

eletrônica

MAIO/JUNHO 1967 - N.º 21

NCr\$ 0,85



LEIA NESTE NÚMERO

- **Eliminadores de Baterias**
- **Amplificador de 13 watts, transistorizado**

**TODAS AS APLICAÇÕES AQUI DESCRITAS,
UTILIZAM MATERIAIS FACILMENTