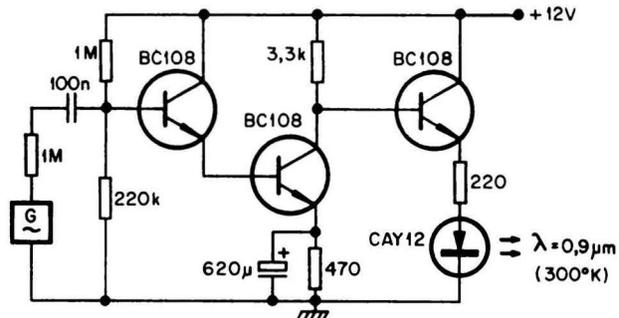


Fig. 9  
Circuito de um transmissor infra-vermelho, modulado.

injetados. Os diodos eletroluminescentes apresentam para esta vida o valor  $1\mu s$ , sendo, portanto, uma das mais rápidas fontes de radiação luminosa conhecida. O olho humano é pouco sensível ao infra-vermelho e por isso os diodos eletroluminescentes não são adequados para iluminação. Entretanto eles apresentam numerosas vantagens nas aplicações baseadas na detecção luminosa por elementos foto-sensíveis. Uma vantagem essencial dos circuitos de tal natureza sobre os circuitos convencionais a semicondutor é que o sinal é parcialmente transformado sob forma luminosa. Isto assegura excelente isolamento elétrico entre os vários circuitos, sendo praticamente impossível ocorrer realimentações indesejáveis.

No tocante às aplicações, a Fig. 8 ilustra a simplicidade do

circuito básico necessário para obtenção de radiação monocromática de um diodo de GaAs do tipo eletroluminescente. Quando polarizados diretamente, no sentido da boa condução, esses diodos emitem uma radiação infra-vermelha ( $\lambda = 0,9\mu m$  a 300 K) de faixa bastante estreita e de luminosidade equivalente àquela de um filamento aquecido a 3.000 K. A radiação é coerente e pode ser facilmente modulada, mesmo em alta frequência ( $\sim 1\text{GHz}$ ), pela simples variação da corrente que passa pelo diodo. Desta forma, um diodo eletroluminescente e um fototransistor podem ser empregados para realização de um sistema de comunicação bastante simples e compacto, Fig. 9, 10 e 11. Tal sistema é indicado para estabelecimento de comunicação rápida, sigilosa e livre de interferên-

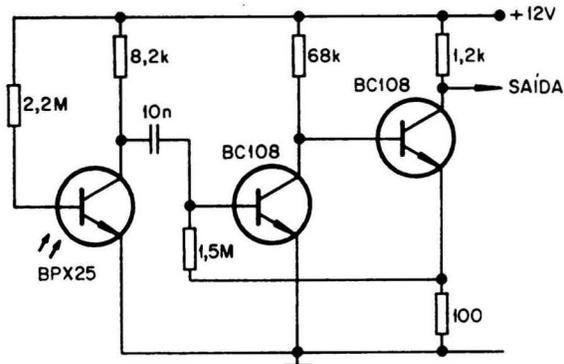


Fig. 10  
Detetor de radiação infra-vermelho.

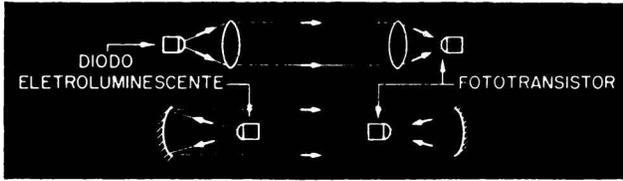


Fig. 11

Disposição de lentes e espelhos para o sistema de comunicação em infra-vermelho.

cias. O equipamento é portátil e fácil de ser alinhado e operado quando provido de visores. Empregando-se lentes colimadoras com abertura f:2 ou refletores parabólicos, obtém-se, facilmente, alcance de 30 metros. (Lentes de vidro comum são satisfatórias em radiações de tal comprimento de onda). Para locais onde a incidência de raios luminosos perturbadores não puder ser ignorada, pode-se alimentar o diodo com o sinal proveniente de um multivibrador, Fig. 12, que, "codifica" a emissão infra-vermelha, a qual, por sua vez, após

coerente e polarizada retilíneamente. A radiação pode ser modulada por frequências bastante elevadas. A potência luminosa de pico, como por exemplo no diodo tipo 58CAY, chega a atingir 20W.

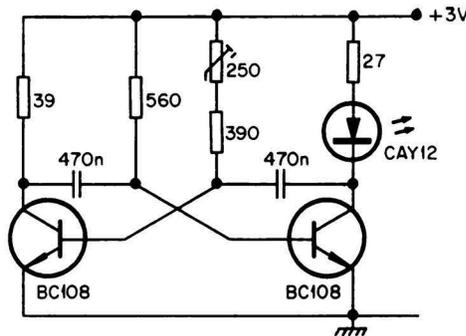
Os diodos eletroluminescentes convencionais apresentam a vantagem de admitir funcionamento contínuo à temperatura ambiente, mas o inconveniente de emitir uma luminosidade com potência limitada a alguns mW. Ao contrário, os diodos laser à injeção apresentam a vantagem de proporcionar uma potência instantâ-

laser aproxima-se de 100% apenas abaixo de 100K, tais dispositivos freqüentemente operam condicionados à temperatura do nitrogênio líquido, qual seja, 77K. Evidentemente é possível obter-se funcionamento de diodos laser à temperatura ambiente e em regime contínuo, porém com baixa potência e baixa eficiência.

Referente aos osciladores a efeito Gunn podemos dizer que esse efeito mostrou, pela primeira vez, a possibilidade de geração de micro-ondas em semicondutores. O efeito Gunn ocorre em certos materiais semicondutores quando submetidos a campo elétrico intenso. Sob ação de campo elétrico os portadores de carga são transferidos da banda de condução de alta mobilidade para uma banda de maior energia e menor mobilidade. Usando-se arseneto de gálio tipo n como material semicondutor esta transferência provoca o aparecimento de grupos de elétrons que se movem através da porção semicondutora. Assim, a corrente pelo dispositivo consiste de uma série de grupos de elétrons ou pulsos de corrente. A freqüência de oscilação é governada pelo tempo de trânsito desses grupos ou domínios. Pela escolha apropriada da espessura da porção semicondutora pode-se fazer a freqüência de repetição dos pulsos cair na faixa das micro-ondas. A freqüência de operação será tanto maior quanto menor for a espessura do material. O material semicondutor preferido é o arseneto de gálio tipo n e os dispositivos práticos consistem de uma fina camada desse material situada sobre um substrato tipo n+. Uma tensão contínua de 5V aplicada sobre uma camada de 10µm fornece uma potência de saída de algumas dezenas de miliwatts a 10GHz (1% a 5% de eficiência).

Fig. 12

Fonte de radiação infra-vermelha, codificada. Freqüência de repetição dos pulsos: 2700 Hz.



ser captada e transformada em sinal elétrico pelo fototransistor, Fig. 13, será decodificada por meio de um estágio T-gêmeo, sintonizado na freqüência de repetição dos pulsos do multivibrador.

Entre outras aplicações dos diodos eletroluminescentes temos: identificação de caracteres, leitura de cartões, codificadores, teste de válvulas fotomultiplicadoras, disparo de dispositivos laser.

Outro dispositivo de GaAs que deve ser aqui mencionado é o diodo laser à injeção. Os diodos laser de GaAs são constituídos por uma junção PN obtida pela difusão de zinco no monocristal de GaAs. O cristal é em seguida facetado e polido em forma de ressonador óptico (cavidade Perit-Fabry) apropriado para dar origem à emissão estimulada. A radiação laser é bastante dirigida, espacialmente e temporalmente,

neia elevada (alguns Watts), porém, para dissipação do calor gerado, exigem um regime de trabalho do tipo pulsado. Além disso, como a eficiência de conversão eletro-luminosa dos diodos

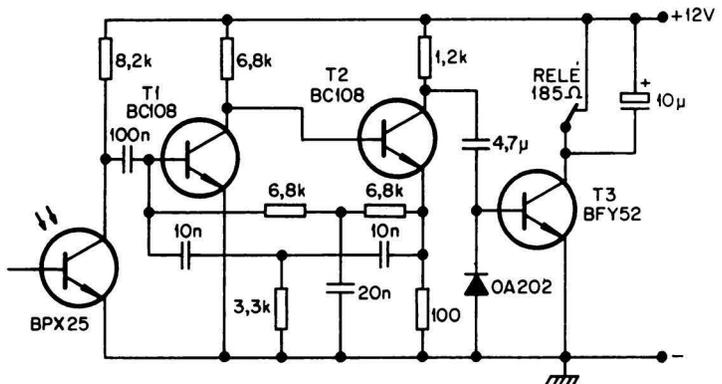


Fig. 13

Detector de sinais infra-vermelha codificados. Decodificador: circuito T-gêmeo, sintonizado em 2700 Hz, entre base de T<sub>1</sub> e emissor de T<sub>2</sub>.

**TABELA II** — Comparação de algumas características obtidas em transistores a efeito de campo com mesma geometria, fabricados com diferentes materiais semicondutores (Si tomado como referência).

Material	C	f	gm	I <sub>b</sub>	P	
Si	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	C = capacit. do eletrodo porta f = frequência limite
Ge	1,3	2,8	3,8	3,8	3,7	gm = máx. transcondutância I <sub>b</sub> = máx. corrente de dreno
GaAs	9,4	5,3	50	54	58	P = potência dissipada

Os osciladores a efeito Gunn despertam no momento grande interesse por serem as alternativas aos Klytrons de baixa potência e aos sistemas transistor-varactor usados como osciladores locais nos estágios misturadores de sistema de radar e nos sistemas de comunicação. Comercialmente destacamos os osciladores a efeito Gunn de GaAs tipo CXY11 que fornecem 3 a 10mW em 7-12GHz sob tensão CC de 7V e corrente de 150 mA. São encapsulados em recipientes cerâmicos de 5mm de altura por 3mm de diâmetro e inseridos numa cavidade ressonante cuja sintonia pode ser mecânicamente ajustada dentro de  $\pm$

0,5GHz. Com compensação térmica o coeficiente frequência/temperatura é inferior àquê de um magnetron de radar.

Quanto aos transistores bipolares e unipolares (ou a efeito de campo), sabemos que para aqueles a máxima frequência de operação está relacionada ao produto da mobilidade dos elétrons pela da das lacunas e apenas à mobilidade dos portadores majoritários para os últimos. Transistores bipolares de GaAs e transistores de Ge superam os transistores de Si relativamente ao fator mobilidade. Os dois tipos são equivalentes em alta-frequência pois a alta mobilidade dos elétrons do

GaAs é compensada pela elevada mobilidade das lacunas e pela constante dielétrica ligeiramente mais elevada do Ge. Transistores a efeito de campo confeccionados com GaAs operam em frequências até duas vezes superiores aquela dos de Ge; estes, por sua vez, como mostra a Tabela II ultrapassam os de Si em aproximadamente o mesmo fator.

Os transistores de GaAs a efeito de campo são fabricados pela técnica planar, podendo ser facilmente incorporados em CIs. Tais transistores operando com outros dispositivos de GaAs, podem significar no futuro uma nova era na técnica dos CIs.

## REFERÊNCIAS

Na confecção do presente trabalho usamos, parcialmente, traduções e adaptações de alguns trechos de artigos publicados nos n.ºs 33 e 34-35 de TECHNIQUES NOUVELLES SPECIAL de junho e julho-agosto de 1968.

# o gerador de rf

## (CONCLUSÃO)

Normalmente após a montagem ou reparação de um rádio-receptor de um estágio de RF ou FI, é necessário o ajuste dos transformadores de frequência intermediária (T.F.I.), dos "trimmers" e "padder". Para tal ajuste recorremos ao gerador de RF, cuja seqüência de uso iremos explicar agora.

Na figura 1 apresentamos o diagrama em bloco de um receptor. O primeiro elemento a ser calibrado é o T.F.I. que vai ligado ao diodo detetor. A calibração é de trás para diante. Com o receptor ligado e com o controle de volume no máximo ganho, deve-se injetar na grade de controle da válvula amplificadora de F.I. um sinal de 455 kHz modulado. Para tal tomase o gerador de RF com um condensador de aproximadamente  $0,02 \mu\text{F}$  em série com a ponta de prova, os controles de atenuação ajustam-se para a máxima saída de RF, a chave de modulação põe-se na posição interna e frequência de saída de 455 kHz. Liga-se o referido condensador ao ponto em teste, devendo-se escutar no alto-falante um "apito" correspondente ao sinal de modulação. Caso não se escute tal "apito", deve-se va-

riar a frequência do gerador de RF em torno do valor 455 kHz, até ouvi-lo.

Suponhamos que o sinal foi ouvido somente em 420 kHz; devemos agora ajustar o T.F.I. em questão de forma que o sinal ouvido em 420 kHz se reduza, indicando que a nova ressonância do T.F.I. é diferente de 420 kHz. Procura-se com o gerador de RF a nova frequência, isto é, onde o sinal ouvido torna-se mais intenso. Caso o sinal se torne mais forte em uma frequência abaixo da anterior, digamos 410 kHz, isto vem nos indicar que ajustamos o T.F.I. para o lado errado, quer dizer, se rodamos o parafuso de ajuste em um sentido, deveremos então rodá-lo agora em sentido oposto.

Digamos que o sinal se torne mais intenso em uma frequência maior que a primitiva 420 kHz; isto é um indício de que estamos no caminho certo de calibração. Assim se o sinal ficou mais forte em 430 kHz por exemplo, e rodamos o parafuso no sentido horário, deveremos agora rodar no mesmo sentido, até que o sinal se reduza um pouco, aí variamos a frequência do

## SÉRGIO AMÉRICO BOGGIO

gerador de RF até que o sinal aumente. Iremos repetindo tais operações até que atingimos a frequência de 455 kHz.

Como o leitor deve ter notado, com o gerador de RF fomos "perseguindo" a frequência de ressonância do T.F.I. até se chegar ao seu valor correto, sempre com sinal no altofalante. Nunca se deve colocar o gerador de RF em 455 kHz e ficar rodando a esmo os parafusos de ajuste até ouvir o sinal no alto-falante, pois se houver um defeito qualquer no rádio ou no gerador, jamais conseguiremos ouvir tal sinal, ou então calibraremos em ponto incorreto.

Após ter-se levado o T.F.I. à frequência correta, deve-se agora conseguir o máximo ganho deste. Para tal deixa-se fixo o valor de 455 kHz e variam-se lentamente os parafusos de ajuste do T.F.I. em calibragem, de forma a ter o máximo sinal de saída. Conforme este fôr se tornando intenso deve-se reduzir o ganho do gerador de RF por meio de chaves atenuadoras e nunca por meio do potenciômetro de volume do receptor.

Para se ter uma idéia melhor de quando estamos no máximo sinal, aconselhamos o uso de um

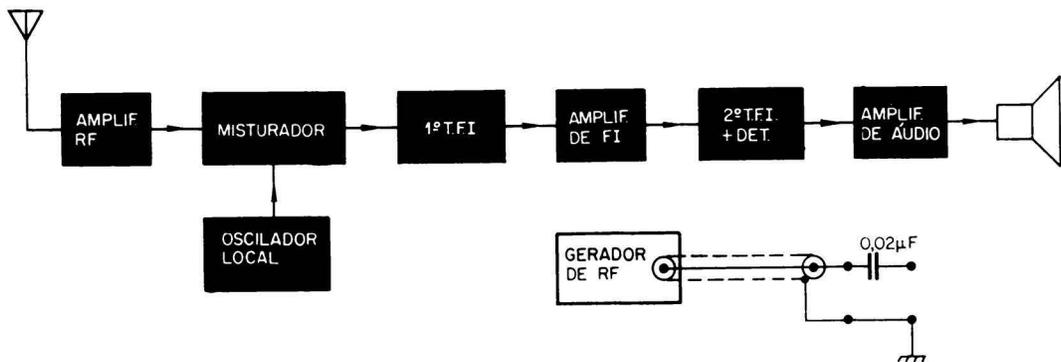


FIG. 1

voltímetro CA em paralelo com o altofalante. Assim quando êste indicar o maior valor de tensão conseguido com os ajustes, teremos o máximo sinal de saída. Evitando-se o uso do ouvido, ganha-se em precisão de ajuste.

Assim que êste T.F.I. estiver perfeitamente ajustado poderemos começar a calibração do T.F.I. precedente que no caso da fig 1 será o 1.º T.F.I.. Se acaso o rádio fôr de três T.F.I., ajusta-se o 2.º T.F.I. de maneira idêntica a que se fêz para o terceiro.

Vejam agora como se procede para calibrar o 1.º T.F.I., isto é, aquele que está ligado à saída do estágio misturador.

O método é análogo ao explicado anteriormente, injetando-se o sinal na grade de controle da amplificadora de RF ou misturadora. Deve-se porém ter o cuidado de fazer com que o oscilador local fique inoperante. É por êste motivo que geralmente se coloca em curto o condensador variável (seção osciladora). Porém desaconselhamos tal técnica, pois poderemos danificar algum elemento do rádio. Assim o que se deve fazer é colocar um condensador de um valor por volta de 0,05  $\mu$ F em paralelo com a seção osciladora do condensador variável. Desta forma estaremos pondo em curto apenas o sinal de alta frequência que existe neste ponto, para que êste não venha interferir na calibração.

Após tôdas estas operações teremos por final o canal de F.I. perfeitamente ajustado, podendo agora ser lacrados seus parafusos de ajuste.

Convém lembrar que em nosso exemplo utilizamos como frequência intermediária o valor de 455 kHz, porém existem outros valores. Por êste motivo deve o técnico antes de dar início à calibração verificar qual o valor da frequência especificada pelo fabricante. Assim se o T.F.I. fôr para 465 kHz, deverá colocar o gerador de RF nessa frequência.

Passemos agora ao ajuste do amplificador de RF e oscilador local. Para tanto devemos verificar quais as frequências de ajuste especificadas pelo fabricante para aquela determinada faixa que queremos calibrar. A fim de têmos uma idéia apresentamos uma tabela de calibração:

Faixa de onda	Padder	Trimmer Oscilador	Trimmer Antena
Média	600 kHz	1600 kHz	1400 kHz
Curta	—	18 MHz	16 MHz

Nota: Retirar o capacitor de aprox. 0,05  $\mu$ F em paralelo com a seção osciladora do variável.

Com o rádio na faixa de ondas médias, condensador variável ajustado de forma que o ponteiro do "dial" indique a frequência de ajuste do padder (no caso 600 kHz) e controle de volume no máximo, injetamos com o gerador de RF na antena, um sinal (modulado) de 600 kHz. Se ouvirmos o "apito" no alto-falante, deveremos ajustar o padder até obtermos o máximo sinal na saída. Caso não escutemos tal "apito", deveremos variar a frequência do gerador de RF até encontrá-lo, isto é, o mesmo método de "perseguir" a frequência como foi explicado anteriormente no caso do T.F.I.

Assim que tivermos ajustado o padder, ajustamos o condensador variável, até o ponteiro do dial indicar a frequência de ajuste do trimmer do oscilador local, no caso 1600 kHz. Passamos também o gerador de RF para 1600 kHz e ajustamos o trimmer até o máximo sinal no alto-falante. Devemos agora verificar se a calibração dada ao padder esta correta ou não. Na maioria dos casos, quando voltamos o variável e o gerador para 600 kHz, notamos que o padder tem de ser reajustado; isto porque pelo fato de variarmos a capacitância do trimmer variamos também a capacitância total do circuito oscilador, logo variamos sua frequência. Feito isto, verificamos como está a calibração do trimmer oscilador, se necessário daremos um retoque. Faremos tantos retoques no trimmer oscilador e no padder quantos fôrem necessários.

Terminados êstes ajustes por vêzes morosos, poderemos calibrar o trimmer de antena, que em nosso caso é ajustado em 1400 kHz.

O método é análogo ao utilizado para o padder e o trimmer, sômente que o condensador variável está em uma posição que corresponda no "dial" ao valor 1400 kHz. Tirando o máximo ganho com o ajuste do trimmer de antena estará o receptor em perfeitas condições

para operar na faixa de ondas médias.

A fim de efetuarmos o ajuste em ondas curtas, devemos proceder de maneira idêntica à anterior com a vantagem de que não existe padder. Se o rádio possuir outras faixas, segue-se de maneira análoga, devendo-se consultar a tabela de frequências de ajuste fornecida pelo fabricante.

Em alguns receptores ao invés de haver padder para o ajuste da parte inicial de frequência do oscilador local, tem-se um núcleo variável na bobina osciladora. Para a calibração, procede-se do mesmo modo que para o padder porém agora ajustando o núcleo da bobina osciladora. Caso a bobina de antena também possua núcleo ajusta-se êste na frequência indicada pelo fabricante.

#### Pesquisa de defeitos

Suponhamos um receptor de rádio, cujo estágio amplificador está em perfeito estado, porém tal aparelho se apresenta inoperante. Sabemos "a priori" que o defeito se localiza no canal de F.I. ou estágio de RF, porém para localizar melhor o defeito, deveremos utilizar um gerador de RF.

O primeiro passo será injetar um sinal modulado de 455 kHz (se esta fôr a frequência do T.F.I.) na válvula amplificadora de F.I. Se o sinal de modulação não sair no altofalante, podem estar defeituosos a válvula amplificadora de F.I. ou os seus componentes de alimentação, o T.F.I. danificado ou desajustado ou finalmente a etapa detetora.

Se tudo estiver em ordem, entraremos com o gerador de RF na amplificadora de RF, estando o gerador numa frequência sintonizada pelo rádio. Se o sinal não sair na etapa de áudio poderá ser a válvula amplificadora de RF, ou misturadora ou a osciladora.

Resta apenas testar o oscilador local e o amplificador de RF. Uma boa maneira de testar

(Cont. na pág. 398)

# OSCILADORES por deslocamento de fase



Raul L. C. Guerreiro

Nas baixas frequências é extremamente difícil obter boas formas de onda de saída com circuitos osciladores convencionais tipo LC. Descreveremos um processo simplificado para projetar osciladores RC por deslocamento de fase, os quais, proporcionam formas de onda de saída muito boas em baixas frequências, sem a necessidade de cálculos complicados.

O oscilador por deslocamento de fase (Fig. 1) pode ser dividido em duas seções: (1) amplificador de corrente; (2) rede de realimentação de corrente que produz um deslocamento de fase de 180 graus em baixas frequências) entre coletor e base. O amplificador, geralmente do tipo emissor comum, proporciona um ganho suficiente para compensar as perdas na rede de realimentação. É importante que os valores de  $R_L$  e da corrente de repouso sejam escolhidos de tal maneira que a operação ocorra na região mais linear das características do transistor. Devido a isto, é preferível fazer-se a resistência  $R_L$  variável até que se tenha terminado o projeto. Isto resulta das exigências para oscilação nas condições iniciais, assim expressas:

$$A \cdot B = 1 \quad (I)$$

onde  $A$  é o ganho do amplificador e  $B$  é a fração do sinal do coletor que é realimentada.

Se o ganho de corrente for maior que o valor necessário para satisfazer a equação I, ocorrerá uma distorção. Como o ganho depende da corrente de emissor,  $A$  pode ser ajustado para satisfazer a Equação I por meio do ajuste da resistência  $R_1$ .

Vejamos em seguida o projeto da rede de realimentação. O menor número ( $n$ ) de seções RC de deslocamento de fase é três (Para se obter 180 graus de deslocamento de fase quando  $n = 2$  significaria que  $R = 0$ ). Com este fato em mente, podemos usar a fórmula para a frequência de oscilação do oscilador por deslocamento de fase de três seções como base para o desenvolvimento de uma fórmula para  $n$  seções:

$$f = \frac{1}{2 \pi RC \sqrt{6}} \quad (II)$$

Isto supõe que a reatância de  $C$  é maior que a impedância de entrada do amplificador. A fórmula para o oscilador de  $n$  seções é

$$f_n = \frac{n - 2}{2 \pi RC \sqrt{6}} \quad (III)$$

A simplicidade desta fórmula deve-se ao fato de que cada seção RC é semelhante, e também ao fato de que se supõe que a saída do transistor pode ser considerada como uma fonte de corrente constante, e a entrada como um curto-circuito. Analisando-se uma rede de quatro seções usando a teoria convencional para as redes e comparando-se o valor da frequência achada com aquele determinado através do uso da Equação III, descobriremos que o erro introduzido pelo uso da fórmula é menor que 5%. Para uma verificação mais elaborada, podem ser projetados dois osciladores de fase usando-se a Equação III. Comparando-se então a frequência calculada com a frequência medida achar-se-á um erro inferior a 10%. Uma vez que o propósito deste artigo

(Cont. na pág. 374)

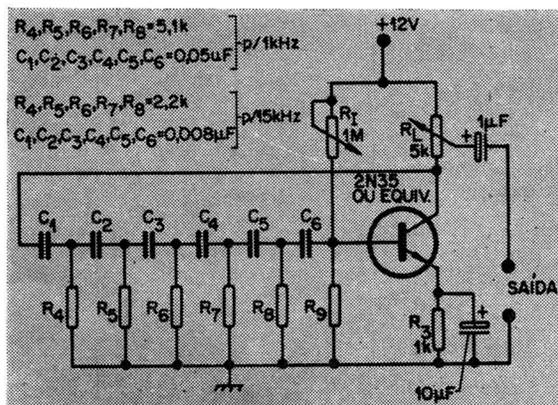
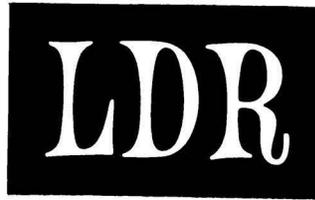


FIG. 1

# SERVIÇOS DE UM



Sergio Américo Boggio

## INTRODUÇÃO

Diversas vèzys encontramos equipamentos que parecem funcionar por mágica, pois não vemos nenhum elemento de acionamento, como por exemplo, chaves. Diversos dèsses "estranhos equipamentos" são controlados pela luz.

Existem vários elementos sensíveis à luz tais como: LDR, célula fotoelétrica, foto-transistor, etc.

Nêste artigo iremos descrever um dèstes componentes: o LDR. Teremos aqui equipamentos tipo industrial e alguns outros que o leitor poderá experimentar, já que o custo de um LDR é relativamente baixo. Aos leitores que desconhecem o seu preço informamos que um LDR custa o mesmo que um potenciômetro comum.

Creemos que alguns leitores estão curiosos a respeito do significado da sigla LDR. Vem do inglês "Light Dependent Resistor", que traduzido para o português significa resistor que depende de luz.

O artigo constará da descrição dos seguintes sistemas:

- 1 — Acionamento automático de sinalização de antenas em prédios
- 2 — Contrôles automático de iluminação ambiente
- 3 — Acionamento automático de porta de garagem
- 4 — Contrôles automático de porta de elevador
- 5 — Detetor de aproximação de pessoas
- 6 — Circuito contador
- 7 — Relé eletrônico

- 8 — Expansor/compressor de volume
- 9 — Medidor de velocidade (tacômetro)
- 10 — Medidor de nível de luz (fotômetro)
- 11 — Alguns brinquedos

## TEORIA

Antes de entrarmos nas explicações dos sistemas daremos uma rápida explanação teórica a respeito do LDR.

O LDR é constituído de dois conjuntos de placas entrelaçadas, conforme pode-se vêr na figura 1. O espaço entre as placas é preenchido por um material que apresenta a propriedade de va-

riar o número de elétrons livres por unidade de volume em função da intensidade luminosa. Tal material normalmente é constituído por Sulfeto de Cádmiu.

Como pode ser observado, se o número de elétrons livres varia, teremos como consequência a variação da resistência entre as placas A e B da figura 1.

Daremos agora algumas características do tipo de LDR comumente encontrado na praça.

Na figura 2 temos um gráfico que dá a relação entre resistência e lux. Lux é a unidade de iluminamento e corresponde a um lúmen por metro quadrado. Conforme o gráfico, quanto maior o nível de luz menor a resistência.

Outro fator a ser observado é a máxima potência para deter-

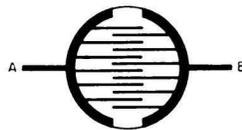


FIG. 1

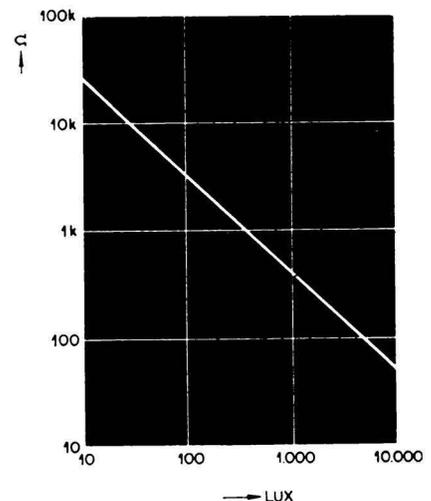


FIG. 2

minada temperatura ambiente. Para o LDR em questão temos: 0,2W — 40°C, 0,1W — 50°C, 0W — 60°C.

Um fato que às vezes torna-se um problema é o de que o LDR tem um coeficiente de recuperação muito lento (cerca de 200kΩ/seg), sendo este uma limitação em frequência.

Feitas essas considerações, passemos aos circuitos.

### Acionamento Automático de Sinalização de Antenas em Prédios.

Tôdas as antenas, tôrres, etc., que se encontram em posição elevada, tem que possuir uma lâmpada normalmente vermelha, acesa durante a noite, avisando a existência deste máximo ponto elevado. Uma solução seria, no momento que escurecesse, alguém acionar o interruptor dessa lâmpada. Porém, como estamos na era do automatismo, utilizamos circuitos que acendem tais lâmpadas na hora do crepúsculo, desligando-as ao amanhecer. O circuito do dispositivo acionador está na figura 3A.

Temos uma fonte que fornece 200 V e — 6 V em relação à terra. Fornece ainda 6,3V para o filamento.

Quando em iluminação diurna, o LDR possui uma resistência de aproximadamente 500Ω e, quando começa a anoitecer tem cerca de 50kΩ, aumentando conforme for ficando mais escuro.

O LDR e o resistor R (na figura 3A), formam um divisor de tensão de grade. Quando o LDR estiver com 500Ω teremos na grade uma tensão de aproximadamente — 6V, tensão esta suficiente para cortar a válvula com uma tensão de placa de + 200V. Porém, quando anoitece, a resistência do LDR sobe para 50kΩ (ou mais) e a tensão de grade sai do corte e tende ao grampeamento, fazendo com que a válvula conduza fortemente, fechando o relé e acendendo a lâmpada. O potenciômetro de 3MΩ permite um ajuste conveniente do valor de R.

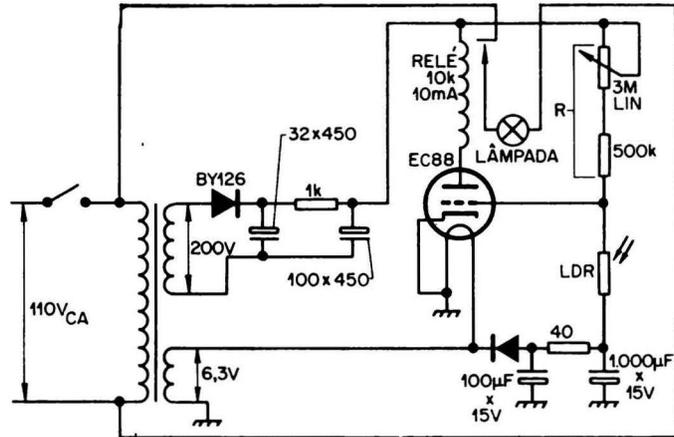
Uma precaução deve ser tomada em relação à localização do LDR e da lâmpada. O LDR deverá estar em tal posição que a luminosidade da lâmpada não o atinja. Caso contrário haverá oscilação, como veremos a seguir. Suponhamos o LDR e a lâmpada bem próximos no escuro. A resistência do LDR é alta, grampeia a válvula, fecha

o relé, acende a lâmpada, a luz da lâmpada atinge o LDR, diminui sua resistência, corta a válvula, abre o relé, apaga a lâmpada; o LDR no escuro tem sua resistência aumentada, grampeia a válvula e assim por diante. Este é o motivo pelo qual a posição do LDR em relação à lâmpada é importante.

Ainda quanto à localização do LDR, deverá ser tal que a única

variação de luz que ele receba seja a da luz natural. Com isto deve-se evitar que ele receba luminosidade de outros prédios ou, por exemplo, a luz de um luminoso de propaganda.

Se transformarmos este circuito em um transistorizado, poderemos utilizá-lo em veículos quaisquer de transporte, para acionar automaticamente as lanternas quando cai a noite. Assim



A parte inferior do enrolamento de 200 V deve ser ligado à massa.

FIG. 3 a.

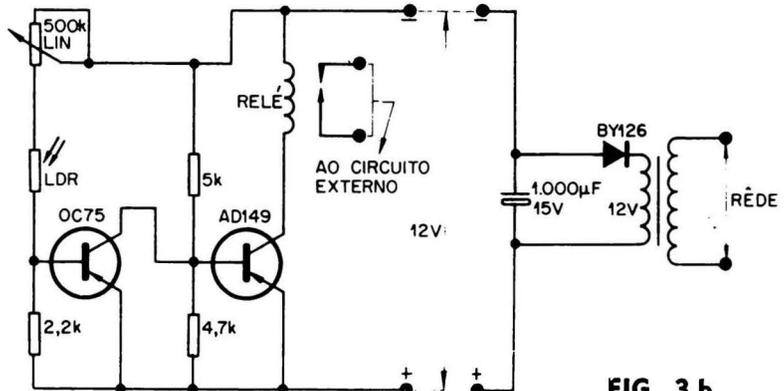


FIG. 3 b.

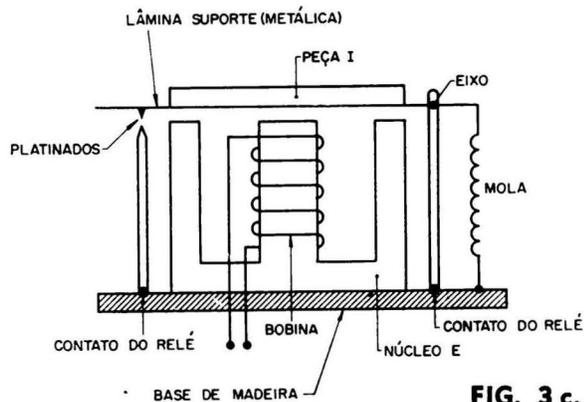


FIG. 3 c.

sendo, passemos ao circuito da figura 3B. Tal circuito pode ser ligado a uma fonte de 12V, do tipo bateria, ou ainda utilizando a fonte da figura 3B. O funcionamento é bastante simples. Quando o LDR está iluminado, sua resistência é baixa; desta forma, a base do transistor OC75 fica bastante negativa, fazendo com que tal transistor entre em condução. Assim sendo, a corrente de coletor do OC75, que circula pelo resistor de 5kΩ será alta, fazendo com que a tensão de base do AD149 fique bastante reduzida e em consequência a corrente de coletor deste seja mínima: isto implica em baixa corrente pela bobina do relé fazendo com que ele fique aberto.

Ao escurecer a resistência do LDR aumenta, a tensão negativa de base do OC75 diminui, a corrente de coletor do referido transistor diminui, fazendo com que a tensão de base do AD149 fique negativa. Este transistor entra em plena condução e a bobina do relé acionará o fechamento do circuito. O potenciômetro linear de 500kΩ serve pa-

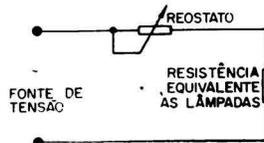


FIG. 4

ra ajustar em que nível de iluminação o circuito opera.

Se, por exemplo, o circuito ligado aos contatos do relé fôr o de lanterna de um automóvel, ao anoitecer ou ao atravessar um túnel, as lanternas se acenderão automaticamente.

O relé deverá fechar com uma corrente de 0,1A e possuir uma resistência interna de cerca de 90Ω. As especificações do relé não são críticas, mas se caso houver dificuldade de consegui-lo, poderá o leitor construí-lo a partir de um choque de filtro de baixa frequência para 150mA e resistência interna de cerca de 90Ω. Na figura 3C mostramos detalhes da construção do relé.

### Contrôle Automático de Iluminação Ambiente.

No caso de um salão onde se deseja manter o nível de iluminação constante, é necessário um contrôle. Um sistema manual e precário é ilustrado na figura 4. Precário porque possui vários inconvenientes:

- Dissipação excessiva de calor no reostato (perda de energia).
- Necessidade de um operador para acionar o contrôle.
- Imprecisão do ajuste, além de subjetivo.

Aí é que chega a solução eletrônica. Substituiremos o reostato da figura 4 por um reostato eletrônico auto-controlado.

O circuito completo é apresentado na figura 5, sendo composto de uma fonte convencional, um amplificador CC, um reator saturado e uma válvula controladora de corrente.

Como o funcionamento de alguns dos estágios acima citados não são de conhecimento de alguns leitores, será dada explicação a respeito, antes da descrição do funcionamento do circuito propriamente dito.

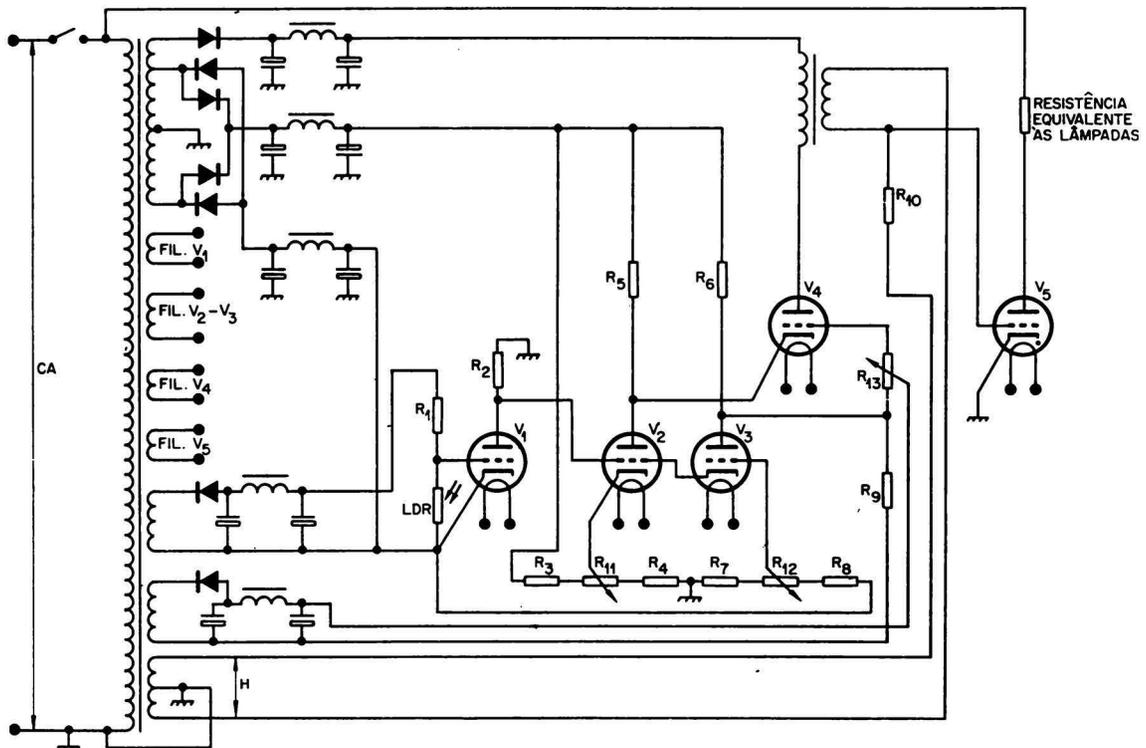


FIG. 5

A fonte de alimentação não apresenta novidade por ser do tipo convencional. Cabe apenas uma ressalva quanto à isolação entre enrolamentos do transformador que deverá ser muito boa. A quantidade de enrolamentos para a alimentação dos filamentos, deve-se ao fato dos potenciais elevados e diferentes em que estão os catodos.

O amplificador CC é um amplificador diferente dos convencionais. A diferença principal, é o tipo de acoplamento. Não são usados capacitores ou transformadores como no caso dos amplificadores CA, pois a CC ficaria bloqueada. Para tal, lança-se mão do acoplamento direto.

O reator saturável é um transformador que possui um enrolamento CC e dois enrolamentos interligados CA. O seu diagrama encontra-se na figura 6. O núcleo deste RS (reator saturável) é feito de um material cuja passa-

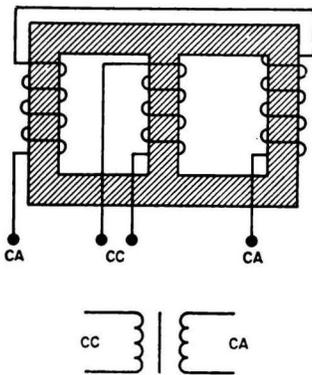


FIG. 6

gem de não saturado para saturado é brusca. Lembrando que a impedância de uma bobina diminui quando o seu núcleo satura, é fácil concluir que variando a corrente do enrolamento CC a impedância do enrolamento CA também varia.

Existem dois tipos básicos de válvulas controladoras: o thyatron e o ignitron. O thyatron é, basicamente, um triodo a gás no qual a grade de controle tem apenas um efeito de disparo. São fabricados para correntes desde a ordem de miliampères até dezenas de ampères. O seu funcionamento é descrito a seguir.

Aplicando-se uma tensão entre placa e catodo, o gás contido dentro da válvula não será

ionizado, impedindo a passagem dos elétrons de catodo para a placa. Mediante uma tensão aplicada à grade será possível criar um campo elétrico dentro da válvula suficiente para permitir a ionização do gás, tornando o condutor, o que permite a passagem franca de elétrons do catodo para a placa. Observe-se que o fenômeno não é reversível, isto é, pode-se conseguir a ionização do gás para valores bem determinados de tensão de grade e placa, mas não será possível alterar a ionização pela variação posterior da tensão de grade. Isto determina que após o disparo da válvula só será possível cortar a corrente de placa desligando a tensão de placa. O fato de se conseguir que a válvula conduza imediatamente após receber na grade um pulso correspondente à tensão de disparo torna a válvula excelente para ser usada como chave, uma vez que é possível comutar grandes correntes por intermédio de pequenas tensões de comando.

O ignitron é uma válvula do tipo de catodo líquido, sendo mercúrio o elemento constituinte deste catodo. Suas aplicações são semelhantes às do thyatron, diferindo no seguinte:

- Capacidade de corrente muito maior que a dos thyatrons, podendo atingir a casa dos milhares de ampères.
- É do tipo de catodo frio, não precisando, portanto, de filamento.
- Pelo fato de trabalhar com catodo líquido, não haverá perigo de ser danificada por um curto-circuito eventual da carga.

O seu funcionamento básico é apresentado a seguir.

Uma vareta de material refratário está mergulhada no mercúrio sem contudo ser molhada por este devido à alta tensão superficial do mercúrio. Aplicando-se então uma tensão entre o mercúrio e a vareta, que é chamada **ignitor**, cria-se um elevado gradiente de potencial devido à reduzida distância que existe entre o mercúrio e o ignitor. Em consequência desse gradiente de potencial há a produção de uma faísca inicial capaz de ionizar o vapor de mercúrio contido na válvula, tornando-a condutora, desde que se aplique à placa uma tensão positiva conveniente. Devido às altas correntes manejadas, é imprescindível um perfeito resfriamento da válvula.

Convém lembrar que existem elementos semicondutores, os SCR que substituem os thyatrons. A quem interessar o funcionamento do SCR consultar a Revista Eletrônica n.º 11, págs. 55-58 e n.º 12 págs. 48-52.

Para o controle da corrente de tais válvulas é necessário que a placa e a grade ou ignitor sejam alimentados com corrente alternada.

Variando-se a fase entre a tensão aplicada à grade e a tensão aplicada à placa ter-se-á uma variação de corrente da válvula. Pela figura 7 tem-se que: em linha cheia as tensões de placa e de grade para as quais a válvula dispara e em pontilhado a tensão de grade aplicada. Em **a** as duas tensões estão em fase e a válvula conduz durante o meio ciclo positivo todo. Em **b** as

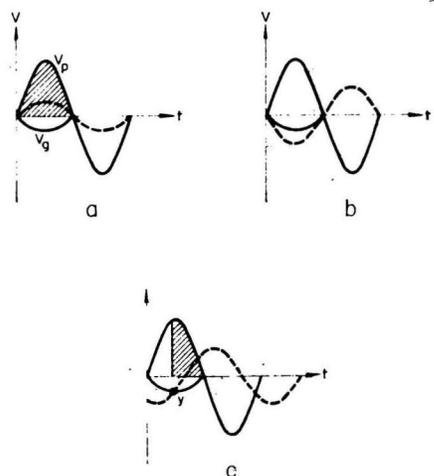


FIG. 7

duas tensões estão defasadas de  $180^\circ$  e a amplitude da tensão de grade é maior (em valor absoluto) do que a tensão de disparo em cada ponto. Logo, a válvula não conduzirá em qualquer circunstância. Em c há um deslocamento de fase tal que no ponto y o potencial de grade atinge a tensão de disparo, permitindo que a válvula comece a conduzir.

Assim variamos o tempo de condução da válvula (espaço hachurado no desenho), e conseqüentemente sua corrente média. Note-se que a válvula não conduz durante o segundo meio ciclo, pois a placa fica negativa.

Após tôdas essas explicações que serão utilizadas no decorrer do artigo, passemos ao funcionamento do circuito da fig. 5.

Temos dois casos principais a considerar:

#### a) Aumento de Iluminação

Se a iluminação aumenta a resistência do LDR diminui, assim a tensão grade-catodo de  $V_1$  diminui, a corrente de  $V_1$  aumenta e o potencial de placa de  $V_1$  diminui. Neste caso,  $V_2$  sai do corte e  $V_3$  fica mais cortada. A corrente em  $V_4$  diminui, diminui a saturação no RS, a impedância aumenta, a fase varia convenientemente de modo a fazer

com que a corrente em  $V_5$  diminua, e em consequência a intensidade luminosa diminuirá.

Um segundo caso será:

#### b) Diminuição da Iluminação

Se a iluminação diminui a resistência do LDR aumenta; assim a tensão grade catodo de  $V_1$  aumenta, a corrente de  $V_1$  diminui e o potencial de placa de  $V_1$  aumenta. Neste caso  $V_3$  sai do corte e  $V_2$  fica cortada. A corrente em  $V_4$  aumenta a saturação em RS, a impedância diminui, a fase varia convenientemente de modo a fazer com que a corrente em  $V_5$  aumente, e em consequência a intensidade luminosa aumentará.

Assim consegue-se manter a iluminação a um nível constante.

Os potenciômetros  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  e  $R_{13}$ , possuem escala marcada em níveis de luz.

$R_{11}$  ajusta o corte de  $V_2$

$R_{12}$  ajusta o corte de  $V_3$

$R_{13}$  ajusta o polarização de  $V_4$  em um valor adequado.

$V_1$  é uma amplificadora CC.

$V_2$  reconhece acréscimo de luz.

$V_3$  reconhece decréscimo de luz.

$V_4$  mantém a ionização de  $V_5$ .

$V_5$  mantém a corrente nas lâmpadas a um valor adequado.

$R_1$  e LDR formam o divisor de polarização de grade de  $V_1$ .

$R_2$  carga de placa de  $V_1$ .

$R_3$  e  $R_4$  limitadoras da excursão de  $R_{11}$ .

$R_5$  carga de placa de  $V_2$ .

$R_6$  carga de placa de  $V_3$ .

$R_7$  e  $R_8$  limitadores da excursão de  $R_{12}$ .

$R_9$  protetora da fonte de — B de polarização de  $V_4$  para a situação de  $R_{13}$  fechado.

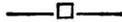
$R_{10}$  e RS formam o circuito variador de fase para contrôlo de corrente da  $V_5$ .

Quando o nível de luminosidade está no valor correto (imposto por  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  e  $R_{13}$ ), as válvulas  $V_2$  e  $V_3$  estarão no ponto de corte. Quanto mais próximo do ponto de corte-condução estiverem  $V_2$  e  $V_3$ , mais sensível será o equipamento às variações de luz.

No que tange à localização do LDR, êste deverá ser colocado num ponto central da sala, para que êle seja capaz de reconhecer o valor correto do nível de luz. Se necessário, pode-se usar mais de um LDR, associando-os em paralelo e dando a  $R_1$  um valor apropriado à essa associação.

Com êste equipamento evitamos desperdício de energia, perda de tempo, e obtemos iluminação correta.

(continua no próximo número).



## OSCILADORES RC. por deslocamento de fase

(Cont. da pág. 369)

é dar apenas um processo simplificado para o projeto de osciladores por deslocamento de fase, o uso da Equação III está justificado. Podemos agora passar para o resto do processo de projetar o oscilador.

À medida que aumentamos o número de seções  $n$ , a atenuação da rede de realimentação decresce e  $R_4$ ,  $R_5, \dots, R_n$  aumenta (consequência do menor deslocamento de fase necessário para cada seção). As atenuações típicas variam de 29 a 14 vezes para  $n = 3$  e  $n = 6$ , respectivamente. As atenuações para estas redes poderão ser obtidas de vários livros especializados. O primeiro passo é decidir o valor de  $n$ . Os fatores que afetarão a escolha são: potência de saída desejada e características dos

transistores disponíveis. Quanto maior o valor de  $n$ , maior será a saída possível e menos restritas as exigências de ganho para o transistor. Depois de se ter decidido por um valor para  $n$ , e conhecendo-se a frequência, a Equação III será usada para determinar um produto RC. Escolha um valor de C tal que  $X_c > Z_i^*$  (as Equações II e III baseiam-se nesta suposição) e então determine o valor de R que satisfaça o produto RC necessário. Os valores para R e C podem variar muito, mas a condição ideal é a que torna  $X_c$  tão maior que  $Z_i$  quanto possível. Obtemos assim os valores de todos os componentes necessários para um oscilador por desloca-

(\*) Onde  $Z_i$  é a impedância de entrada do transistor.

mento de fase de  $n$  seções. O ajuste da resistência de polarização pode se fazer necessário, como indicado anteriormente, para retocar a distorção na forma de onda de saída.

A despeito do pequeno erro que ela introduz, a Equação III pode simplificar grandemente o projeto de um oscilador por deslocamento de fase de múltiplas seções. O ajuste dos valores pode ser necessário para se chegar à exata frequência que se deseja mas de qualquer maneira as tolerâncias típicas dos componentes sempre exigem êstes retoques, mesmo nos circuitos de projeto mais exato. Na Fig. 1 apresentamos um exemplo de projeto prático, juntamente com os valores necessários para duas frequências de oscilação: 1KHz e 15KHz.

# PREAMPLIFICANDO COM SILÍCIO

Dado o crescente interesse dos nossos leitores pela aplicação de transistores de silício em áudio, apresentaremos em seguida algumas sugestões relativas a circuitos de pré-amplificação de áudio.

## PRÉ-AMPLIFICADOR PARA CÁPSULAS DE CERÂMICA

A figura 1 ilustra um pré-amplificador para cápsulas de cerâmica. Graças ao baixo valor da impedância de entrada (700  $\Omega$  a 10 k $\Omega$ ), a cápsula fornece um sinal proporcional à velocidade do sulco, sendo necessária uma equalização semelhante à RIAA, a qual é obtida por meio do elo de realimentação  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  e  $C_3$ . O primeiro transistor é de baixo ruído, indicado para aplicações deste tipo, e sua corrente de trabalho é de 140  $\mu$ A. O transistor  $T_2$  opera como adaptador de impedâncias e opera com 900  $\mu$ A. O circuito de controle de graves e agudos constitui um elo de realimentação, dependente da frequência, entre coletor e base de  $T_3$ .

O ganho total, a 1 kHz, é de 1,4 dB e a resposta em frequência (-3 dB) se estende de 22 a 270 kHz, os controles de graves e agudos sendo mantidos na posição plana. A distorção harmônica total, medida entre 40 Hz e 15 kHz é inferior a 0,1 % para 0,5 V de saída. A relação sinal/ruído, sem carga na entrada e com o controle de volume todo aberto e controles de tom na posição plana, é melhor do que 60 dB. Finalmente, a atuação dos controles de tonalidade pode ser assim resumida:

- reforço de graves de 15 dB em 40 Hz e de agudos de 18 dB em 20 kHz;
- atenuação de graves de 20 dB em 40 Hz e de agudos de 20 dB em 20 kHz.

Todas as características aqui mencionadas dizem respeito a uma carga de 10 k $\Omega$ , para a

qual o circuito foi projetado. O mais baixo valor de carga que não compromete seu desempenho é de 500  $\Omega$ , muito embora, nesta condição, a sobrecarga se faça notar com 0,7 V de saída (ao invés de 1,5 V), o ganho total caia para 1 dB e o máximo reforço de graves seja de 13 dB em 30 Hz.

Este circuito pode ser utilizado em conjunto com o amplificador de 100 W a ser publicado em um dos próximos números.

## PRÉ-AMPLIFICADOR PARA CÁPSULAS MAGNÉTICAS

Está ilustrado na figura 2, o controle de tonalidade sendo idêntico ao da figura 1. O ganho total, em 1 kHz, é de 34 dB, a distorção harmônica total é inferior a 0,1 % para 0,5 V de saída e a relação sinal/ruído é melhor do que 60 dB.

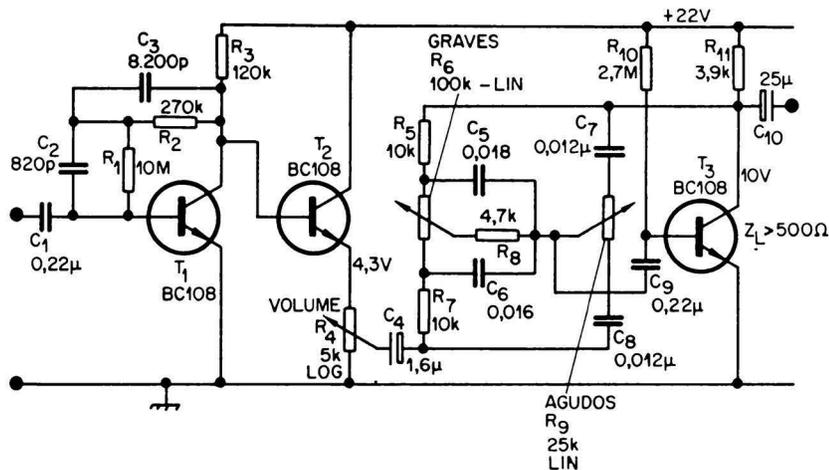


FIG. 1

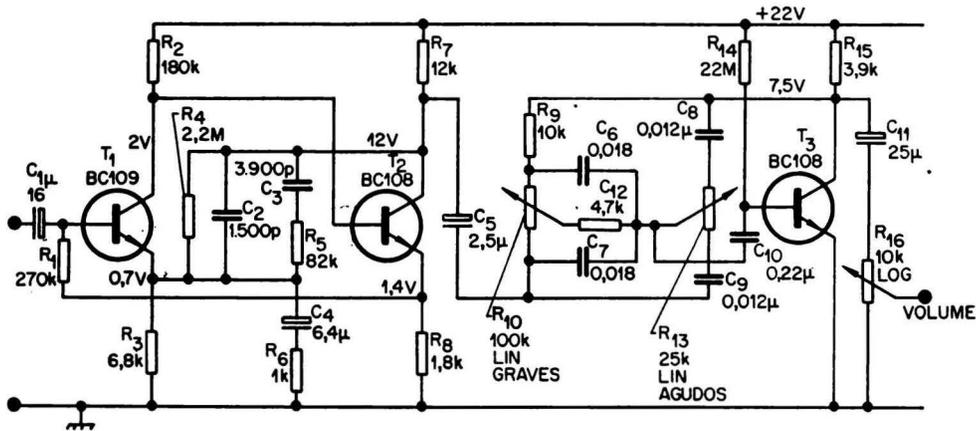


FIG. 2

Tal como o circuito anterior, este também pode ser utilizado com o amplificador de 100 W.

### CIRCUITOS ADICIONAIS PARA UM PRÉ-AMPLIFICADOR

Um amplificador de alta qualidade, pertencendo a uma categoria **menos comercial** que a dos amplificadores convencionais, é dirigido para um consumidor mais exigente e sofisticado ou é destinado a aplicações profissionais. Assim, muitos fabricantes acharão por bem dotar seu pré-amplificador de certos recursos que o tornem bastante versátil. Apresentaremos a seguir algumas sugestões destinadas a completar o circuito.

O **pré-amplificador de microfone** da figura 3 pode ter seu ganho de tensão variado entre 13 e 40 dB por meio do potenciômetro de ajuste de 10 kΩ incluído no elo de realimentação. Seu desempenho pode ser assim resumido:

- distorção harmônica (1 kHz) igual a 0,1 % para 2 V de saída e inferior a 0,05 % para 0,5 V de saída, quando o ganho é máximo;
- para a condição de ganho mínimo, mantidas inalteradas as demais condições, os valores de distorção passam a ser de 0,7 % e 0,2 %, respectivamente;
- impedância de entrada de 145 kΩ e 120 kΩ para ganhos de tensão de 13 e 40 dB, respectivamente;
- impedância de saída de 47 Ω e 120 Ω para ganhos de tensão de 13 e 40 dB, respectivamente;

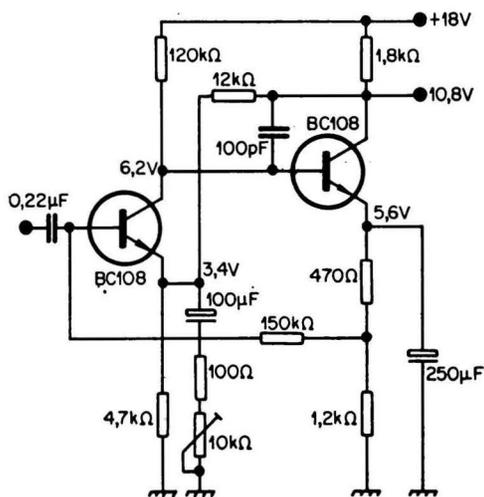


FIG. 3

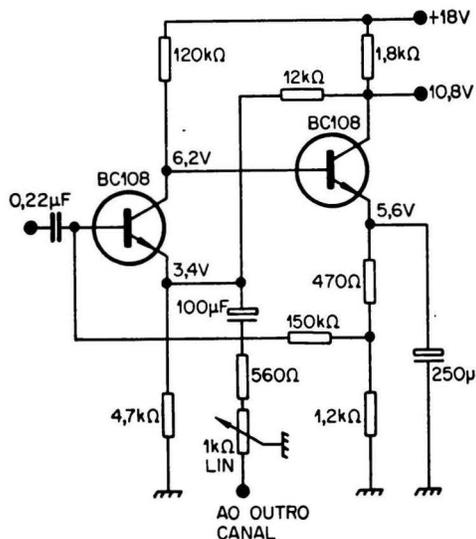


FIG. 4

● resposta em frequência de 20 a 20 kHz ou mais larga quando  $G_v = 13$  dB.

O Circuito de **controle de equilíbrio** para estéreo da figura 4 permite uma variação de ganho de tensão da ordem de 6 dB por canal. O valor médio do ganho de tensão é de 23,4 dB e como o potenciômetro de controle faz parte de um elo de realimentação, a distorção varia ligeiramente de uma posição extrema para a outra. Contudo, tal variação é praticamente desprezível. A tensão de ruído presente na saída assume os valores de  $5 \mu\text{V}$ ,  $7 \mu\text{V}$  e  $15 \mu\text{V}$  para valores de resistência de fonte de sinal (gerador) iguais a  $1 \text{ k}\Omega$ ,  $10 \text{ k}\Omega$  e  $100 \Omega$ , respectivamente. A resposta em frequência se estende de menos de 20 Hz a mais de 20 kHz, a impedância de entrada é de  $140 \text{ k}\Omega$  e a de saída é de  $85 \text{ k}\Omega$ .

A inclusão de um **controle de presença** significa que uma parte relativamente pequena da faixa de frequências de áudio poderá ser mais amplificada que a parte restante. O circuito está ilustrado na figura 5, sendo constituído por um amplificador cujo elo de realimentação é um filtro duplo-T sintonizado em 2 kHz. A figura 6 apresenta as curvas de meio-refôrço e refôrço total, além da curva quase plana. Como vemos, este tipo de controle proporciona um maior destaque às frequências de voz. A distorção é inferior a 0,1% desde que a tensão de saída não ultrapasse o valor de 250 mV. O ganho de tensão — curva plana — é de 0,95 e as impedâncias de entrada e de saída são iguais a  $12 \text{ k}\Omega$  e  $100 \Omega$ , respectivamente.

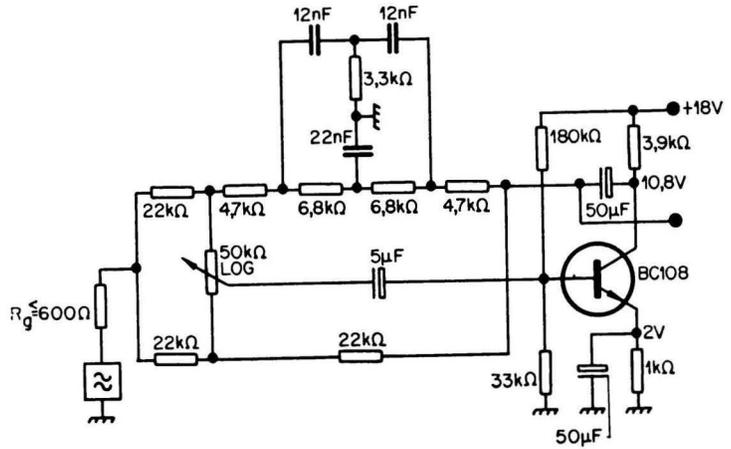


FIG. 5

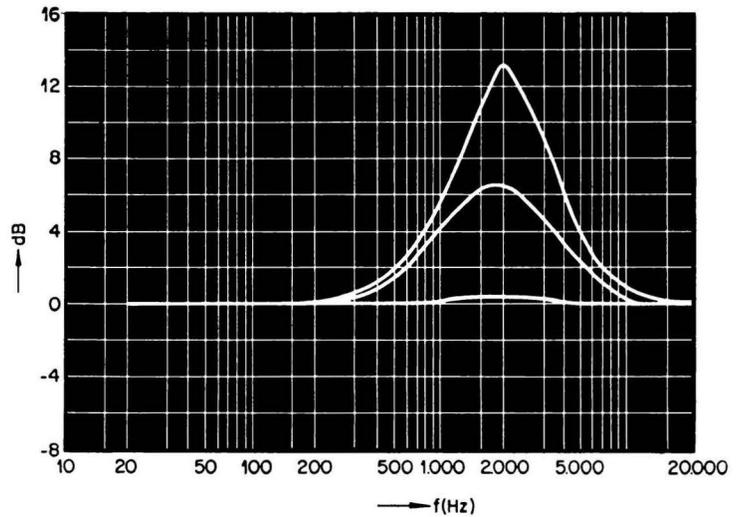


FIG. 6

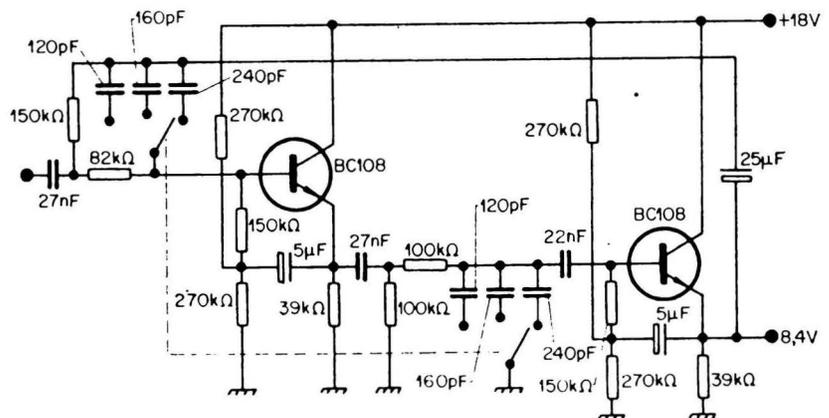


FIG. 7

O filtro de zoad (rumble) e chiado da figura 7 permite uma atenuação de 13 dB por oitava, sendo constituído de dois elos de realimentação dependentes de frequência conectados a dois transistores ligados em configuração seguidor do emissor. A faixa de passagem tem seu limite inferior (-3 dB) fixado em 45 Hz, enquanto que o limite superior (-3 dB) pode ser escolhido entre 7 kHz, 12 kHz e 16 kHz. O ganho de tensão não ultrapassa 0,95 e a distorção é de 0,1% para um sinal de saída de 1 V. As impedâncias de entrada e de saída são de 1,7 M $\Omega$  e 450  $\Omega$ , respectivamente. A figura 9 apresenta as curvas de resposta desse filtro de zoad e chiado.

O amplificador misturador da figura 8 possui duas entradas, cada sinal sendo injetado na base de um BC108. Depois de misturados, os dois sinais são aplicados à base de outro transistor BC108, o qual está ligado como seguidor de emissor — baixa impedância de saída. O ganho de tensão para cada entrada é igual à unidade e para uma distorção de 0,5% a tensão de entrada não deve ultrapassar 1 V, caso contrário haverá sobre-excitação.

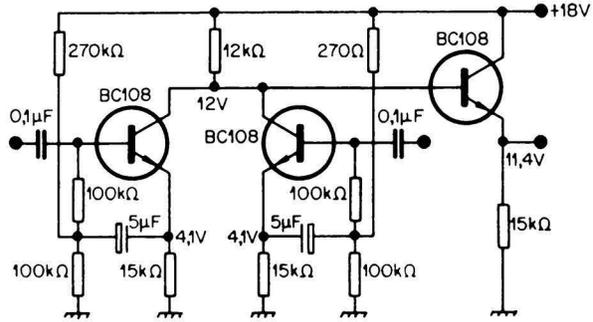


FIG. 8

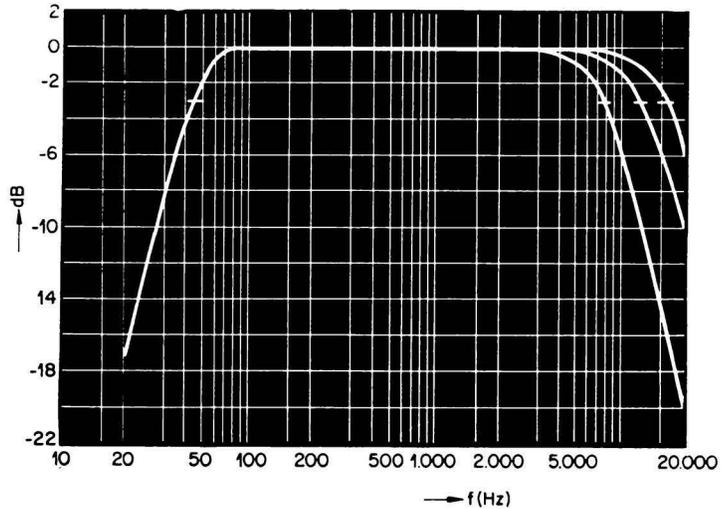


FIG. 9



## NOTÍCIAS DO MUNDO

(Cont. da pág. 350)

### RCA DESENVOLVEU TRÊS EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS QUE FACILITARAM A FABULOSA FAÇANHA DA "APOLO-8".

A câmara de televisão que transmitiu as imagens da superfície lunar; os equipamentos de transmissão e recepção desde o veículo espacial até a terra e vice-versa; e o radar que permitiu o rastreamento da nave em seu regresso desde a lua até o Oceano Pacífico, foram criados pela RCA e contribuíram em muito para o êxito do Projeto Apolo.

Muitos milhares de engenheiros, técnicos, cientistas, operários e empregados — calculam-se mais de 300.000 — intervieram na fabricação de todos

os elementos e na organização dos detalhes que levaram ao notável triunfo de circunavegar a Lua e transmitir as imagens de sua superfície a somente 112 quilômetros de altura, para logo regressar à Terra. Foram quase sete dias de expectativa mundial que nunca diminuiu e que, pelo contrário, foi em crescente suspense até culminar com a travessia da nossa atmosfera suportando temperaturas de mais de 3.000°C, a uma velocidade de 12 quilômetros por segundo.

A RCA se sente orgulhosa de ter contribuído em parte com o êxito desta proeza, graças aos seus bens e manancial no campo eletrônico. A nave espacial contou com três equipamentos RCA, fundamentais para o bom desenvolvimento e segurança de voo.

Em primeiro lugar, a câmara miniatura de televisão de apenas 2.500 gramas de peso, foi fabricada especialmente pela RCA para o Projeto Apolo, e ela permitiu captar e transmitir à Terra as ima-

(Cont. na pág. 411)

# a estabilização de tensões com semicondutores

## III

### UTILIZAÇÃO DE TRANSISTORES PARA AMPLIAÇÃO DA FAIXA DE ESTABILIZAÇÃO DO DIODO ZENER

Se a corrente máxima da carga for maior do que o valor correspondente a  $0,9 I_{Z \text{ max.}}$ , a estabilização de tensão não poderá mais ser feita exclusivamente através de um só diodo Zener. Nesse caso utilizamos o circuito apresentado na fig. 1 no qual o transistor funciona como uma resistência variável em série com a resistência de carga  $R_L$ . A tensão entre o coletor e o emissor ( $V_{CE}$ ) representa exatamente a diferença entre a tensão de saída ( $V_S$ ) e a tensão de entrada ( $V_E$ ). Com uma variação da tensão de entrada, o ponto de trabalho do transistor se desloca de tal maneira que a resistência apresentada pelo mesmo varia o suficiente para manter a tensão na carga ( $V_S$ ) constante. Para esse tipo de estabilização é necessário que se utilize uma tensão de referência (de baixa resistência interna) que normal-

mente é obtida por meio de um diodo Zener e que por isso aparece na fig. 1 como  $V_Z$ .

Quanto menos a tensão de referência variar e quanto menor for a variação da tensão  $V_{BE}$  tanto mais estável será a tensão de saída  $V_S$ .

A corrente de carga  $I_L$  se constitui na corrente de emissor do transistor. Uma pequena parte dessa corrente ( $I_B$ ) flue pela base e pelo elemento que dá a tensão de referência ( $V_Z$ ), o restante flue pelo coletor (corrente de coletor  $I_C$ ) em direção à entrada. O diodo Zener serve para compensar as variações da corrente de base, que se situa dentro da faixa de  $0,9 I_{Z \text{ max.}}$ . Assim conseguimos, através do controle de uma corrente pequena pelo diodo Zener, controlar uma corrente dezenas de vezes maior ( $I_L$ ) que não poderia ser contro-

lada simplesmente pelo diodo Zener por escapar à sua faixa de controle.

A queda de tensão entre a base e o emissor é pequena e em geral da ordem 0,1 a 0,3 V, para o transistor de germânio. A resistência dinâmica do coletor sendo muito grande, faz com que a variação da corrente de emissor e portanto da corrente de carga seja bem pequena. Se a tensão de entrada diminui, a corrente diminui só um pouco.

Vamos introduzir alguns conceitos antes de examinarmos o projeto de um circuito estabilizador desse tipo.

a) **resistência interna diferencial do circuito:** é definida como sendo

$$r_i = \frac{\Delta V_{BE} + \Delta V_Z}{\Delta I_L}$$

onde

$\Delta V_{BE}$  = variação da tensão base-emissor

$\Delta V_Z$  = variação da tensão Zener

$\Delta I_L$  = variação da corrente de carga

Estas variações ocorrem devido à variação da tensão de entrada não estabilizada ( $V_E$ ) ou da resistência de carga ( $R_L$ ).

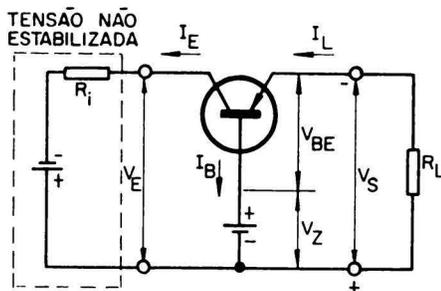


FIG. 1

Em geral, em primeira aproximação,

$$r_i = \frac{0,2 \text{ a } 0,3V}{I_L}$$

b) a medida da qualidade da estabilização é dada pelo chamado fator de estabilização que resulta da relação (B) entre duas quantidades, uma das quais sempre é relativa à tensão que se deseja manter constante ( $V_s$ ) e a outra à grandeza que varia (tensão de entrada ou resistência de carga).

Essa quantidade (B) é definida como a variação percentual da grandeza considerada.

Assim, para a tensão de entrada temos

$$B_E = \frac{\Delta V_E}{V_E}$$

que exprime a variação percentual da tensão de entrada.

Da mesma forma para a tensão de saída temos:

$$B_S = \frac{\Delta V_s}{V_s}$$

A relação entre  $B_s$  e  $B_E$  nos dá o fator de estabilização  $S_v$

$$S_v = \frac{\Delta V_s/V_s}{\Delta V_E/V_E}$$

Conhecida a variação percentual da tensão de entrada e multiplicando-se-a pelo fator de estabilização  $S_v$  obtém-se a variação percentual da tensão de saída. Quanto menor  $S_v$ , evidentemente tanto mais estável será a tensão  $V_s$ .

Se no entanto desejamos saber qual a influência da variação da carga, convém utilizar o fator de estabilização  $S_R$  definido como se segue:

$$S_R = \frac{\Delta V_s/V_s}{\Delta R_L/R_L}$$

onde  $\frac{\Delta R_L}{R_L} = B_{RL}$

### DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO

Com o circuito da fig. 1 podemos estabilizar tensões de até 80V e alguns ampères de carga. As altas tensões de referência necessárias podem ser obtidas pela associação em série de vários diodos Zener. Devemos nos

lembrar sempre que é o diodo Zener com a maior tensão de Zener que determina a máxima corrente de Zener ( $I_{Z \max}$ ) que pode fluir pela associação.

### TENSÃO DE ENTRADA

Devido a considerações relativas a potência dissipada no transistor a tensão de entrada não deve ser muito grande. A tensão  $V_{E2}$ , que alimenta o diodo Zener, pode ser maior do que o valor  $V_{E1}$  o que faz com que geralmente cada uma das tensões de entrada possua seu próprio circuito retificador.

Para determinar a tensão de entrada  $V_{E1}$  devemos considerar as tolerâncias permitidas relativas à tensão de entrada, ao que se deve somar o valor de pico de eventuais tensões de zumbido existentes.

Admite-se 2 volts como valor mínimo da tensão entre coletor e emissor, em condições de máxima corrente de carga ( $I_{L \max}$ ) e mínima tensão de entrada ( $V_{E1}$ ). Daí decorre:

$$V_{E1 \min} = V_{s \max} + 2 \text{ (volts)}$$

A tensão em vazio da fonte de alimentação ( $E_{E1 \min}$ ) correspondente a  $V_{E1 \min}$  obtida somando-se à tensão  $V_{E1 \min}$  a queda de tensão devida à resistência interna da fonte de alimentação ( $R_i$ ). Assim:

$$E_{E1 \min} = V_{E1 \min} + k' I_{L \max} R_i$$

Se a fonte de alimentação for contínua  $k'$  é igual a 1. Se for alternada o valor de  $k'$  pode assumir os seguintes valores:

$k' \cong 2,5$  a 3 para retificação de onda completa.

$k' \cong 5$  a 6 para retificação de meia onda.

O valor máximo da tensão em vazio é dado por:

$$E_{E1 \max} = \frac{E_{E1 \min}}{K} \text{ onde}$$

$$K = \frac{1 - b}{1 + a}$$

sendo  $a$  o valor da tolerância para mais da tensão de entrada e  $b$  o da tolerância para menos. A tensão de zumbido deve ser incluída na tolerância.

A tensão  $E_{E1 \max}$  é a máxima tensão que surge sobre o condensador  $C_1$  quando  $I_L = 0$  (fig. 2). Ela corresponde praticamente ao valor de pico de tensão no secundário do transformador (corresponde a  $V_{E1}$ ) menos a queda de tensão nos retificadores cerca de 1V por retificador de silício.

O valor necessário da tensão de alimentação do diodo Zener é:

$$V_{E2 \max} = V_Z \frac{Z - 1}{YZ - 1}$$

Comparando com equação semelhante dada em artigo anterior (Rev. Eletrônica n.º 28) vê-se que a grandeza  $K$  do denominador foi substituída por outra  $Y$ . A razão é que  $K$  exprime apenas a relação entre as tensões de entrada em vazio. Na prática no entanto, somos obrigados a considerar na determinação de  $V_{E2}$  também, por exemplo, em fontes de alimentação que possuem um só transformador para  $V_{E1}$  e  $V_{E2}$ , o efeito das variações de carga sobre  $R_i$ .

Portanto aí obtemos para a mínima tensão de entrada em vazio o valor:

$$E_{E1 \min}^* = V_{E1 \min} + \frac{K I_{L \max} R_i}{2}$$

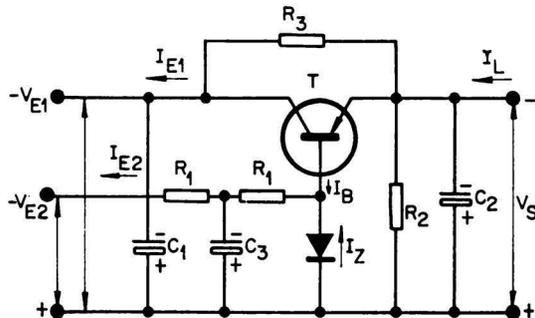


FIG. 2

e Y é definido como sendo a

$$\text{relação } \frac{E_{E1 \min}^*}{E_{E1 \max}}$$

A relação Y é menor do que K e acarreta portanto um valor para  $V_{E2 \max}$  maior do que aquele obtido se tivéssemos simplesmente usado a fórmula recomendada no artigo anterior.

### O DIODO ZENER

A tensão de Zener é praticamente igual à tensão de saída  $V_s$ .

O Zener deve compensar as variações da corrente de base  $I_B$  e da tensão de entrada  $V_{E2}$ . O valor máximo da corrente de base é obtido pela divisão do valor máximo da corrente de carga pelo menor valor que se pode esperar para o coeficiente de amplificação da corrente contínua do transistor escolhido ( $h_{FE \min}$ )

$$I_{B \max} = \frac{I_{L \max}}{h_{FE \min}}$$

Se o circuito deve trabalhar também em vazio a faixa de variação da corrente de base vai de 0 até  $I_{B \max}$ , entretanto se a corrente de carga não puder ser menor do que um certo valor, a variação da corrente de base será apenas,

$$\Delta I_B = I_{B \max} - I_{B \min}$$

Substituindo nas fórmulas deduzidas no artigo anterior  $I_L$  por  $I_B$  obtemos:

$$Z = \frac{I_{B \min} + I_{Z \max}}{I_{B \max} + 0,1 I_{Z \max}}$$

Já que vamos utilizar um condensador ( $C_3$ ) para "alisar" ainda mais a tensão contínua, a resistência em série será dividida em duas resistências de igual valor:

$$R_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{E2 \max} - V_Z}{I_{B \min} + I_{Z \max}}$$

Daí decorre para  $V_{E2 \max}$

$$V_{E2 \max} = V_Z + 2R_1 (I_{B \min} + I_{Z \max})$$

### O TRANSISTOR DE POTÊNCIA

#### Determinação da máxima potência dissipada pelo transistor

Para se escolher o tipo mais correto de transistor a ser em-

pregado é necessário que se determine a potência dissipada pelo transistor em funcionamento.

Para a menor tensão de entrada ( $V_{E1 \min}$ ) e a maior tensão de saída ( $V_{S \max}$ ) deve-se garantir uma estabilização perfeita quando a corrente de carga atinge seu valor nominal  $I_{L \max}$ .

O mínimo valor da tensão em vazio  $E_{E1 \min}$  é:

$$E_{E1 \min} = V_{S \max} + V_{\text{transistor}} + k \cdot I_{L \max} \cdot R_i$$

Onde  $V_{\text{transistor}}$  é a tensão mínima entre coletor e emissor.

Daí decorre o valor máximo da tensão em vazio:

$$E_{E1 \max} = \frac{E_{E1 \min}}{K}$$

Além disso a maior corrente de carga possível em condições de sobretensão (na entrada) e sobrecarga é dada então pela seguinte expressão:

$$I_{LA} = \frac{E_{E1 \max} - V_{S \min}}{k \cdot R_i}$$

Ora, a potência dissipada é máxima quando a resistência apresentada pelo transistor ( $R_T$ ) é igual à resistência interna da fonte ( $R_i$ ).

Nesse caso a corrente que flui pela carga é igual a  $I_L = \frac{I_{LA}}{2}$ .

Portanto a potência dissipada máxima ocorre para uma corrente de carga que é igual a metade da corrente de carga máxima possível.

A tensão sobre o transistor ( $V_T = V_{CE}$ ) é igual a

$$V_T = \frac{E_{E1 \max} - V_{S \min}}{2}$$

pois a tensão total  $E_{E1 \max} - V_{S \min}$  se divide igualmente pelo transistor e pela resistência interna  $R_i$ .

Sendo a potência dissipada no transistor dada por

$$P_D = V_T \cdot I_L$$

Obtemos como expressão da potência máxima dissipada:

$$P_{D \max} = \frac{E_{E1 \max} - V_{S \min}}{2} \cdot \frac{I_{LA}}{2} = \frac{(E_{E1 \max} - V_{S \min})^2}{4R_i}$$

Quando tratamos de fontes de alimentação contínua, essa expressão é válida sem restrições.

Porém, com fontes de alimentação de corrente alternada em que se faz necessária uma retificação vimos que se devia introduzir um fator k que dependia do circuito retificador utilizado.

Portanto:

$$P_{D \max} = \frac{(E_{E1 \max} - V_{S \min})^2}{4 \cdot k \cdot R_i}$$

### ESCOLHA DO TRANSISTOR

Na maioria dos casos emprega-se um transistor de potência.

A máxima temperatura de junção ( $T_j$ ), permitida (75° até 90° para transistores de Germânio, por exemplo) consta do manual para qualquer tipo de transistor. A temperatura ambiente  $T_A$  é da ordem de 45 a 60°C.

A máxima potência dissipada permitida se obtém da expressão

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_A}{R_{cc}}$$

onde  $R_{cc}$  é a resistência térmica entre a junção base coletor e o envólucro do transistor.

Para o transistor escolhido esse valor deve ser maior do que o da máxima potência dissipada calculada no item anterior.

### ASSOCIAÇÃO EM CASCATA

Se a corrente  $I_L$  for muito grande, a máxima corrente de base  $I_{B \max}$  poderá ultrapassar o valor  $0,9 I_{Z \max}$  e então será necessário associarem-se dois ou mais transistores em cascata (fig. 3).

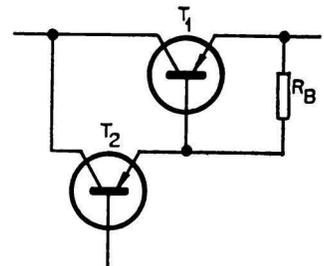


FIG. 3

A amplificação total de corrente devida à associação de dois transistores somente é igual a  $h_{FE} = 0,9^2 \cdot h_{FE1} \cdot h_{FE2}$  onde  $h_{FE1}$  e  $h_{FE2}$  são os coeficientes de amplificação de corrente contínua dos transistores  $T_1$  e  $T_2$  respectivamente.

Para o cálculo da máxima corrente de base  $I_{B\max}$  da associação em cascata de dois transistores usamos para  $h_{FE1}$  e  $h_{FE2}$  os seus valores mínimos de onde resulta então  $h_{FE\min}$ .

$$I_{B\max} = \frac{I_{L\max}}{h_{FE\min}}$$

Evidentemente deve ser obedecida a relação:

$$I_{B\max} \leq 0,9 \cdot I_{Z\max}$$

A resistência  $R_B$  tem seu valor determinado através da fórmula obtida experimentalmente:

$$R_B \approx \frac{10V_{BE}(T_1)}{I_{B\max}(T_1)} = \frac{10 \cdot 0,3}{I_{B\max}(T_1)},$$

sendo que  $R_B$  serve para assegurar o corte de  $T_1$ .

Portanto por  $R_B$  flui no máximo uma corrente igual a 0,1 da corrente máxima de base do transistor  $T_1$ .

Podemos associar mais de dois transistores, mas a prática recomenda que não se use mais do que três já que a resistência diferencial  $r_1$  se torna muito grande o que diminui a precisão do controle da estabilização de tensão.

Aproximadamente:

$$r_1 \approx \frac{n \cdot V_{BE}}{I_L} \approx \frac{n \cdot 0,2}{I_L}$$

onde  $n$  é o número de transistores associados em cascata.

### Dimensionamento das resistências

#### Resistência $R_1$

A expressão que nos dá  $R_1$  já foi examinada no item "o diodo Zener".

#### Resistência $R_2$

Serve para fazer com que exista em vazio, entre o emissor e a base do transistor de potência,

uma tensão bem pequena o que garante a estabilização da tensão. Deve ser usada necessariamente quando  $I_L$  pode assumir o valor zero.

$$R_2 \leq \frac{V_s}{I_{CBO}(90^\circ C)} \text{ onde } I_{CBO}(90^\circ C) \text{ é obtido dos manuais.}$$

(90°C) é obtido dos manuais.

#### Resistência $R_3$

Ela é incluída no circuito quando pelo mesmo circula em quaisquer condições uma corrente de carga mínima ( $I_{L\min}$ ).

A máxima corrente que passa então por  $R_3$  não deve de modo algum ser maior do que  $I_{L\min}$ , porque senão a estabilização de tensão só se iniciará para valores de corrente de carga maiores do que  $I_{L\min}$ .

Para o cálculo de  $R_3$  devemos somar à tensão máxima para uma carga nominal  $V_{E\max}$ , a queda de tensão causada pela resistência interna da fonte.

$$R_3 = \frac{V_{E\max} + kR_i(I_{L\max} - I_{L\min}) - V_s}{0,9 I_{L\min}}$$

A estabilização de tensão começa a funcionar dependendo da tensão de entrada, entre 0 e 0,9  $I_{L\min}$  sendo que estes valores valem para a mínima tensão de entrada e a máxima respectivamente.

Assim a resistência em paralelo  $R_3$  deve ser usada principalmente quando tivermos de compensar quase que somente variações da carga, permanecendo a tensão de entrada praticamente constante.

## DIMENSIONAMENTO DOS CONDENSADORES

### Condensador $C_1$

O condensador  $C_1$  serve para "alisar" a tensão de entrada, pois como já dissemos anteriormente é conveniente que essa tensão seja a mais isenta de "ripple" possível.

Evidentemente que é obtida através de um retificador de onda completa ou de um circuito ponte. A tensão eficaz de zumbido sobre o condensador, para uma frequência de rede de 60Hz e retificação de onda completa

$$V_r \approx 1,87 \cdot \frac{I_L}{C}$$

onde

$I_L$  em mA

$C$  em  $\mu F$

$V_r$  em Volt

Se impomos a condição de que o valor de pico da tensão de zumbido não deve ser maior do que 5% da tensão de saída  $V_s$ , obtemos:

$$C_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,87}{0,05} \frac{I_E}{V_s} \approx 52 \frac{I_{L\max}}{V_s}$$

onde

$I_L$  em mA

$V_s$  em Volt

$C_1$  em  $\mu F$

### Condensador $C_2$

O condensador é necessário quando podem ocorrer variações de carga muito rápidas que fa-

çam com que a corrente de carga ultrapasse o valor  $I_{L\max}$ .

Embora cada caso merecesse um estudo em particular, podemos adotar para  $C_2$  o valor obtido empiricamente:

$$C_2 \approx 100 \cdot I_{L\max}, \text{ onde}$$

$I_{L\max}$  em A

$C$  em  $\mu F$

Com esse valor, a corrente na carga pode ser igual a 1,5  $I_{L\max}$  durante 1 milissegundo

### Condensador $C_3$

Para diminuir a tensão de "ripple" no diodo Zener podemos utilizar o condensador  $C_3$ .

A impedância capacitiva para uma frequência de 120 Hz (retificação de onda completa) não

deve ser superior a  $\frac{1}{20}$  do va-

lor da resistência  $R_1$ .

$$\frac{1}{\omega \cdot C_3} \leq \frac{R_1}{20}$$

ou  $C_3 \approx \frac{26,5}{R_1}$ , onde

$C_3$  em  $\mu F$

$R_1$  em  $k\Omega$

# Separação de sincronismo

## em receptores de TV transistorizados

Estudo de circuitos de separação de sincronismo em receptores de TV transistorizados. Descrição das características e funcionamento dos diferentes circuitos. Estão incluídos exemplos típicos de realização prática.

### OS SINAIS DE SINCRONISMO

#### Função dos Sinais de Sincronismo

Os circuitos que produzem a varredura do feixe no tubo da câmara do transmissor e no tubo de imagem do receptor devem estar perfeitamente sincronizados. Esta sincronização se obtém controlando o disparo desses circuitos mediante sinais de sincronismo aplicados simultaneamente no transmissor e no receptor.

Estes sinais devem atuar os circuitos que produzem as varreduras vertical e horizontal. Assim, ao final de cada linha deverá haver um sinal de sincronismo horizontal e ao final de cada quadro um sinal de sincronismo vertical (ou sincronismo de quadro).

#### Sincronismo Horizontal

A figura 1 apresenta o sinal de vídeo que corresponde a uma linha de varredura horizontal:

- 1 — De  $t_1$  a  $t_2$  temos o sinal de luminância, cujas variações de amplitude estão compreendidas entre os níveis de branco e de preto.
- 2 — De  $t_2$  a  $t_3$  e de  $t_4$  a  $t_6$  encontramos os dois pedestais situados a um nível bem próximo ao do preto. Têm por objetivo evitar que o sinal de luminância perturbe o de sincronismo.
- 3 — De  $t_3$  a  $t_4$  temos o sinal de sincronismo destinado a disparar o circuito de varredura horizontal.

Na figura 2 estão representados os limites da imagem resultante sobre a tela do receptor. Durante o intervalo de  $t_1$  a  $t_2$  o feixe de elétrons do tubo de imagem é modulado pelo sinal de luminância, e entre  $t_2$  e  $t_4$  por uma tensão compreendida entre o nível de referência e o de supressão. O intervalo de tempo compreendido entre  $t_3$  e  $t_5$  corresponde ao período de retorno.

A duração e a amplitude relativa dos sinais de sincronismo dependem do sistema empregado.

#### Sincronismo Vertical

A função do sinal de sincronismo vertical consiste em disparar o circuito de varredura de qua-

dro. Para tanto, é necessário separar os sinais de sincronismo vertical do horizontal. Na transmissão, estes sinais se diferenciam por sua duração, o que permite que na recepção se transforme essa diferença de tempo em uma diferença de amplitude, como veremos mais adiante.

Se bem que a forma dos sinais de sincronismo horizontal é praticamente igual para todos os sistemas, não ocorre o mesmo com os de sincronismo vertical. As diferenças consistem, principalmente, na duração do sinal de sincronismo vertical.

Existe sistema em que a duração do sinal de sincronismo de quadro é menor que o tempo necessário para explorar meia linha. Este sinal consta de um só

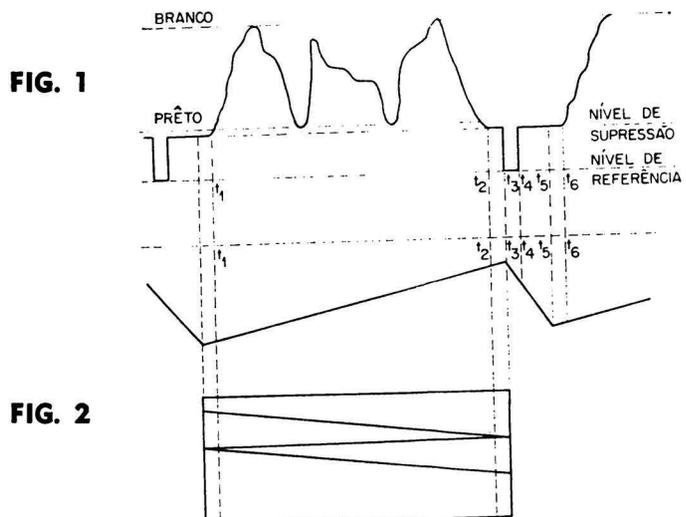
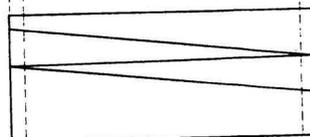
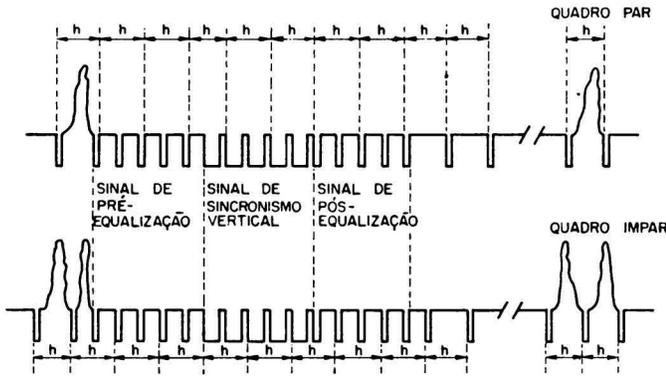


FIG. 2



Figs. 1 e 2

Sinal de sincronismo horizontal.



Figs. 3 e 4

Sinal de vídeo completo.

FIG. 3

FIG. 4

pulso. Nos outros sistemas, a duração é superior à de uma linha. Neste caso, o sinal é mais complexo, já que ao mesmo tempo tem que assegurar o disparo da varredura vertical e da varredura horizontal, concomitantemente.

Um sinal de sincronismo de quadro de duração maior que a de uma linha, daria lugar durante o transcurso do mesmo a uma supressão dos sinais de sincronismo das primeiras linhas, o que provocaria uma perturbação de sincronismo na parte superior da imagem (efeito bandeira). Para solucionar tal problema, o sinal de sincronismo de quadro é constituído de forma que tenha a intervalos de uma linha, bordo vertical que se apresente parecido com o do sinal de sincronismo horizontal (figuras 3 e 4).

Para assegurar o entrelaçamento, sabemos que o sinal de sincronismo de quadro seguirá um de sincronismo de linha, com um intervalo de uma linha ou meia linha, segundo se trate de um quadro par ou ímpar. Porém, o estado elétrico do sistema que na recepção separa o sinal vertical do sinal de sincronismo horizontal, pode ser distinto, segundo se trate de um ou outro quadro, como veremos adiante. Disto resultará uma imprecisão no disparo do circuito de varredura vertical; as linhas de um quadro não ficam exatamente intercaladas com as do anterior e inclusive chegam a confundir-se.

Para afastar este inconveniente empregam-se os sinais denominados "equalizadores" (figuras 3 e 4). Estes sinais estão formados por dois grupos de pulsos es-

treitos, um de cada lado do sinal de sincronismo de quadro. Os pulsos se repetem a intervalos de meia linha e sua largura equivale à metade da largura do sinal de sincronismo horizontal.

Estes pulsos equalizadores permitem ao circuito discriminador adotar um estado elétrico idêntico para cada quadro, antes e depois dos pulsos de sincronismo vertical.

### SEPARAÇÃO DA INFORMAÇÃO DE SINCROMISMO

Se se disparassem os geradores de varredura com o sinal de vídeo completo, o sinal de luminância poderia afetar o sincronismo. Em face a isto, deve-se separar a informação de sincronismo da de luminância.

Os circuitos separadores são constituídos por elementos ativos, que deixam passar os sinais aplicados unicamente dentro de certos limites de amplitude. Estes limites de funcionamento devem estabelecer-se de forma que possa passar só a informação de sincronismo compreendida entre o nível de supressão e o nível de referência (figura 5).

Para que essa separação seja correta, é necessário que o potencial de referência dos sinais de sincronismo seja constante.

As características do sinal, uma vez separado, serão:

- supressão total do sinal de luminância na informação de sincronismo; se depois da separação surgir uma parte do sinal de luminância, ainda que pequena, o disparo do circuito de varredura seria afetado pelo conteúdo da imagem; e
- amplitude dos sinais de sincronismo à saída do separador independente do sinal de entrada.

### Restauração da Componente Contínua

Para efetuar uma correta separação, é necessário que os sinais de sincronismo estejam perfeitamente alinhados sobre o mesmo nível de referência.

Este alinhamento é perdido quando se aplica o sinal de vídeo por meio de um circuito de acoplamento que compreenda um capacitor. À saída deste circuito, os sinais de sincronismo já não têm mais o mesmo nível de referência: este depende do conteúdo da imagem, dado que o sinal de vídeo se equilibra de um e de outro lado do potencial zero (massa) segundo se pode ver pela figura 6.

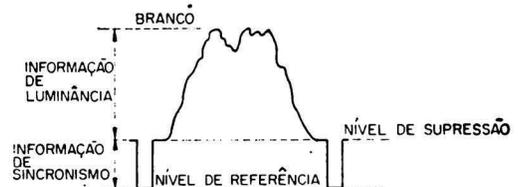


FIG. 5

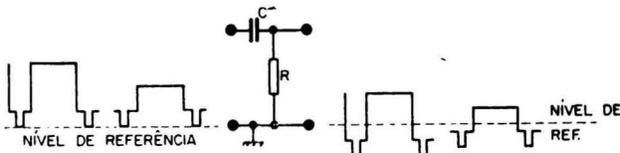


FIG. 6

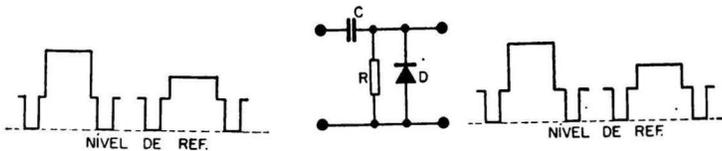


FIG. 7

Para restaurar o nível de referência (alinhamento) usa-se um circuito grampeador chamado restaurador C.C. apresentado na figura 7.

### Polaridade do Sinal de Vídeo

Por definição, se denomina polaridade positiva aquela de um sinal de vídeo cuja parte de luminância é positiva com respeito ao nível de preto (figura 8).

Pode-se observar que os sinais de sincronismo estão abaixo do nível de preto; portanto, neste caso são negativos com respeito ao nível de preto. Inversamente ocorre com os sinais de vídeo de polaridade negativa (figura 9).



Fig. 8

Sinal de vídeo de polaridade positiva.

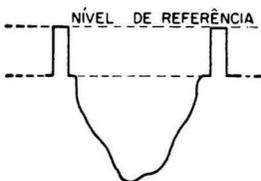


Fig. 9

Sinal de vídeo de polaridade negativa.

### Separação por Diodo

O procedimento mais simples para separar a informação de sincronismo da de luminância é a separação por meio de um diodo.

Porém, apresenta dois inconvenientes:

- depois da separação subsiste nos sinais de sincronismo uma parte do sinal de luminância, e
- é necessário ajustar o nível de separação em função da amplitude do sinal de vídeo.

A separação por diodo pode ser efetuada de duas maneiras: em série e em paralelo.

### Separação por diodo em paralelo:

Vejamos com sinal de polaridade positiva (figura 10).

A separação obtida com este circuito não é perfeita. Com efeito, a resistência interna do diodo na condução não é nula, e se aplica uma parte do sinal de vídeo nas etapas seguintes através

do divisor resistivo  $\frac{\rho}{R_1 + \rho}$  (fi-

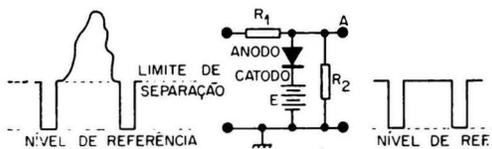


Fig. 10

Separação por diodo em paralelo.

gura 11). À primeira vista, parece que aumentando  $R_1$  poder-se-ia diminuir esse inconveniente. Entretanto, essa operação é limitada pelo efeito de integração exercido sobre os sinais de sincronismo horizontal e pela

diminuição do nível de saída. Análogamente ocorre com sinais de vídeo de polaridade negativa; apenas deve-se inverter as polaridades do diodo e da pilha E.

### Separação por diodo em série:

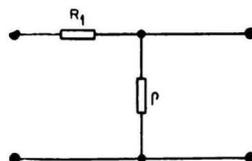
Aqui o diodo não conduz para amplitudes correspondentes ao sinal de luminância, isto é, não se transmite o sinal de luminância (figura 12). O divisor capacitivo constituído pela capacitância entre catodo e anodo do diodo e a capacitância distribuída entre anodo e massa permite a passagem de uma parte do sinal de vídeo (figura 13). O mesmo acontece com o sinal de polaridade negativa, para o qual devem-se inverter as polaridades do diodo e da pilha E.

### Separação por Transistor

Como vimos, a separação por diodo apresenta vários inconvenientes, além do que o corte se produz só de um lado. Com transistor corta-se o sinal por ambos os lados. O corte e a saturação são os estados característicos do transistor.

Com transistor NPN (ou PNP) tem-se que aplicar na base um sinal de vídeo de polaridade negativa (ou positiva). Com efeito, consideremos o circuito da figura 14. Para que os picos do sinal de sincronismo provoquem uma corrente na base, o sinal de entrada deve ser negativo. Tal provocará uma corrente de coletor: ter-se-á a informação de sin-

FIG. 11



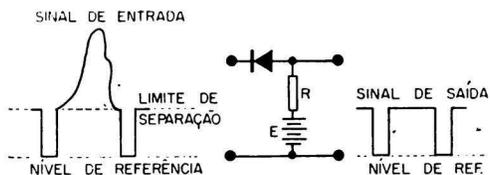


Fig. 12

Separação por diodo em série.

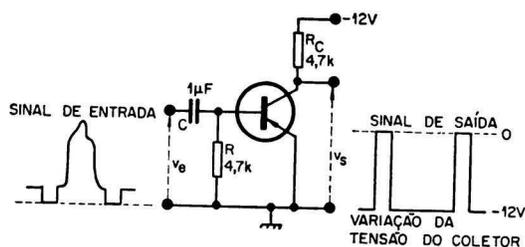


Fig. 14

Separação por transistor PNP.

cronismo separada da de luminância entre os extremos do resistor  $R_c$  com polaridade negativa.

#### Escolha do Transistor

a) o tipo de transistor NPN ou PNP a utilizar depende da polaridade do sinal de vídeo aplicado à base do mesmo:

PNP para sinal de vídeo positivo

NPN para sinal de vídeo negativo

A resistência de entrada de um transistor em emissor comum está compreendida entre 500 e 1.000 ohms, o que torna necessário tomar precauções especiais para não carregar demasiado o circuito do qual se obtém o sinal de vídeo.

Este sinal se obtém na saída do amplificador de vídeo; por exemplo, do catodo do tubo de imagem (sinal negativo). Um divisor resistivo evita que a tensão de entrada aplicada à base do transistor separador seja demasiado alta. Outra solução consiste em obter o sinal de vídeo à entrada do amplificador de vídeo. Nos amplificadores transistorizados é necessário, geralmente, intercalar entre o detector e o amplificador de vídeo um transistor montado em coletor comum (casador de impedância); o sinal poderá então ser obtido no coletor ou no emissor desta etapa (figura 15).

b) O sinal de vídeo aplicado à base do transistor pode alcançar até várias dezenas de volts de pico a pico. Portanto, é necessário escolher um transistor capaz de admitir estas tensões entre emissor e base (transistor de alto "breakdown" emissor-base).

c) A capacitância entre a entrada e a saída, isto é, capacitância base-coletor, deverá ser a menor possível, para evitar que parte do sinal passe diretamente ao coletor.

d) A frequência de corte do transistor  $f_b$  deve ser superior a 2MHz. Com efeito, a correta transmissão dos bordos anteriores dos sinais de sincronismo requer uma banda de frequência relativamente ampla.

#### DISCRIMINAÇÃO DOS SINAIS DE SINCRONISMO

Como foi dito, ao final de cada linha é necessário enviar um sinal de sincronismo horizontal e ao final de cada quadro um sinal de sincronismo vertical. Assim, pois, será necessário separar os sinais de sincronismo.

Para efetuar essa separação, utilizar-se-á a diferença de duração que caracteriza cada uma das classes de sinais de sincronismo. Transformar-se-á esta diferença de amplitude com a ajuda de um circuito diferenciador (figura 16) ou integrador (figura 17).

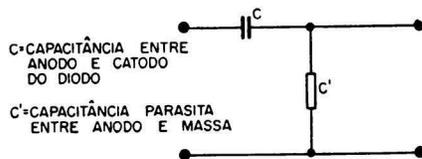


FIG. 13

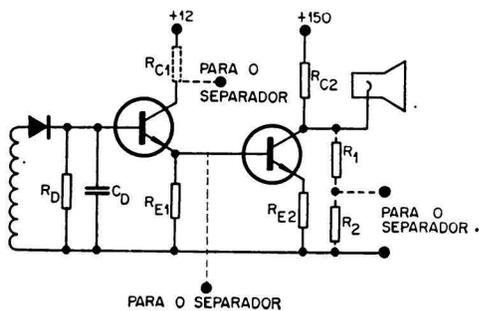


Fig. 15

Amplificador de vídeo e possíveis saídas para o separador.

#### Discriminação de um Sinal de Sincronismo Completo

##### a) Por integração

A figura 18 representa a forma do sinal na saída do circuito integrador. A carga do condensador é pequena durante os pulsos de sincronismo horizontal e de equalização. Durante o tempo que corresponde aos cinco pulsos do sinal de sincronismo vertical, os períodos de carga do condensador são mais largos que os de descarga e a tensão entre seus extremos vai aumentando, e chega ao máximo para o flanco anterior do último pulso vertical. Depois, a duração dos períodos de descarga se faz bastante maior que de carga, diminuindo a tensão entre os extremos do condensador. Note-se que, no momento de aplicar o sinal de sincronismo vertical, o estado elétrico do circuito integrador é praticamente igual para os dois quadros.

##### b) Por diferenciação

A figura 19 representa a forma de sinal na saída do circuito diferenciador. Enquanto se produzem os 5 pulsos de sincronismo vertical o sinal entre os extremos do resistor aumenta exponencialmente e alcança o valor para o flanco posterior do último pulso de quadro. Aplicando o raciocínio empregado para a diferenciação de um pulso de larga duração, podemos ver que a cada pulso de quadro, o bordo

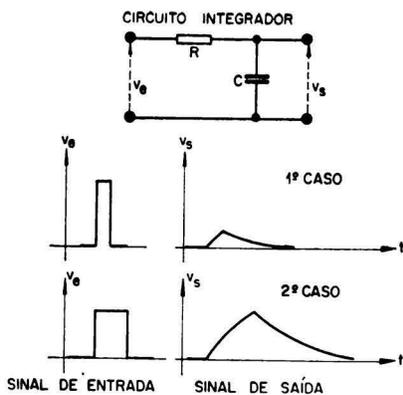


Fig. 16

Circuito diferenciador.

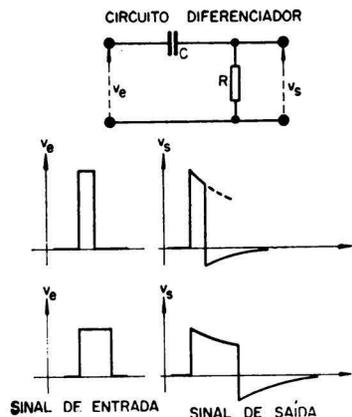


Fig. 17

Circuito integrador.

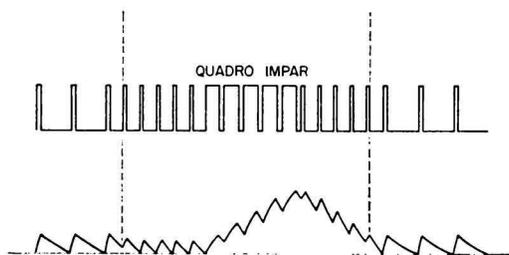


FIG. 18

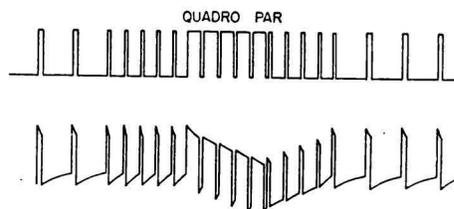


FIG. 19

posterior estará a um nível superior, chegando ao máximo para o último pulso.

### DISCRIMINAÇÃO POR TRANSISTOR

Na saída do circuito integrador ou diferenciador, o sinal de sincronismo vertical se caracteriza por uma amplitude mais elevada que a do sinal de sincronismo horizontal. Podemos aproveitar esta diferença de amplitude para eliminar completamente os sinais de sincronismo horizontal, mediante o emprêgo de um transistor convenientemente polarizado.

Esse transistor será um amplificador cujo ponto de funcionamento ter-se-á elegido de forma que unicamente o sinal de sincronismo vertical interromperá ou restabelecerá a corrente de coletor, segundo seja a polaridade do dito sinal e o tipo do transistor utilizado.

#### a) Transistor Cortado

Em ausência de sinal o transistor está polarizado de forma que sua corrente de coletor seja nula (ponto B da figura 20). Para provocar o aparecimento da corrente de coletor, deve-se aplicar na base uma tensão positiva

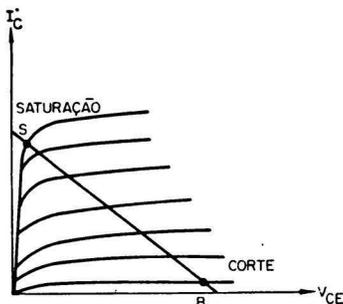


FIG. 20

para o transistor NPN ou negativa para o PNP. Se se ataca o emissor ao invés da base (ligação base comum), ter-se-á que inverter a polaridade do sinal para obter o mesmo resultado.

#### b) Transistor Saturado

Em ausência de sinal o transistor está saturado (ponto S da figura 20). Para levar o transistor ao corte, tem-se que aplicar à base (ligação emissor comum) uma tensão positiva para o transistor PNP ou negativa para o NPN.

Se o transistor está montado em conexão de base comum, a polaridade do sinal aplicado ao emissor deverá ser negativa para um transistor PNP e positiva para um NPN, para obter os mesmos resultados.

Na tabela I se resumem as diferentes possibilidades de emprêgo em função da polaridade do sinal de entrada.

TABELA I

Processo de Seleção	Tipo de Transistor	Modo de Funcionamento	Configuração	Fig.
Diferenciação	PNP	Corte	base comum	27
Integração	NPN	Saturação	emissor comum	30
Integração	PNP	Corte	emissor comum	23
Diferenciação	NPN	Corte	emissor comum	24
Integração	PNP	Saturação	base comum	32
Integração	NPN	Corte	base comum	28
Diferenciação	PNP	Corte	emissor comum	21
Integração	PNP	Corte	base comum	26
Integração	NPN	Saturação	base comum	31
Diferenciação	NPN	Corte	base comum	25
Integração	PNP	Saturação	emissor comum	29
Integração	NPN	Corte	emissor comum	22

Exemplos

Figura 21:

Em ausência de sinal, o transistor PNP está polarizado no corte pela tensão aplicada ao emissor através do divisor de tensão formado por  $R_2$  e  $R_4$ .

O sinal de sincronismo (A) se aplica na base do transistor, depois de atravessar o circuito diferenciador RC; o flanco posterior do pulso vertical tira do corte o transistor e o leva à saturação.

O sinal de sincronismo vertical de polaridade positiva se obtém nos extremos de  $R_3$  (o condensador  $C_2$  serve para curto-circuitar  $R_2$  para tensões alternadas).

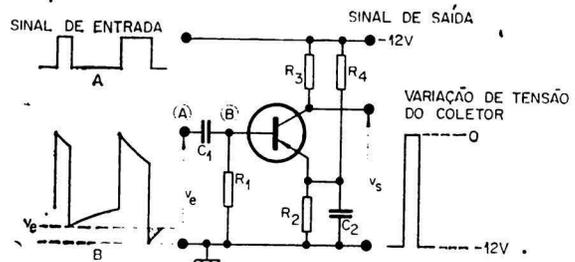


Figura 22:

O princípio de funcionamento é idêntico ao do caso anterior. Como o transistor é do tipo NPN, será necessário aplicar-se à base uma tensão positiva para saturá-lo. Esta tensão se obtém aplicando o sinal de sincronismo (A) a um circuito integrador  $R_1C_1$  (B). O sinal de sincronismo vertical de polaridade negativa se obtém entre os extremos do resistor  $R_3$ .

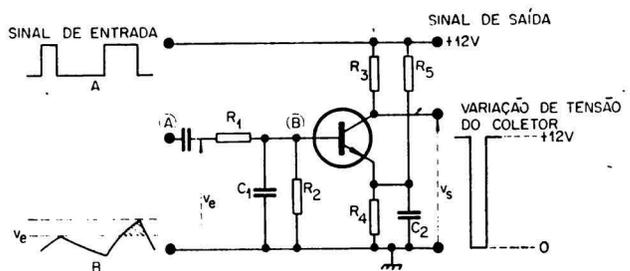
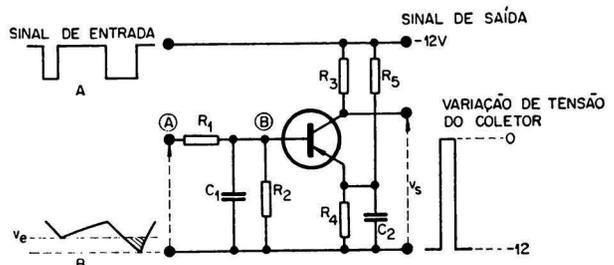


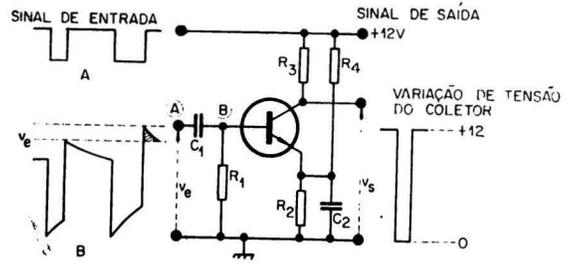
Figura 23:

O transistor PNP está polarizado no corte entre o divisor de tensão formado por  $R_4$  e  $R_5$ . Sendo o sinal de sincronismo de polaridade negativa, a tensão necessária para tirar do corte o transistor só se pode obter depois de passar por um circuito integrador  $R_1C_1$  (B). O sinal de sincronismo vertical disponível à saída do transistor será de polaridade positiva.



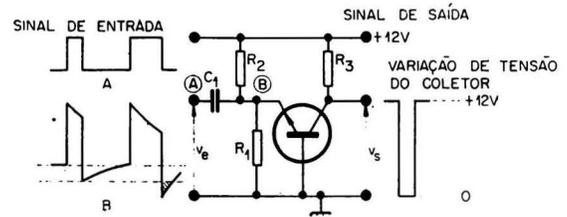
**Figura 24:**

Tendo em vista que o tipo de transistor utilizado neste circuito é o NPN, a tensão positiva necessária para tirá-lo do corte obter-se-á diferenciando o sinal de sincronismo de polaridade negativa aplicado à entrada (A). O sinal de sincronismo vertical que se obterá na saída será de polaridade negativa.



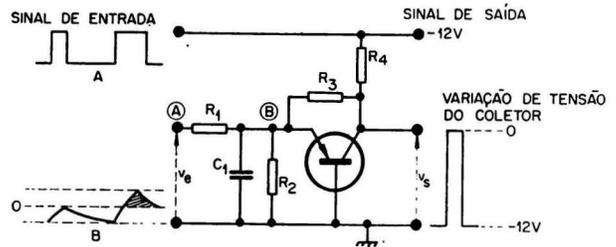
**Figura 25:**

Do mesmo modo que nos circuitos anteriores, o transistor é bloqueado pela tensão de polarização aplicada no emissor através do divisor de tensão formado por  $R_1$  e  $R_2$ . O transistor é do tipo NPN em conexão de base comum, pelo que a tensão necessária para o desbloqueio deverá ser de polaridade negativa. Esta tensão se obtém trocando o sinal de sincronismo de polaridade positiva pelo circuito formado por  $C_1$  e os resistores  $R_1$  e  $R_2$  em paralelo.



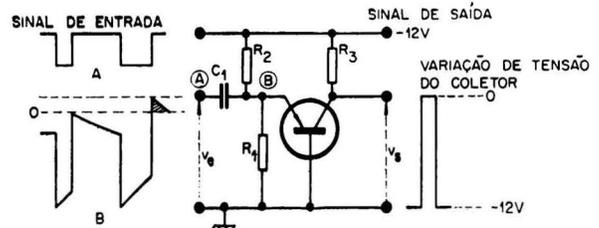
**Figura 26:**

A separação do pulso de sincronismo vertical se obtém com um transistor PNP em circuito de base comum. O pulso positivo aplicado no emissor dá lugar ao aparecimento da corrente de coletor. O sinal de sincronismo vertical de polaridade positiva se obtém dos extremos de  $R_4$ .



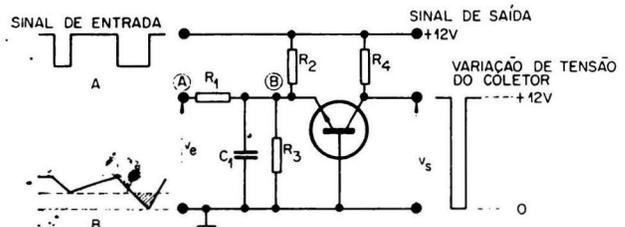
**Figura 27:**

O transistor PNP, em conexão de base comum, é cortado pela polarização aplicada no emissor mediante o divisor de tensão  $R_1$   $R_2$ . O flanco posterior do pulso vertical de polaridade positiva, uma vez diferenciado, desbloqueia o transistor. O sinal disponível na saída é de polaridade positiva.



**Figura 28:**

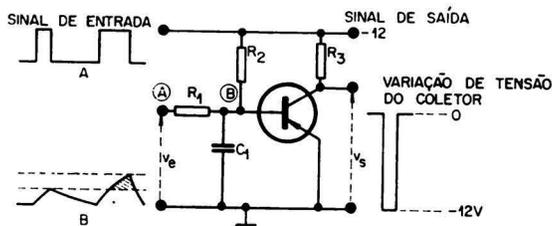
A figura 28 mostra que o sinal de sincronismo (A), uma vez integrado, faz aparecer um pulso negativo (B), correspondente ao sinal de sincronismo vertical, que permitirá desbloquear o transistor NPN em circuito de base comum; o sinal no coletor tem polaridade negativa.



## DISCRIMINAÇÃO POR TRANSISTOR SATURADO

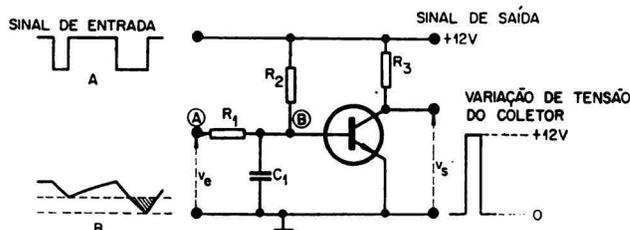
**Figura 29:**

Na ausência de sinal, o transistor PNP está polarizado de forma que a sua corrente de coletor se mantém em saturação mediante o resistor  $R_2$ . Para levar-se o transistor ao estado de corte é necessário aplicar uma tensão positiva na base. Esta se obtém integrando os sinais de sincronismo. Como nos circuitos anteriores, temos o sinal de saída no coletor do transistor (polaridade negativa).



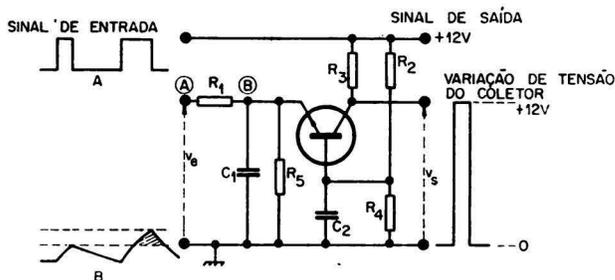
**Figura 30:**

Neste caso, o princípio de funcionamento é idêntico ao do circuito anterior. O transistor é do tipo NPN; portanto, para cortar a sua corrente de coletor (B) ter-se-á que aplicar na base uma tensão negativa. O sinal de sincronismo vertical que se obtém na saída é de polaridade positiva.



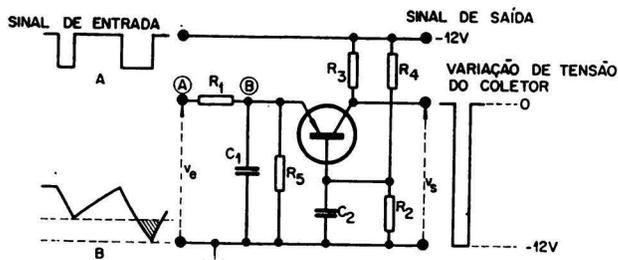
**Figura 31:**

O transistor, mantido em saturação pela corrente de base, se leva ao corte por meio de um pulso positivo aplicado no emissor. Nos extremos do resistor  $R_3$  se obtém o sinal de polaridade positiva que servirá para disparar o oscilador vertical.



**Figura 32:**

Do mesmo modo que no circuito anterior, o transistor PNP é mantido em saturação através da sua corrente de base. Somente poderá ser bloqueado pelo sinal negativo obtido pela integração do sinal de sincronismo vertical. O sinal obtido na saída será de polaridade negativa.



# TIRISTORES

## em aparelhos eletrodomésticos

Mullard Entertainment Markets Division\*

Tradicionalmente, os dispositivos de controle de utilidades domésticas têm sido eletro-mecânicos. Agora, os tiristores estão se consolidando em mais este campo de aplicações.

Inúmeros são os exemplos de como um dispositivo capaz de variar a potência elétrica entregue aos aparelhos domésticos é essencial ou pelo menos vantajoso. Um fogão elétrico, por exemplo, necessita de algo mais do que uma simples chave liga-desliga. Um cobertor elétrico fica mais versátil se possuir um controle variável.

Quando a potência elétrica é usada para acionar motores, o controle variável passa a ser praticamente imprescindível. Lavadeiras automáticas necessitam de pelo menos duas — e de preferência mais que duas — velocidades de tambor. Máquinas de costura e liquidificadores também requerem diversas velocidades de operação. O mesmo acontece com máquinas de furar.

Tradicionalmente, o controle tem sido feito por processos eletro-mecânicos. Um dos grandes inconvenientes reside no fato de que normalmente o controle é feito em degraus e numa faixa relativamente pequena pois os reostatos que permitem uma larga faixa de controle contínuo apresentam problemas de dissipação de calor. Deste modo, o controle é feito aos trancos, a alimentação do circuito sendo alternadamente ligada e desligada por períodos relativamente longos e os componentes de controle — especialmente no caso de controle de velocidade — são geralmente de grandes dimensões e estão sujeitos a consideráveis desgastes mecânicos.

O uso de tiristores resolve estes problemas, permitindo um controle contínuo e suave dentro de uma faixa operacional mais larga e bem definida. Além disso o circuito é simples e sua montagem é bastante compacta.

### UTILIZANDO O TIRISTOR

O circuito básico para controle eletrônico de aparelhos domésticos consiste na ligação série da carga a ser controlada com tiristor e a rede local. A técnica de controle mais comumente empregada é aquela denominada **controle de fase**. O tiristor é disparado no mesmo ponto durante cada semi-ciclo positivo da tensão da rede.

O instante de disparo pode ser variado de tal modo que o tempo de condução do tiristor, e portanto, a potência entregue à carga, pode ser controlado.

O controle também pode ser realizado mantendo-se o tiristor em estado de condução durante alguns ciclos. Este processo é conhecido como **burst triggering** e apresenta o inconveniente dos trancos já que a alimentação é conectada e desconectada por períodos relativamente longos. Não é indicado para **dimmers** e pequenos motores.

Por outro lado, o controle de fase fornece pulsos na frequência da rede (ou dobro — controle de onda completa), o que permite uma operação mais suave.

O método de controle do disparo do tiristor varia conforme a aplicação. Em certos casos a realimentação é necessária dependendo a quantidade da aplicação específica.

De um modo geral, ao contrário dos controles de aquecimento e iluminação, os de velocidade de motores requerem realimentação. Sem esta, as reduções de velocidade são acompanhadas de indesejáveis diminuições do torque disponível.

A maneira mais simples de se efetuar esta realimentação consiste na utilização da **fcem** do motor. A melhoria assim obtida pode chegar a ser bastante substancial, dependendo do circuito e do motor. Serão descritos a seguir dois sistemas de controle deste tipo, destinados à furadeiras e bateadeiras.

Um outro método consiste no uso de um tacômetro, que permite isolarmos o motor do circuito de controle. Circuitos transistorizados podem ser usados para obtermos excelentes características torque x velocidade dentro de faixas de valores de velocidade bastante largas. Um exemplo será apresentado neste artigo, sendo destinado a lavadeiras automáticas.

\* Mullard Limited — Londres — Inglaterra.

## SISTEMA DE CONTRÔLE DE VELOCIDADE COM REALIMENTAÇÃO DA TENSÃO DE ARMADURA

São apresentados dois circuitos, destinados a furadeiras e bateadeiras (**mixers**) portáteis.

### Versão simples

O esquema está ilustrado na figura 1. A força contra-eletromotriz residual da armadura é realimentada, o que melhora a estabilidade de velocidade contra variações de carga.

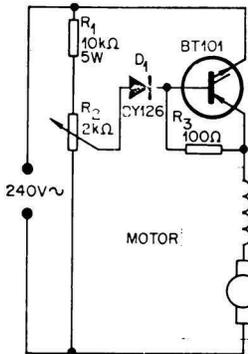


FIG. 1

O disparo é efetuado através de um divisor de tensão ao qual é aplicada a tensão da rede. Quando o motor gira e o tiristor está cortado, o potencial no catodo deste último está positivo em relação ao neutro determinado pela **fcem** desenvolvida na armadura do motor. O valor desta tensão de armadura depende do fluxo magnético residual e é proporcional à velocidade do motor.

A partir do início do semi-ciclo positivo seguinte, a tensão no cursor de  $R_2$  — e portanto no anodo de  $D_1$  — aumenta juntamente com a da rede. Conseqüentemente, a tensão no terminal de disparo do tiristor também aumenta, até que, num determinado instante (ainda no mesmo ciclo), o terminal de disparo fique mais positivo que o catodo do tiristor. Ocorre então o disparo do tiristor e o motor é energizado.

Terminado o meio ciclo positivo, o tiristor é cortado pelo potencial negativo então presente no anodo e o motor deixa de ser alimentado.

Completado o ciclo, o potencial de catodo passa a ser novamente determinado pela tensão de armadura do motor.

A variação de velocidade é realizada por intermédio do potenciômetro  $R_2$ . Movendo-se o cursor no sentido da junção  $R_2 - R_1$ , a tensão de anodo de  $D_1$  será aumentada, e o instante de disparo do tiristor será antecipado. Deste modo, pulsos de corrente com maior amplitude serão enviados ao motor e a velocidade será aumentada. Movendo-se o cursor em sentido contrário, o instante de disparo será atrasado, o que resultará na diminuição da velocidade do motor. A função do resistor  $R_3$  é a de contrabalançar possíveis variações de sensibilidade da porta do tiristor.

Qualquer aumento da carga resultará numa diminuição da velocidade e, conseqüentemente, também da **fcem** gerada na armadura. Assim, o potencial (positivo) do catodo do tiristor será diminuído,

havendo uma antecipação, instante em que, durante o semi-ciclo positivo, o potencial da porta é maior do que o de catodo. O motor consumirá mais potência e sua velocidade retornará ao valor pré-fixado.

Deste modo, a realimentação tende a estabilizar a velocidade do motor contra variações de torque. A figura 2 ilustra as curvas velocidade x torque, as irregularidades das curvas são resultantes da simplicidade do circuito. Contudo, o desempenho é bastante satisfatório para aplicação em máquinas de furar. A relação entre as velocidades máxima e mínima é da ordem de três para um.

### Versão elaborada

O circuito anteriormente descrito apresenta o inconveniente do disparo do tiristor ser intermitente quando a velocidade do motor é baixa. A causa reside no fato de que, naquele circuito, a forma de onda da tensão de porta durante o semi-ciclo positivo é aproximadamente igual a uma meia senoide. O disparo não pode ser atrasado para além do pico da forma de onda da tensão de porta, ante a impossibilidade da tensão porta-catodo ser aumentada após aquele instante. Portanto, o disparo não pode ser atrasado mais do que um quarto de ciclo, o que assim representa o limite de baixa velocidade do circuito para **disparo suave**.

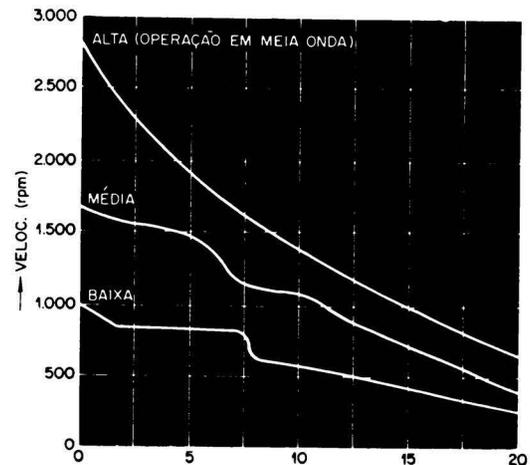


FIG. 2

Velocidades mais baixas podem realmente ser obtidas, mas a potência enviada ao motor só pode ser reduzida mediante o corte do tiristor durante um período superior a um ciclo completo. O tiristor só poderá ser disparado quando a velocidade do motor — e, portanto, a tensão de armadura — cair o suficiente para tornar o potencial de porta mais positivo que o de catodo, durante a primeira metade de um semi-ciclo positivo. Assim, o disparo fica intermitente em baixas velocidades.

É necessário um atraso da ordem de  $140^\circ$  para que seja possível um disparo **suave** quando em baixas velocidades de operação. O solução consiste na inclusão de um capacitor no circuito divisor de tensão (figura 3), o que resulta num desvio de fase.

A forma de onda está ilustrada na figura 4. Para um determinado valor de  $R_2$ , a forma de onda

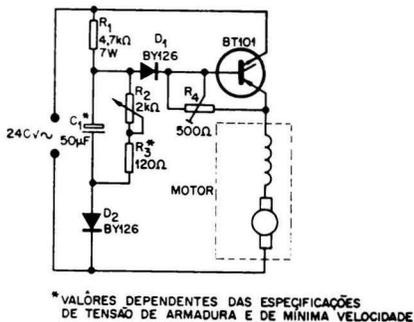


FIG. 3

\*VALORES DEPENDENTES DAS ESPECIFICAÇÕES DE TENSÃO DE ARMADURA E DE MÍNIMA VELOCIDADE

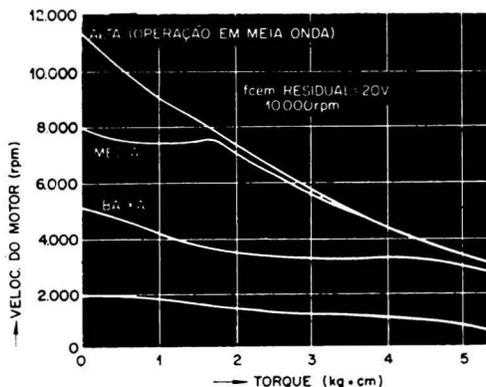


FIG. 5

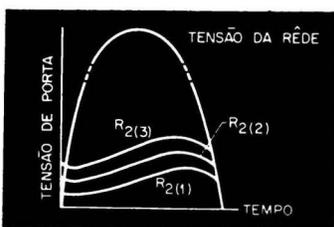
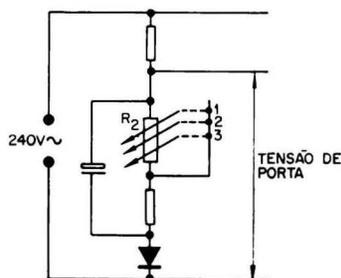
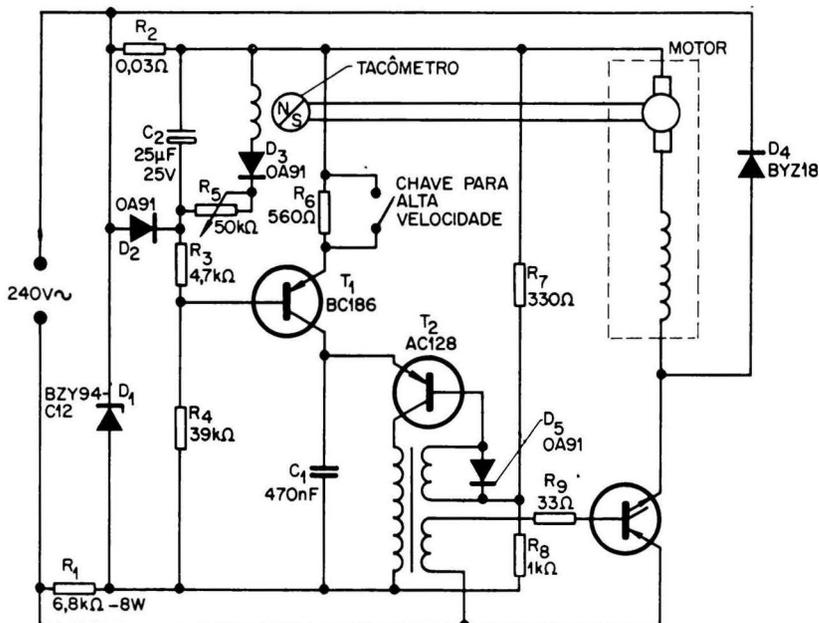


FIG. 4

da tensão de porta apresenta um nível CC no início do semi-ciclo positivo com um inclinação positiva até  $140^\circ$ . Alterando-se  $R_2$ , o nível CC varia proporcionalmente e a inclinação permanece constante. A inclinação positiva até  $140^\circ$  permite um disparo estável neste ponto e, assim, suaviza a operação em baixas velocidades. A suavidade da inclinação, em tôdas as velocidades, resulta em valores altos de ângulos de condução, a queda de velocidade sendo desprezível. Dêste modo, as características velocidade x torque se apresentam mais constantes.

As curvas estão ilustradas na figura 5. Comparando com os do circuito anterior, vemos que em baixas freqüências os desempenhos são mais ou menos similares. Mas na região de valores elevados de velocidade e de torque o circuito da figura 3 se apresenta superior ao da figura 1. Em velocidades baixas o disparo é suave, tendo sido eliminado o problema da intermitência: a velocidade é mais estável em presença de variações da tensão de rede. O circuito da figura 3 é também indicado para bate-dadeiras já que não apresenta o inconveniente da operação ruidosa, inaceitável neste tipo de equipamento doméstico.

FIG. 6



## SISTEMA DE CONTRÔLE DE VELOCIDADE UTILIZANDO TACÔMETRO

O circuito está ilustrado na figura 6, sendo destinado a lavadeiras automáticas. O circuito de controle de disparo está isolado do tiristor por intermédio de um transformador, o que permite o uso de um circuito limitador de corrente mais eficiente. Dêste modo, é especialmente indicado para aparelhos cuja operação não é acompanhada continuamente pelo usuário, como no caso de lavadeiras automáticas.

A estabilização contra variações de carga é obtida por meio de uma realimentação provida por um tacômetro. O disparo é efetuado com o auxílio de um oscilador de bloqueio, cujo transformador é o responsável pela isolação mencionada no parágrafo anterior.

O oscilador de bloqueio fornece o pulso de disparo à porta do tiristor quando a tensão no emissor do transistor  $T_2$  se torna mais positiva que a de base.

O diodo zener  $D_1$  é utilizado com vistas a uma boa estabilidade de operação enquanto que  $D_1$  tem por função manter a corrente do motor durante os períodos de não condução do tiristor. Para tanto, se utiliza da energia armazenada no motor. O uso do

diodo garante um melhor fator de forma de corrente, aumentando a eficiência e reduzindo o ruído do motor.

A estabilidade contra variações de carga é obtida da seguinte maneira: o sinal do tacômetro é injetado no circuito de polarização de base de  $T_1$ , sendo então comparado com a tensão de referência. Quaisquer diferenças provocam alterações na condução de  $T_1$  e do tiristor. Dêste modo, é controlada a potência entregue ao motor no sentido de contrabalançar quaisquer variações de velocidade provocadas por alterações na carga.

A velocidade do motor é escolhida variando-se o sinal de saída do tacômetro, o qual, como já visto, é injetado no circuito de base de  $T_1$ .

Em condições normais de operação, a tensão em  $R_2$  é menor que a desenvolvida em  $C_2$  pelo sinal do tacômetro. Portanto, o diodo  $D_2$  está inversamente polarizado. Um súbito aumento da corrente do motor torna o diodo condutor, o suficiente para contrabalançar o tacômetro. O transistor  $T_1$  é então levado ao corte, de tal modo que o máximo ângulo de condução do tiristor é limitado a um certo valor.

A figura 7 ilustra as características torque x velocidade do circuito. As variações de velocidade em função de diferentes valores de tensão de rede estão apresentadas na tabela I. É possível, assim, a obtenção de uma faixa de velocidades cuja relação máxima/mínima seja da ordem de 30:1. Graças às suas características de desempenho, o circuito pode ser utilizado em aparelhos eletro-domésticos grandes, tais como lavadeiras automáticas.

O sistema de controle pode ser bastante explorado em máquinas para lavar do tipo com tambor horizontal. Além da lavagem normal (50 rpm), uma velocidade de lavagem mais lenta (35 rpm) também pode ser obtida.

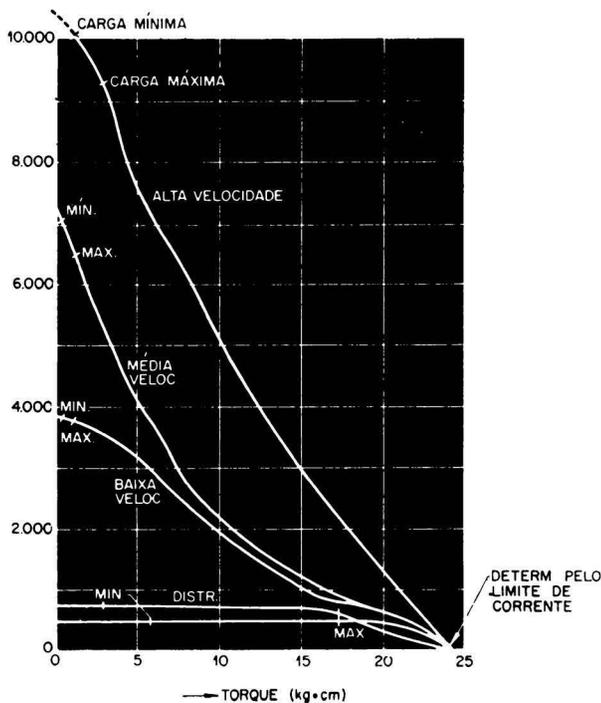


FIG. 7

TABELA I — Variação da velocidade em função da tensão da rede

TENSÃO	200V	220V	240V	250V
VELOC. BAIXA	520	530	530	530
VELOC. MÉDIA	3.600	3.650	3.700	3.750
VELOC. GRANDE	9.800	9.900	10.000	10.100

# Fotômetro eletrônico

## transistorizado

Todo fotógrafo amador certamente tem orgulho de possuir muitas fotografias dos seus assuntos favoritos: natureza, coisas, acontecimentos, pessoas importantes. Nas mais diversas circunstâncias, quando a luz se apresenta insuficiente ou quando a margem de sensibilidade do filme não é larga, faz falta um fotômetro.

Os fotômetros disponíveis comercialmente, para funcionar numa ampla gama, ser sensível, pequeno, leve e confiável, são bastante caros. Aquêles convenientemente valorizados (por exemplo, os tipos com uma célula de selênio e um medidor CC.), não são sensíveis o suficiente, além de facilmente danificáveis.

O fotômetro eletrônico que se descreverá aqui funciona de modo a preencher o desejo do amador. É alimentado a pilha que deverá ser substituída de vez em quando para que as leituras sejam sempre confiáveis. O instrumento fornece leituras claras para valores de luz entre 2 e 17 (os fotômetros comerciais menos caros não conseguem ler bem valores abaixo de 5). O deste artigo é com LDRs.

### Princípio de Funcionamento

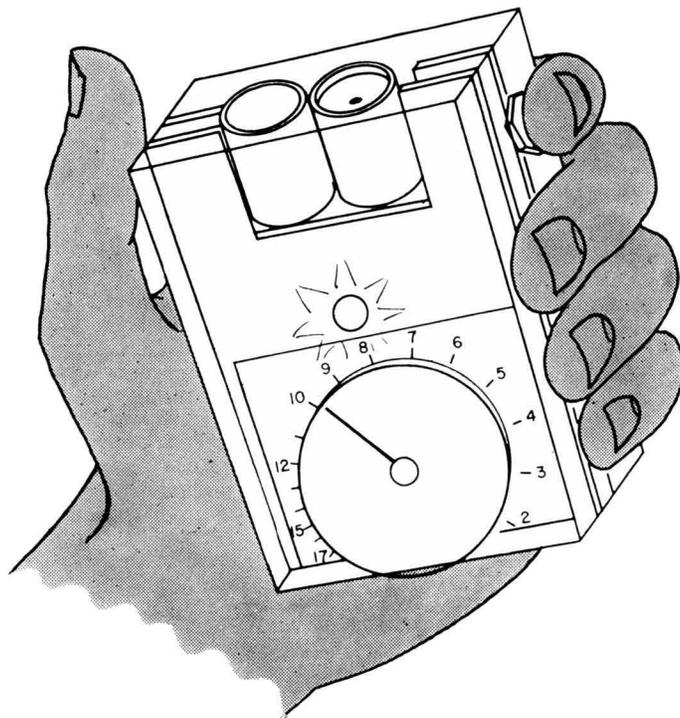
Na figura 1 encontra-se o circuito completo onde se distinguem LDR<sub>1</sub> e LDR<sub>2</sub>, os quais são os "olhos" do instrumento. Na figura 2 pode-se observar a curva característica da resistência versus iluminação do LDR. É graças à linearidade dessa curva característica que os LDRs se tornam convenientes para medidas de intensidade luminosa sob as mais diferentes condições, esten-

dendo-se desde a forte luz do dia até a escuridão relativa. T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> e T<sub>3</sub> compõem um amplificador C.C., em cuja entrada R<sub>1</sub> e os LDRs formam um divisor de tensão.

A relação entre a resistência do potenciômetro R<sub>1</sub> e a resistência total dos LDRs dita a tensão de entrada do amplificador. Se esta tensão é alta o suficiente para por T<sub>1</sub> em condução, a corrente de coletor de T<sub>1</sub> põe T<sub>2</sub> também em condução. A tensão de coletor de T<sub>2</sub> diminui, acarretando a queda simultânea da tensão de base de T<sub>3</sub>. Como T<sub>3</sub> é PNP, entra em corte. Dêsse modo, a

lâmpada L não se acende ao se pressionar a chave S. Por outro lado, se a resistência total dos LDRs diminui (mais luz os atinge), a tensão de entrada na base de T<sub>1</sub> cai, cortando este transistor; T<sub>2</sub> acompanha T<sub>1</sub>, T<sub>3</sub> passa a conduzir e a lâmpada L pode agora brilhar se S é premiada.

Naturalmente, é possível ajustar R<sub>1</sub> de tal modo que, para qualquer valor da resistência total dos dois LDRs, T<sub>1</sub> seja levado à condução (lâmpada L seja acêsa). A posição do potenciômetro R<sub>1</sub> será então uma medida da iluminação sobre os dois LDRs.



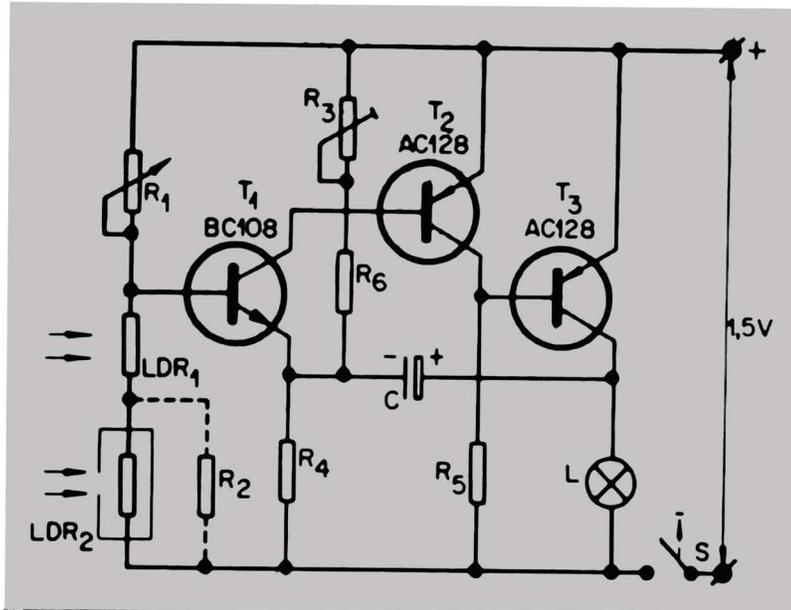


FIG. 1

Com o circuito descrito é possível fazer um ajuste preciso de  $R_1$  pela realimentação positiva da saída do amplificador, através do capacitor C, para a entrada (emissor de  $T_1$ ). Devido ao alto ganho que ocorre quando  $T_1$  está em condução, oscilações são iniciadas; a frequência, determinada principalmente por C e  $R_1$ , é mantida em poucos Hertz.

A pilha é tipo lapiseira de 1,5V. Deve-se notar que pequenas variações na tensão da pilha, assim como os efeitos do envelhecimento dos LDRs ocasionam mudanças nas leituras do instrumento.  $R_3$  torna possível a recalibração quando essas mudanças ocorrem. A lâmpada L é tipo miniatura com lente. A ligação série dos dois LDRs, merece alguma explanação. Vimos que um LDR pode apresentar resistência desde algumas centenas de milhares de ohms na escuridão relativa até poucos ohms na luz do dia.

Quando nós queremos cobrir uma ampla extensão de valores de luz com um simples controle potenciométrico, nós temos que fixar o limite da resistência inferior em aproximadamente 500 Ohms e o limite superior em, digamos, 1.000K. Em nosso projeto nós conseguimos isto cobrindo LDR<sub>2</sub> com material opaco perfurado no centro (aproximadamente 1mm de diâmetro). Mesmo sob uma luz forte, quan-

do a resistência do LDR<sub>1</sub> descoberto é praticamente desprezível, LDR<sub>2</sub> terá um valor mínimo de cerca de 500 ohms. Se, por outro lado, a intensidade de iluminação é muito baixa, então as resistências de LDR<sub>1</sub> e LDR<sub>2</sub> serão máximas. Pode ocorrer que nestas condições não seja possível conseguir calibração no fim de escala (valores baixos de luminosidade); bastará nesse caso colocar um resistor de várias centenas de k $\Omega$  (na figura 1 o resistor  $R_2$ ) em paralelo com LDR<sub>2</sub>.

Em outras palavras, com luz intensa LDR<sub>1</sub> faz o trabalho de medida de luz, enquanto que sob baixa intensidade luminosa essa

tarefa é cumprida por LDR<sub>2</sub>. Usando este arranjo e com um potenciômetro  $R_1$  logarítmico conseguimos uma escala perto da linear de 2 a 17.

#### Valores de Luminosidade

A escala do fotômetro sob descrição é calibrada em valores de luminosidade. Esses valores possibilitam determinar a abertura e a velocidade do obturador para filmes padrões 21/10 DIN (100 ASA) sob diferentes condições de iluminação.

A tabela I dá os tempos de exposição para várias aberturas e

FIG. 2

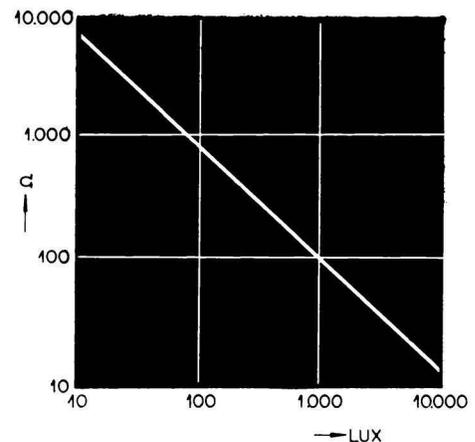


Tabela I — Exposição em segundos (filmes 21/10 DIN = 100 ASA)

Luminosidade →	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Abertura	EXPOSIÇÃO (SEGUNDOS)													
2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500	1/1000	1/2000	1/4000	
2.8	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500	1/1000	1/2000	1/4000
4	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500	1/1000	1/2000
5.6	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500	1/1000
8	15	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250	1/500
11	30	15	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250
16		30	15	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125
22			30	15	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30	1/60
32				30	15	8	4	2	1	1/2	1/4	1/8	1/15	1/30

Tabela II — Fatores de conversão da exposição

ASA	DIN	FATOR
12	12/10	8 x
25	15/10	4 x
50	18/10	2 x
100	21/10	1 x
200	24/10	1/2 x
400	27/10	1/4 x
800	30/10	1/8 x
1600	33/10	1/16 x
3200	36/10	1/32 x

vários valores de luminosidade. Então podemos ver que para abertura dois e exposição de um segundo dá valor de luminosidade 2. Para abertura de 2,8 e exposição de 1/32 de segundo, obtém-se valor de luminosidade 8. E assim por diante. Este último exemplo quer dizer o seguinte: a luz que atinge a lente proveniente de um objeto tendo 8 como valor de luminosidade tem de ser atenuada pela câmera de um fator de 2<sup>8</sup> para se obter um negativo adequado com o filme padrão 21/10 DIN.

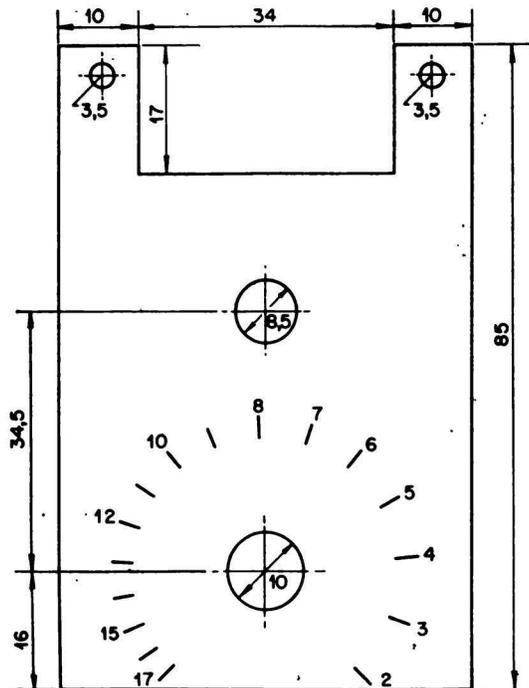


FIG. 3

A tabela II apresenta os fatores de conversão com os quais a exposição encontrada na tabela I tem de ser multiplicada quando se usam filmes de sensibilidade diferente de 21/10 DIN.

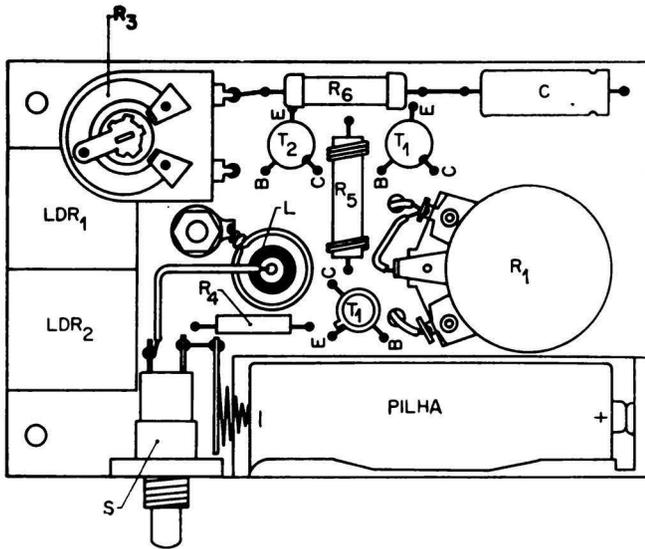


FIG. 4

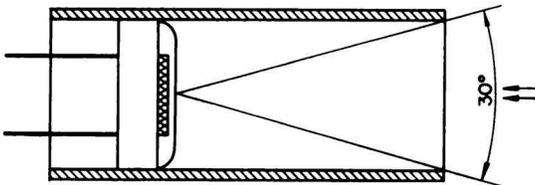


FIG. 5

### Construção

Os componentes são montados sobre uma placa de material isolante de aproximadamente 5 x 7,5cm.

Coloque um botão no qual uma escala de luminosidade (divisões de 2 a 17) pode ser presa no eixo do potenciômetro  $R_1$ ; diâmetro de aproximadamente 5cm.

## O GERADOR DE RF

(Cont. da pág. 368)

o oscilador local é substituído pelo próprio gerador de RF e verificar se o rádio passa agora a sintonizar as estações.

Para tal liga-se o gerador de RF sem modulação à grade osciladora e ajusta-se este sempre de forma que tenhamos a sua frequência igual ao valor da frequência indicada no "dial" do

rádio mais o valor da F.I. (455 kHz). Por exemplo: se estamos sintonizando a Rádio Eldorado, 700 kHz, deveremos ter no gerador de RF 700 kHz + 455 kHz = 1155 kHz.

Procederemos assim com várias estações. Se conseguirmos sintonizá-las, isto indica que o oscilador local não está funcionando.

A chave S, por questões de conveniência, deve possuir contato de prata, porque a resistência do contato pode prejudicar a precisão das indicações.

Coloque pequenos cilindros pretos em volta da lâmpada e dos LDRs, evitando assim que outras luzes que não aquelas que vêm da direção do objeto possam alcançar os LDRs. Os melhores resultados são alcançados com o cilindro esquematizado na figura 5. A parte traseira do LDR deve ser pintada de preto.

$R_3$  deve ser montado numa posição tal que se possa facilmente ajustá-lo, por exemplo, com uma chave de parafuso, sem ter que abrir o estojo de plástico que contém o instrumento completo.

### Calibração

Aponte o instrumento na direção de vários objetos que estejam sob diferentes condições de iluminação. Ajuste o botão cuidadosamente da esquerda para a direita até que a lâmpada brilhe intermitentemente. Tome um bom fotômetro para usar como referência: aponte-o para o mesmo objeto e anote o valor da luminosidade. Assinale na escala esse valor lido. Repita esse procedimento para outros valores de luz preenchendo a escala em divisão de 2 a 17.

### LISTA DE MATERIAIS

- LDR<sub>1</sub>, LDR<sub>2</sub> = B8.731.03.02 (Philips)
- $R_1$  = potenciômetro, 1M, log
- $R_2$  = veja texto
- $R_3$  = trim-pot, 1 k $\Omega$  log
- $R_4$  = 100  $\Omega$ , 1/4W
- $R_5$  = 220  $\Omega$ , 1/4W
- $R_6$  = 470  $\Omega$ , 1/4W
- C = 100  $\mu$ F; 6,4 V
- L = Lâmpada 1,5 V/0,2 A
- $T_1$  = BC108
- $T_2$  = AC128
- $T_3$  = AC128
- S = Chave de pressão

Todavia se o defeito persistir o culpado provável será a etapa de antena ou amplificadora de RF.

Para finalizar, lembramos que para termos um bom resultado com um gerador de RF, é necessário que ele possua uma precisão razoável pois caso contrário, ao invés de calibrarmos o rádio, o desajustaremos.

# OS ATENUADORES

RAUL L. C. GUERREIRO

É uma ocorrência corriqueira a necessidade de atenuação de sinais quaisquer, sejam eles de alto ou baixo nível, sejam eles de alta ou baixa frequência. Nem sempre a finalidade é abaixar o nível do sinal, porém muitas vezes a idéia principal é a de casar impedâncias. Os atenuadores podem ser resistivos, capacitivos ou indutivos. São utilizados em amplificadores e geradores de um modo geral, em seletores de canais, etc. Neste artigo trataremos só de atenuadores adaptados, isto é, aqueles que apresentam impedância de entrada e de saída iguais.

## Rêde do tipo "T"

Este atenuador (assim chamado devido à disposição dos seus elementos em forma de "T"), compõe-se de três resistores, cujos valores são calculados em função da atenuação e da impedância desejadas (Fig. 1). Conhecendo-se a atenuação de que precisamos e a impedância  $Z$  de entrada e de saída que se faz necessária, podemos calcular  $R_1$  e  $R_2$  pelas fórmulas seguintes:

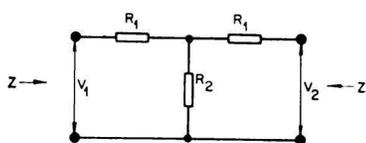


FIG. 1

$$R_1 = \frac{Z \cdot (A - 1)}{A + 1}$$

$$R_2 = \frac{2 \cdot Z \cdot A}{A^2 - 1}$$

onde  $A$  representa a atenuação expressa sob a forma de uma relação de valor superior a 1. Todavia,  $A$  pode se apresentar em dB ou relação de valor inferior à unidade. Por isso temos a tabela 1 onde indicamos a equivalência entre as três maneiras de se exprimir a atenuação  $A$  que é a relação entre a tensão de entrada ( $V_1$ ) e a de saída ( $V_2$ ) indicadas na fig. 1. A coluna decibéis está em valor absoluto, isto é, sem sinal, pois  $\frac{V_1}{V_2}$  em dB são números positivos e  $\frac{V_2}{V_1}$  em dB são números negativos.

Para estabelecer qualquer outra correspondência entre as relações e os decibéis, lembremo-nos de que o produto das relações é igual à soma dos decibéis e vice-versa. Por outras palavras, a relação igual ao produto  $2,51 \times 7,94 = 20$  (aproximadamente) será exprimida em dB pela soma  $8 + 18 = 26$  dB. Da mesma maneira, uma atenuação de 45 dB ( $20 + 20 + 5$ ) pode ser traduzida por uma relação de tensões de  $10 \times 10 \times 1,78 = 178$ .

## Exemplo

Calcular as resistências  $R_1$  e  $R_2$  para uma rêde em "T", destinada a trabalhar com uma impedância de 75ohms ( $Z = 75$ ), e da qual se pede uma atenuação de 8dB. O cálculo será feito segundo a seguinte ordem:

1.º — Traduzir em relação superior a 1 a atenuação de 8dB: a tabela nos dá  $A = 2,51$ .

2.º — Formar as quantidades  $A - 1$  e  $A + 1$ :

$$A - 1 = 1,51 \text{ e}$$

$$A + 1 = 3,51$$

3.º — Efetuar a relação  $A = 1 / A + 1$ :

$$(A - 1) / (A + 1) = 1,51 / 3,51 = 0,43.$$

4.º — Para encontrar o valor de  $R_1$ , multiplicar  $Z$  por esta relação:

$$R_1 = Z \cdot (A - 1) / (A + 1)$$

$$R_1 = 75 \times 0,43 \cong 32,3 \text{ohms.}$$

5.º — Calcular o quadrado de  $A$ :

$$A^2 = 2,51 \times 2,51 = 6,3.$$

6.º — Fazer a relação:

$$2 \cdot A / (A^2 - 1) = 5,02 / 5,3 = 0,95.$$

7.º — Para encontrar o valor de  $R_2$ , multiplicar  $Z$  por esta relação obtida anteriormente:

$$R_2 = Z \cdot (2 \cdot A / A^2 - 1)$$

$$R_2 = 75 \times 0,95 \cong 71 \text{ohms.}$$

Para a realização prática de tal atenuador, adotaremos resistências de valores normalizados os mais próximos. Assim, tomaremos  $R_1 = 33$  ohms e  $R_2 = 68$  ohms.

### Rêdes em série

Quando exigimos uma certa precisão para os valores de atenuação superiores a 10 ou 12dB, não há problemas se usamos uma única rede tipo "T", desde que o sinal seja de baixa frequência. É fácil compreender que, em altas frequências, as capacitâncias distribuídas estabelecem certo acoplamento entre a entrada e a saída, diminuindo a atenuação calculada. Portanto, é aconselhável, nestes casos, construir redes de baixa atenuação e montá-las em série, a fim de obter atenuações mais elevadas, porém relativamente precisas.

Em VHF é interessante não atenuar mais que 10dB por rede. Se necessitar, por exemplo, de 16dB, utilizar duas redes de 8dB em série é o mais indicado.

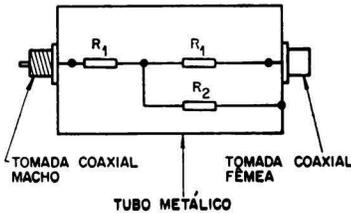


FIG. 2

### Realização prática

Seria útil lembrar que em alta frequência um atenuador resistivo não pode conter resistores do tipo indutivo, por exemplo, os de carvão depositado. Deverão ser de carvão compactado tomando-se o cuidado adicional de trabalhar com terminais de ligações tão curtos quanto possível para reduzir as indutâncias espúrias.

Na figura 2 temos um exemplo de realização de uma rede em "T" dentro de um pequeno tubo metálico, munido de tomadas coaxiais (macho e fêmea) nas duas extremidades. Tais atenuadores podem ser montados facilmente em série, o que nos permite, quando temos diversos à mão, obter rapidamente diversos valores de atenuação desejados.

Na figura 3 temos um outro exemplo de realização prática, em uma caixa metálica fechada, de três redes em "T". Nas extremidades, tomadas coaxiais macho e fêmea alternadas permitem, com cabos de conexão coaxiais, reunir em série duas ou três redes e assim obter as seguintes atenuações:

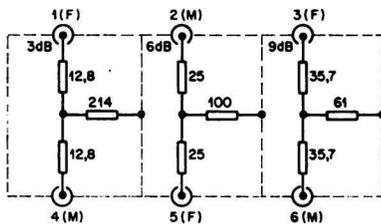


FIG. 3

3dB — Rede 1-4 apenas.

6dB — Rede 2-5 apenas.

9dB — Rede 3-6 apenas, ou ainda, redes 1-4 e 2-5 em série.

12dB — Redes 1-4 e 3-6 em série.

15dB — Redes 2-5 e 3-6 em série.

18dB — As três redes em série.

Os valores indicados para a montagem da figura 3 referem-se a uma impedância de entrada e de saída de 75ohms.

### Rêde em "T" com ponte

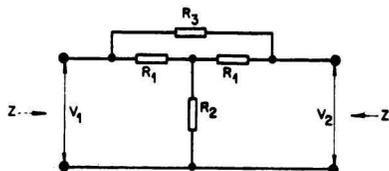


FIG. 4

Na figura 4 indicamos outra rede de atenuação, chamada de "T" com ponte. Sua particularidade reside no fato de o valor das resistências  $R_1$  ser sempre igual à impedância  $Z$  para a qual o atenuador é previsto. Quanto ao valor das resistências  $R_2$  e  $R_3$ , ele é calculado multiplicando-se  $Z$  pelos coeficientes que dependem da atenuação procurada, os quais constam da Tabela II. Quando as quatro resistências são iguais a  $Z$ , obtém-se uma rede cuja atenuação é de 6dB. Comutando simultaneamente  $R_2$  e  $R_3$ , podemos com extrema facilidade realizar um atenuador de relação variável, com duas ou três posições.

Por exemplo, para  $Z = 75$  ohms, se adotarmos três valores de atenuação 9, 6 e 3 dB, devemos ter para  $R_3$  os três valores seguintes:  $75 \times 1,82 = 137$  ohms;  $75 \times 0,99 = 74$  ohms;  $75 \times 0,41 = 30,7$  ohms. Podemos adotar a solução de três resistências comutáveis com aquele valor, ou então, a de três resistências em série, cuja soma será 137 ohms, e das quais curto-circuitaremos uma ou duas. Faremos exatamente a mesma coisa para  $R_2$ , cujo valor deverá ser de 182 ohms para 3dB, de 75ohms para 6dB e de 41,3ohms para 9dB.

TABELA I

$V_2/V_1$	$V_1/V_2$	EM dB	$V_2/V_1$	$V_1/V_2$	EM dB
0,89	1,12	1	0,28	3,55	11
0,79	1,26	2	0,25	3,98	12
0,71	1,41	3	0,22	4,47	13
0,63	1,58	4	0,20	5,01	14
0,56	1,78	5	0,18	5,62	15
0,50	1,99	6	0,16	6,31	16
0,47	2,24	7	0,14	7,08	17
0,40	2,51	8	0,13	7,94	18
0,35	2,82	9	0,11	8,91	19
0,32	3,16	10	0,10	10,00	20

TABELA II

Atenuação (dB)	Coeficientes a Multiplicar por Z		Atenuação (dB)	Coeficientes a Multiplicar por Z	
	$R_2$	$R_3$		$R_2$	$R_3$
1	8,20	0,12	11	0,39	2,55
2	3,86	0,26	12	0,34	2,98
3	2,42	0,41	13	0,29	3,47
4	1,71	0,58	14	0,25	4,01
5	1,29	0,78	15	0,22	4,62
6	1,01	0,99	16	0,19	5,31
7	0,81	1,24	17	0,16	6,08
8	0,66	1,51	18	0,14	6,94
9	0,55	1,82	19	0,13	7,91
10	0,46	2,16	20	0,11	9,00

# Oficina



ANTONIO P. MIGUEL

SERGIO A. BOGGIO

## ZUMBIDO

Quando um rádio apresenta zumbido, isto indica que por algum ponto do aparelho estão penetrando sinais indesejáveis de frequência igual ou múltipla à da rede. O primeiro passo a ser dado para a identificação da etapa defeituosa é o de reduzir ao mínimo o controle de volume e verificar o que acontece com o zumbido no altofalante. Se ele variar teremos que o defeito se localiza em estágio anterior ao controle de volume, estando nesse caso excluídos os eletrolíticos de filtragem de +B. Em caso de o controle de volume não atuar sobre o zumbido, teremos que este tem lugar após tal controle. Nesta última hipótese, poderemos ter o eletrolítico da fonte com defeito. Para identificarmos tal causa, nos utilizaremos de um voltímetro CA e um condensador de  $0,1 \mu\text{F}$  em série. O motivo da existência deste componente é bloquear a tensão contínua do +B permitindo a passagem só das componentes alternadas. Medimos então a tensão de 'ripple' sobre o capacitor eletrolítico imediatamente após aquele que vai ao catodo da válvula (ou diodo) retificadora. Se o valor lido ultrapassar 1 ou 2 volts, provavelmente estaremos com problemas de filtragem da fonte. Caso oposto, tudo normal.

Constatado o problema na fonte, poderemos ter um ou mais capacitores eletrolíticos de filtragem abertos, ou com baixa capacitância, ou ainda com sua ligação ao chassis interrompida. Convém lembrar que é mais ou menos comum ocorrer a formação de uma película de óxido entre esse componente e o chassis quando são dotados de rêsca e porca para atarrachamento e fixação mecânica ao mesmo tempo que permite o terra elétrico.

Além dos capacitores poderemos ter o choque de filtro com o seu enrolamento em curto. Poderá ainda ocorrer de a válvula retificadora entrar em curto (placa ou catodo), porém normalmente nesse caso os eletrolíticos estouram pelo fato de receberem excesso de tensão alternada sem componente contínua.

Pode acontecer de a fonte apresentar seus componentes em perfeito estado e, no entanto, exibir excesso de "ripple". O capacitor C da fig. 1 pode ser o "culpado". Esse componente, cuja finalidade é

também a de reduzir a resposta em alta frequência, se estiver em curto-circuito drenará a corrente CC que deveria passar pela válvula, além de elevar o consumo da corrente de +B, evitando, assim que se processe a total filtragem no eletrolítico da fonte.

Se após alguns testes a fonte de alimentação ficar fora de suspeitas, deveremos verificar o estado das válvulas no que diz respeito à isolação entre os eletrodos em referência ao filamento. Um dos casos que pode ocorrer com válvulas é um curto-circuito entre catodo e filamento da válvula de saída. Desta maneira, o catodo fica a um potencial alternado de cerca de 6,3 V que, após amplificado pela válvula produz um zumbido enorme no altofalante. O primeiro fato que nos leva a suspeitar desse defeito é que ao medirmos a componente alternada em catodo encontramos um valor constante de cerca de 6 V e não uma componente alternada que segue o ritmo da música ou da voz reproduzida no altofalante como é normal. Para comprovar o defeito retiramos a válvula em questão e medimos a isolação entre catodo e filamento com um ohmímetro.

Um outro defeito não muito comum é um curto entre a grade de controle e o filamento. Particularmente já nos aconteceu com uma HL 92 a qual abrimos cuidadosamente e deparamos com uma película condutora entre os pinos 3 (filamento) e 2 (grade de controle). Esta película, segundo concluí-

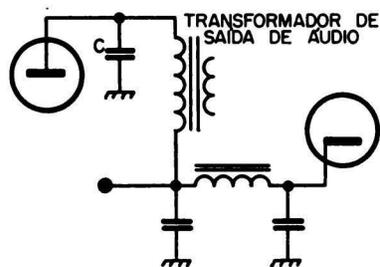


FIG. 1

mos, era proveniente daquela película espelhada (condutora) que existe em tôdas as válvulas. Ora, se a tensão alternada de filamento alcança uma grade de controle, esta tensão será amplificada, produzindo zumbido no altofalante.

Poderemos ter ainda um curto-circuito no próprio soquete, como ocorreu com uma EBC 91 onde tínhamos pino 4 (filamento) e pino 5 (placa detetora) em curto. Além de curto-circuitos entre elementos e ligações de filamento, poderá ocorrer a interrupção de uma ligação terra de algum fio blindado ou do potenciômetro de controle de volume. No caso do fio blindado, bastará ligá-lo ao chassis, por meio de uma chave de fenda. Se o defeito desaparecer é óbvio que a ligação terra está interrompida por qualquer razão, por exemplo, oxidação.

Quando a ligação terra do controle de volume interrompe, poderemos ter zumbido no altofalante, mas além disto notaremos que tal controle não consegue variar o volume do rádio, o que é uma evidência de defeito nesta peça.

Um caso diferente é o de um receptor que apresentava zumbido de fundo o qual aumentava ao se sintonizar uma estação. Tudo levava a crer que a peça defeituosa estava no estágio de RF. Todavia, após alguns testes esta hipótese foi eliminada. O capacitor C da figura 2 é utilizado para evitar tal

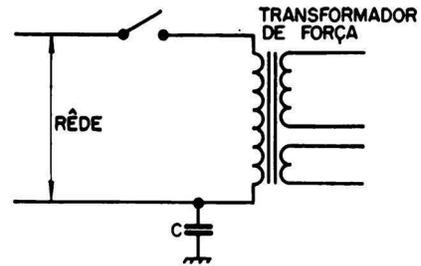


FIG. 2

ronco; quando êle inexistente ou está em aberto o chassis fica a um potencial flutuante em relação à terra, o que provoca um zumbido na sintonia. Ao substituí-lo por um nôvo o zumbido desapareceu totalmente.

Para finalizar, lembramos ainda do caso em que o zumbido não é produzido no rádio, mas sim pela interferência externa de lampadas fluorescentes. Neste caso, aconselhamos mudar o receptor de local ou tentar pôr filtros tanto no receptor como nas lampadas.

SERGIO A. BOGGIO

## HORIZONTAL NÃO SINCRONIZA

Diz-se corriqueiramente que a imagem "tomba" ou "corre horizontalmente" quando o oscilador horizontal não consegue sincronizar com o sinal recebido. Apesar de sincronizada verticalmente a imagem se apresenta múltipla, formando várias lado a lado inclinadas ou para a direita ou para a esquerda. O sibilo proveniente do "fly-back" torna-se mais intenso e característico quando a frequência do horizontal foge daquela de sincronização. Este defeito poderá ser provocado pela etapa osciladora horizontal e/ou comparadora de fase.

Nêste tipo de defeito não devemos fazer substituição de componente ou procurarmos componentes defeituosos antes de localizarmos a etapa defeituosa. Partimos então para a calibração da frequência horizontal, pois o defeito talvez seja sanável apenas com êste ajuste. Se o defeito é realmente provocado por

algum componente das etapas osciladora horizontal ou comparadora de fase, com esta calibração podemos saber em qual delas estará a causa do defeito.

O circuito oscilador horizontal pode apresentar um ou dois controles, ou seja, o de frequência horizontal colocado no painel de controles do televisor, ou ainda o controle auxiliar de frequência horizontal, colocado na parte traseira do aparelho. Caso exista êste último devemos:

a) Colocar o controle de frequência horizontal no centro do seu curso;

b) eliminar o pulso do sincronismo, retirando uma das válvulas de separação de sincronismo ou de comparação de fase. Desligar componentes tais que tirem de funcionamento a etapa comparadora de fase se o aparelho tiver as válvulas com filamentos ligados em série;

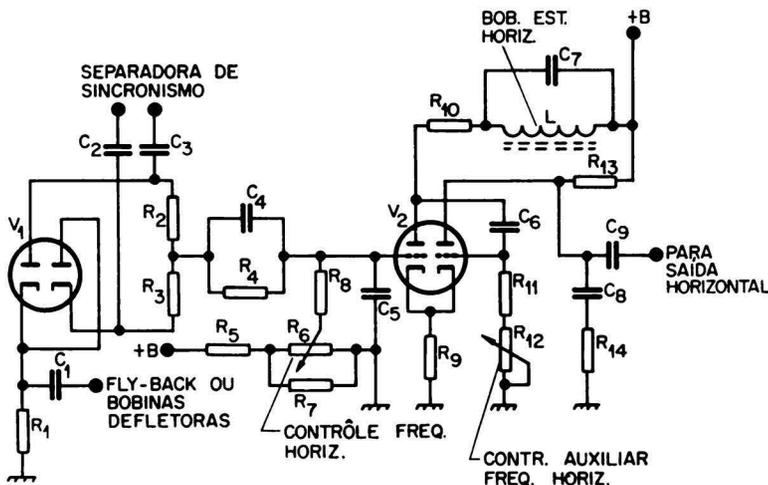


FIG. 3

c) colocar em curto os bornes da bobina estabilizadora horizontal;

d) ajustar o controle auxiliar de frequência horizontal, até que a imagem fique "em pé". A imagem não ficará fixa, pois estará sem sincronismo;

e) tirar o curto da bobina estabilizadora e ajustar o seu núcleo até que a imagem fique em pé; e

f) restabelecer o pulso do sincronismo.

Em não havendo o controle auxiliar de frequência horizontal devemos:

a) Colocar o controle de frequência horizontal no centro do seu curso;

b) eliminar o pulso de sincronismo;

c) ajustar o núcleo da bobina estabilizadora horizontal até que a imagem fique em pé; e

d) restabelecer o pulso de sincronismo.

Feita a calibração da frequência horizontal e se ao recolocar o sincronismo a frequência horizontal sair fora novamente, o defeito será provocado pela comparadora de fase. Estará o defeito na osciladora horizontal se não conseguirmos a calibração da frequência.

Supondo ser a osciladora horizontal a causadora do defeito: procuraremos o componente defeituoso nesta etapa tomando-se o máximo de cuidado com os testes dos componentes. Depois da troca em vão da válvula osciladora horizontal faremos os testes:

1.º) Verificar os valores dos resistores de carga  $R_{10}$  e  $R_{13}$ ;

2.º) verificar o valor do resistor de catodo  $R_3$ ;

3.º) verificar os valores dos resistores  $R_5$ ,  $R_7$ ,  $R_8$  e  $R_{11}$ ;

4.º) verificar se os controles de frequência  $R_6$  e  $R_{12}$  estão atuando. Em caso negativo, poderá haver algum curto com as suas ligações e chassis, ou ainda o interrompimento da ligação de  $R_6$ . Isto seria possível devido a ligações extensas e às vezes feitas com fio blindado e passando de um chassis para outro, como no caso de  $R_6$  colocado no painel de controles do televisor;

5.º) verificar se na calibração da bobina estabilizadora horizontal "L" não há atuação alguma, pois o condensador  $C_7$  ligado em paralelo com ela poderia estar em curto. A própria bobina poderia também estar em curto, normalmente em curto parcial;

6.º) verificar se o condensador de acoplamento  $C_6$  está com o escape, desligando o terminal ligado à grade de controle do segundo triodo, neste terminal medir tensão em relação ao chassis. No caso de dúvidas quanto à variação de capacitância deste condensador devemos fazer a sua substituição; e

7.º) verificar o condensador  $C_1$  que poderá também estar em curto ou com passagem.

Se fôr constatado o defeito na comparadora de fase devemos procurar componente defeituoso partindo do local de onde é obtido o pulso para a comparação de fase (no transformador de saída horizontal ou nas bobinas defletoras horizontais). Depois de substituída a válvula usada como comparadora de fase devemos fazer os seguintes testes:

1.º) Medir continuidade no enrolamento do comparador de fase. Normalmente está localizado na parte inferior do "fly-back";

2.º) verificar os capacitores e resistores que apareçam entre o enrolamento e a válvula comparadora de fase;  $C_1$  e  $R_1$  poderão aparecer em maior número;

3.º) verificar os condensadores de acoplamento  $C_2$  e  $C_3$ , ligados entre a separadora de sincronismo e a comparadora de fase. Nos casos de dúvidas quanto à capacidade devemos fazer a substituição. Para medir a fuga nêles devemos desligar os terminais ligados a  $R_2$  e  $R_3$  e medir tensão entre êstes terminais e chassis; se apresentar tensão CC indica que o condensador está com fuga. Isto é possível porque êstes condensadores estariam ligados ao catodo e placa da válvula de sincronismo que atua como inversora de fase.

4.º) se o aparelho utilizar diodos de germânio, no lugar de válvulas comparadoras de fase, devemos testa-los. O teste dos diodos se faz medindo-se continuidade nos dois sentidos: haverá num sentido resistência elevada e em sentido oposto resistência baixa. No caso de necessidade de substituição de um dêles, seria interessante colocarmos um outro com as mesmas resistências;

5.º) verificar os valores de  $R_2$  e  $R_3$  que deverão ser idênticos, sendo normalmente utilizados resistores de 5% de tolerância. Êstes resistores com valores diferentes entre si poderão provocar, como nos casos de diodos também desiguais, se não o horizontal fora de frequência, a instabilidade da frequência horizontal; e

6.º) verificar o condensador  $C_4$ .

**N. B.** — Nos casos de substituição de condensadores do circuito de sincronismo e oscilador horizontal devemos observar sempre os valores corretos e dentro da tolerância indicada pelo fabricante e ainda o tipo original utilizado como também a isolação. A não observância dêstes itens poderá implicar em aparecimento de defeitos intermitentes no futuro que são realmente os mais trabalhosos. Portanto, se se encontrarem componentes que não correspondam aos valores do esquema e que tenham sido substituídos partiremos para sua substituição independente do consêrto.

**ANTONIO P. MIGUEL**

# ÍNDICE GERAL

1968

AUDIO	REV.	PAG.	REV.	PAG.
<b>Amplificadores</b>				
Amplificadores classe D .....	26	84		
Amplificador estereofônico transistorizado .....	25	7		
Amplificador para fone de cristal .....	30	357		
Amplificador telefônico .....	29	313		
Pré-amplificador estereofônico ..	28	207		
Pré-amplificador estereofônico transistorizado .....	26	99		
Pré-amplificador para microfone e cápsula magnética de toca-discos .....	27	167		
Pré-amplificador universal ....	25	18		
Pré-amplificando com silício ...	30	375		
<b>Diversos</b>				
Distorsor para guitarra elétrica .	27	144		
Gerador de audiofrequência transistorizado .....	26	65		
Pesquisador de áudio e RF ...	28	227		
			Contrôle auditivo de transmissores .....	25 40
			Curvas características das válvulas e suas aplicações .....	27 137
			Demoduladores de FM .....	27 173
			Distorsor para guitarra elétrica .	27 144
			Fotômetro .....	30 395
			"Jôgo da verdade" eletrônico...	26 82
			Padrão secundário de frequência	25 13
			Pesquisador de áudio e RF ....	28 227
			Presente e futuro das nossas telecomunicações .....	29 292
			Projeto de uma fonte regulada ..	27 156
			Receptores superheterodinos — a etapa de RF .....	26 102
			Seletor de canais .....	27 159
			Separadores de sincronismo transistorizados .....	30 383
			Serviços de um LDR .....	30 370
			Tacômetro eletrônico .....	29 285
			Tensão CC para os filamentos do televisor .....	28 243
			Utilização de tiristores em eletrodomésticos .....	30 391
<b>COMPONENTES</b>				
Antena cúbica de quadro ....	28	228		
Atenuadores .....	30	399		
Circuitos integrados lineares ..	28	236		
Conversor de UHF transistorizado .....	29	310		
Diodo de junção em osciladores	29	305		
Estabilização de tensões com semicondutores .....	27	169		
Germânio, Silício ou Arseneto de Gálio .....	30	360		
Memórias magnéticas .....	26	106		
Pilhas de Papel .....	29	290		
Seletor de canais .....	27	159		
Serviços de um LDR .....	30	370		
Transformador simétrico de faixa larga "Balun" .....	26	94		
Válvulas de catodo frio .....	25	20		
<b>DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA</b>				
<b>Gravadores</b>				
			Phillips — EL 3302 .....	25 38
<b>Rádio-Receptores</b>				
			Empire — Três Poderes CRJ 61	28 257
			Semp — mod. AC546/C — AC431/BF .....	27 185
			Zilomag — mod. ART-94 (6 volts) .....	29 328
			Zilomag — mod. SE-848 .....	26 92
<b>INSTRUMENTAL DE TESTE</b>				
			Contrôle auditivo de transmissores .....	25 40
			Gerador de audiofrequências transistorizado .....	26 65
			Gerador de RF .....	29 307
			Medidor de fase .....	26 86
			Multitester .....	26 72
			Padrão secundário de frequência	25 13
			Pesquisador de áudio e RF ....	28 227
			Projeto de um circuito multiplicador de Q utilizando transistores .....	28 234
			Simulador de duplo feixe para osciloscópio .....	27 131
<b>DIVERSOS</b>				
Amplificador/limitador de FI de som .....	28	209		
Antena cúbica de quadro .....	28	228		
Atenuadores .....	30	399		
Cálculo da impedância de antenas dipolo .....	26	79		
Circuitos integrados lineares ..	28	236		
Computador na engenharia elétrica .....	25	30		
Comunicações terrestres via satélites .....	28	217		

	REV.	PAG.
<b>MONTAGENS DIVERSAS</b>		
Amplificador para fone de cristal	30	357
Amplificador telefônico	29	313
Antena cúbica de quadro	27	228
Construção de uma antena cúbica de quadro	29	297
Contrôle auditivo de transmissores	25	40
Distorsor para guitarra elétrica	27	144
Fotômetro	30	395
Gerador de áudio frequências transistorizado	26	65
"Jôgo da verdade" eletrônico	26	82
Medidor de fase	26	86
Padrão secundário de frequência	25	13
Simulador de duplo feixe para osciloscópio	27	131
Tacômetro eletrônico	29	285
Transceptor para 28 MHz	25	34
<b>OFICINA</b>		
<b>Consertos</b>		
Amplificador de saída inoperante	29	325
Defeito de alimentação	27	183
Horizontal não sincroniza	30	403
Rádio-receptor com baixo volume	28	254
Televisor sem brilho e sem som	28	255
Televisor sem brilho	29	323
Televisor sem deflexão vertical	27	181
Zumbido	30	402
<b>Diversos</b>		
Contrôle auditivo de transmissores	25	40
Estabilização de tensões com semicondutores	27	169
Gerador de áudifrequências transistorizado	26	65
Gerador de R F	29	307
Medidor de fase	26	86
Multítester	26	72
Oscilador RC por deslocamento de fase	30	369
Padrão secundário de frequência	25	13
Pesquisador de áudio e RF	28	227
Projeto de um circuito multiplicador de Q utilizando transistores	28	234
Simulador de duplo feixe para osciloscópio	27	131
Tensão CC para os filamentos do televisor	28	243
<b>Esquemas de aparelhos comerciais</b>		
Gravador portátil transistorizado — Philips EL 3302	25	32
Radiofone Zilomag — modelo SE-848	26	92
Rádio-receptor Empire Três Poderes CJR 61	28	257
Rádio-receptor Semp — mod. AC546/C — AC 431/BF	27	185

	REV.	PAG.
Rádio-receptor Zilomag — mod. ART-94 (6 volts)	29	328

## PULSOS

Amplificadores classe D	26	84
Distorsor para guitarra elétrica	27	144
Simulador de duplo feixe para osciloscópio	27	131
Tacômetro eletrônico	29	285
Utilização de tiristores em eletrodomésticos	30	391

## SEMICONDUCTORES

### Aplicações práticas

Amplificador estereofônico transistorizado	25	7
Amplificador para fone de cristal	30	357
Amplificador telefônico	29	313
Circuitos integrados lineares	28	236
Conversor de UHF transistorizado	29	310
Diodo de junção em osciladores	29	305
Distorsor para guitarra elétrica	27	144
Estabilização de tensões com semicondutores	27	169
Fotômetro	30	395
Gerador de áudifrequências transistorizado	26	40
"Jôgo da verdade" eletrônico	26	82
Padrão secundário de frequência	25	13
Pré-amplificador estereofônico	28	207
Pré-amplificador estereofônico transistorizado	26	99
Pré-amplificador para microfone e cápsula magnética para toca-discos	27	167
Pré-amplificador universal	25	18
Pré-amplificando com silício	30	375
Projeto de multiplicador de Q utilizando transistores	28	234
Seletor de canais	27	159
Simulador de duplo feixe para osciloscópio	27	131
Tacômetro eletrônico	29	285
Tensão CC para os filamentos do televisor	28	243
Utilização de tiristores em eletrodomésticos	30	391

### Teoria

Enciclopédia dos semicondutores	26	77
Estabilização de tensões com semicondutores	27	169
Germânio, Silício ou Arseneto de Gálio	30	360

## TELEVISÃO

### Reparações

Simulador de duplo feixe para osciloscópio	27	131
--	----	-----

	REV.	PAG.
<b>Teoria</b>		
Separadores de sincronismo transistorizados .....	30	383
Televisão a côres .....	25	44
<b>TEORIA</b>		
Amplificadores classe D .....	26	84
Amplificador/limitador de FI de som .....	28	209
Antena cúbica de quadro .....	28	228
Atenuadores .....	30	399
Cálculo da impedância de antenas dipolo .....	26	79
Circuitos integrados lineares ..	28	236
Curvas características das válvulas e suas aplicações .....	27	137
Demoduladores de FM .....	27	173
Estabilização de tensões com semicondutores .....	27	169
Germânio, Silício ou Arseneto de Gálio .....	30	360
Memórias magnéticas .....	26	106
Oscilador RC por deslocamento de fase .....	30	369
Pilhas de papel .....	29	290

	REV.	PAG.
Projeto de um circuito multiplicador de Q utilizando transistores .....	28	234
Projeto de uma fonte regulada	27	156
Receptores superheterodinos — a etapa de RF .....	26	102
Receptores superheterodinos — projeto de uma etapa RF e osciladora de OM .....	28	246
Seletor de canais .....	27	159
Separadores de sincronismo transistorizados .....	30	383
Televisão a côres .....	25	44
Tensão CC para os filamentos do televisor .....	28	243
Transformador simétrico de faixa larga "balun" .....	26	94
Válvulas de catodo frio .....	25	20

#### TELECOMUNICAÇÕES

Antena cúbica de quadro ....	28	228
Comunicações terrestres via satélites .....	28	223
Contrôle auditivo de transmissores	25	40
Construção de uma antena cúbica de quadro .....	29	297
Presente e futuro das nossas telecomunicações .....	29	292
Transceptor para 28 MHz ....	25	34

## MOTOR PARA CORRENTE CONTÍNUA DM - "2000"

Consumo: 9 Volts - 30 mA.

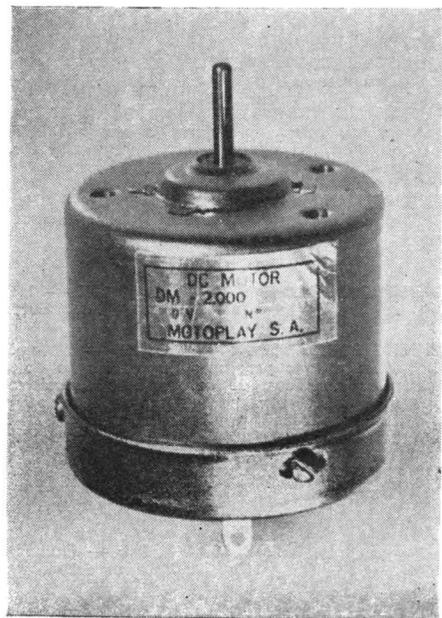
Rotação: 2000 r.p.m.

Rotação constante de 6 a 12 Volts.

Motor projetado para consumo mínimo, torque alto e rotação uniforme, resultando o aproveitamento máximo das pilhas.

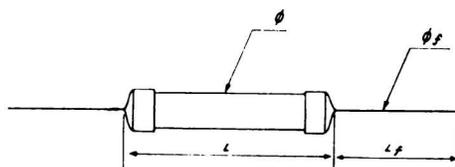
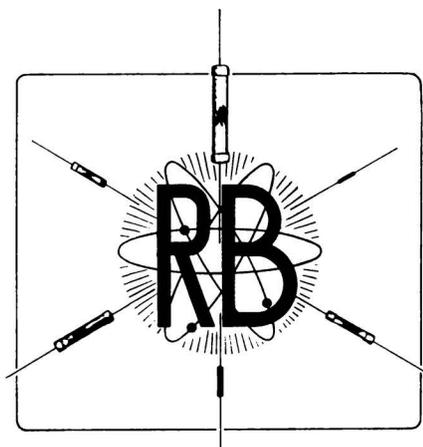
Dimensões: Altura: 36 mm.

Diâmetro: 39 mm.

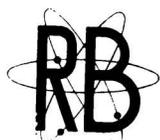


### S. A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO

Av. Prof. Francisco Morato, 5291 (BR-2)  
C. P. 11.026 - Fone: 282-3890 - S. Paulo



Tipo	Resistência		Potência máxima W	Tensão máxima V	Dimensões mm			
	Min. $\Omega$	Máx. M $\Omega$			L	$\phi$	LS	$\phi_s$
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"

## MANUAIS PHILIPS

### ACABAMOS DE RECEBER QUANTIDADE LIMITADA

**PHILIPS ELECTRON TUBE HANDBOOK** — VOL. I — 1966 — aprox. 800 págs. formato 15 x 21,5cm — Válvulas para recepção e TV, bem como cinescópios. NCr\$ 12,00

**PHILIPS ELECTRON TUBE HANDBOOK** — VOL. II — 1966 — aprox. 2.000 págs. formato 15 x 21,5cm. Estabilizadoras de tensão, contadoras, seletoras e indicadoras, tiratrons pequenos, disparadoras, diodos de comutação, fotoelétricas, dispositivos fotocondutores, de raios catódicos, de camera, fotomultiplicadoras, contadoras de radiação e de qualidade especial. NCr\$ 18,00.

**PHILIPS ELECTRON TUBE HANDBOOK** — VOL. III — 1965 — aprox. 1.400 págs. formato 15 x 21,5cm. Tiratrons, Ignitrons, retificadoras industriais, válvulas para micro-ondas e transmissoras. NCr\$ 14,00.

**OFERTA ESPECIAL: os 3 manuais acima ao preço de NCr\$ 30,00.**

**PHILIPS SEMICONDUCTOR HANDBOOK** — 1965 — aprox. 1.000 págs. formato 15 x 21,5cm. Diodos, tiristores, transistores de germânio e silício, semicondutores fotoelétricos, circuitos integrados, acessórios para montagem. NCr\$ 15,00.

**PHILIPS POCKET BOOK** — 1966/67 — 22 + 540 páginas, formato 10 x 13,5cm. Este livro de bolso contém dados sobre todo o programa de fabricação da Philips: válvulas de recepção e amplificação, cinescópios, válvulas de raios catódicos, de catodo frio, dispositivos fotocondutores, válvulas de transmissão e retificadoras, ignitrons, tiratrons, válvulas para micro-ondas e equipamento nuclear, semicondutores de silício e germânio, capacitores de todos os tipos, resistores, soquetes, transformadores, alto-falantes, imãs permanentes etc. Contém igualmente tabela para substituição de válvulas e semicondutores. NCr\$ 8,00.

**REMESSAS PARA O INTERIOR E OUTROS ESTADOS** — Sem qualquer despesa, enviaremos pedido acompanhado de cheque pagável em S. Paulo, Vale Postal ou carta com valor declarado.

**REEMBOLSO POSTAL** — Enviaremos pelo Reembolso Postal, somente pedidos superiores à NCr\$ 10,00, com despesas de porte por conta do comprador.

**ETEGIL**

editôra técnico-gráfica industrial ltda.

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

## SEMICONDUCTORES

**GENERAL  ELECTRIC**

**UJT** — transistor unijunção  
**CUJT** — transistor unijunção complementar  
**SCS** — comutador controlável de silício

**Nós não temos tudo que V. venha pedir**

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

**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  $\eta$ ,  $R_{BB}$ ,  $I_P$  e  $I_V$ .

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

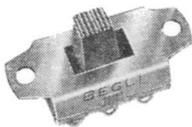
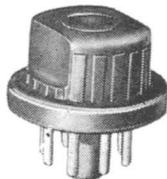
**Informações e Vendas em**

**APLICAÇÕES ELETRÔNICAS  
ARTIMAR LTDA.**

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

### B E G L I

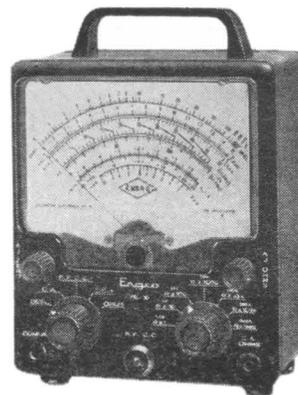
Produtos  
de  
Qualidade



**IND. E COM. DE APARELHOS ELETRÔNICOS LTDA.**

RUA PEDRO, 684 - TELEFONE: 298-2710

CX. POSTAL. 17031 - ZONA 20 - SÃO PAULO



## Voltímetro Eletrônico VE-10

- 7 Alcances em C.C. de 1,5 até 1500V. Resistência de entrada 11M $\Omega$ . Precisão  $\pm 3\%$  final da escala.
- 7 Alcances em C.A. — pico a pico (de 4 a 4000V)
- 7 Alcances em C.A. — R.M.S. (de 1,5 até 1500V) Resposta de frequência em ambas as modalidades:  $\pm 1$  dB de 45Hz até 7,2MHz. Precisão:  $\pm 5\%$  final da escala.
- 7 Alcances em resistências (de 0,1 $\Omega$  até 1000M $\Omega$ )

**INSTRUMENTOS ELETRICOS  
ENGRO S. A.**

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

**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**

**HEWLETT  PACKARD**

Completa linha de instrumentos para  
Eletrônica, Medicina e Química

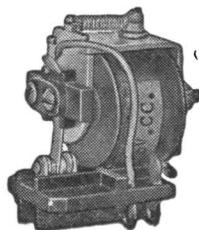
Informações e Vendas no Distribuidor  
Exclusivo para o Brasil

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

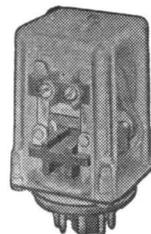
**São Paulo: Rua Cel. Oscar Pôrto, 691  
Fone: 71-1503**

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

## **R E L É S**



**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: relé 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-  
Novo telefone: 282-6742**

# 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

## SÁFCO S/A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO

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

## NOTÍCIAS DO MUNDO

(Cont. da pág. 378)

gens da superfície lunar, a própria Terra, o interior da nave espacial e os três cosmonautas, além de outras cenas do infinito. É necessário destacar que esta foi a primeira vez na história em que se fez uma transmissão diretamente por televisão das vizinhanças da Lua com câmaras manejadas por homens e retransmitida pela televisão comercial de quase todo o mundo via satélite.

Em segundo lugar, a RCA desenvolveu um tipo especial de transceptor para este vôo histórico, isto é, um equipamento miniatura combinado de transmissor e receptor de rádio, o qual permitiu aos três astronautas manterem-se em contato falado e constante com a estação de Houston, e efetuar conversações e transmissões de toda a classe de informações e comentários sobre o curso do vôo, bem como receber instruções e mensagens da Terra.

Finalmente, a RCA teve a seu cargo a preparação de um equipamento de radar especial, que se instalou a bordo das naves da frota de resgate, com o qual se pôde rastrear a "Apolo 8" em sua viagem de retorno da Lua para a Terra. O sistema mencionado ofereceu a mais absoluta segurança e precisão à operação de recuperar de volta os astronautas e seu veículo espacial.

# ELECTRA

## EDIÇÕES DE RÁDIO E TELEVISÃO

**120 Esquemas de Rádio-Receptores** — Cabrera — Esquemas e relação de materiais para a montagem de rádios a válvulas e transistores, utilizando bobinas de fabricação comercial. .... **NCr\$ 10,00**

**Montagens de Amplificadores e Receptores** — Cabrera — Esquemas, descrições e relação de material de vários tipos de amplificadores a válvulas e transistores, estereofônicos ou não, bem como receptores de rádio. .... **NCr\$ 15,00**

**O Transistor** — Cabrera — Teoria, características, circuitos típicos, consertos de rádios transistorizados. (Port.) ..... **NCr\$ 12,00**

**Análise Dinâmica em TV** — Cabrera & Martins — Livro prático sobre a pesquisa de defeitos em televisores, com roteiro das provas e medições necessárias, de acordo com a natureza da falha — **NCr\$ 10,00**

**Rádio Reparações** — Cabrera — Localização de defeitos, etapa por etapa: análise, valor dos potenciômetros e transformadores; seus cálculos e dados práticos — e outros informes para o rádio-reparador. (Port.) ..... **NCr\$ 10,00**

**Aprenda Rádio** — Cabrera & Saba — Livro ideal para o principiante: teoria básica, montagem de receptores e amplificadores — 13.ª edição — **NCr\$ 12,00**

**Televisão Prática** — Cabrera — Livro para preparo dos técnicos de televisão: teoria, esquemas, defeitos. Nova edição ..... **NCr\$ 12,00**

**Manual de Válvulas Electra — Série Alfabética** — Características de Válvulas Nacionais, Americanas e Européias; equivalências e ligações do suporte — Volume abrangendo os tipos cujas designações começam por letras ..... **NCr\$ 14,00**

**Manual de Válvulas Electra — Série Numérica** — Cabrera — Características de válvulas nacionais, Americanas e Européias; equivalências e ligações do suporte. Volume abrangendo os tipos cujas designações começam por números ..... **NCr\$ 18,00**

**TV Reparações pela Imagem** — Cabrera & Martins — Localização rápida de defeitos; 80 fotografias de imagens, com indicação de causa da falha observada. 3.ª edição. .... **NCr\$ 10,00**

**Esquemas Nacionais de TV** — Cabrera — 60 esquemas de marcas nacionais de TV. 1.º volume **NCr\$ 11,00**

II ..... **NCr\$ 11,00.**

III ..... **NCr\$ 11,00.**

IV ..... **NCr\$ 13,00.**

**Remessas para o interior e outros estados** — Sem qualquer despesa, enviaremos pedido acompanhado de cheque pagável em S. Paulo, Vale Postal ou Carta com valor declarado.

**Reembolso Postal** — Enviaremos somente pedidos superiores a NCr\$ 10,00, com despesas de porte por conta do cliente.

## EDITORA TÉCNICO-GRÁFICA INDUSTRIAL LTDA.

R. Sta. Ifigênia, 180 — Cx. Postal, 30.869  
End. Telegr.: "GRAFTRON"  
São Paulo

# CRESCEMOS

ANOS	POP. BRASILEIRA	RESIDÊNCIAS
1968	88.376.000	17.875.000
1970	95.305.000	19.261.000
1972	101.818.000	20.676.000
1974	110.200.000	22.570.000

(IBGE - DEE - MARK)

# COM O

# BRASIL !

Dentro de 6 anos, seremos 110 milhões de brasileiros, a consumir quantidades cada vez maiores de produtos industrializados.

Nós, da Douglas, desde já, estamos-nos aparelhando para fazer face às mais pesadas demandas nacionais (e da América Latina).

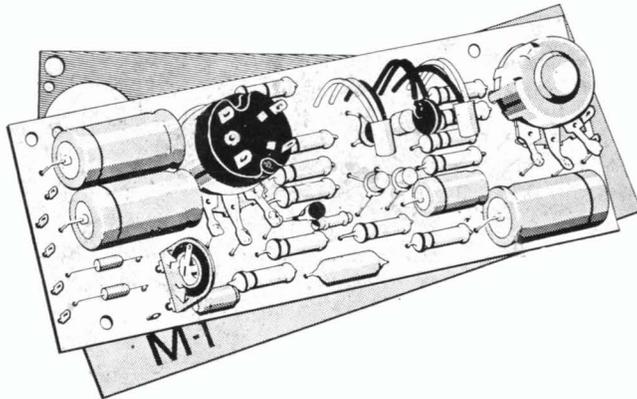
*Douglas*

RADIOELÉTRICA S. A.

Rua Melo Peixoto, 161 - Telefones: 295-0722 - 295-0816 - 295-0161 - 295-0227 - São Paulo  
C. Postal 7755 - End. Telegrafico BOBIMAS

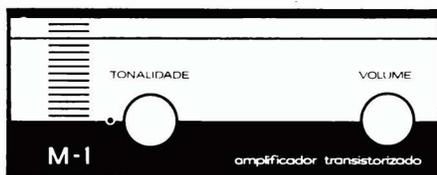
**M-1**

# ÊXITO GARANTIDO NA MONTAGEM DE SEU AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

**M-1**

Conjunto completo de componentes, incluindo painel frontal, circuito impresso, parafusos e solda, além de instruções detalhadas de montagem.

Em poucas horas de agradável passatempo, V. constrói um áudio-amplificador de excelentes características e primoroso acabamento.



- potência de saída: 2,5 W
- distorção: 0,6%
- resposta plana de 40Hz a 16kHz
- entrada de 500k $\Omega$  (cristal ou cerâmica)
- alimentação de 9V (pilha ou rede)

mais um produto  
com a qualidade



À VENDA NO SEU REVENDEDOR

*Miniwatt*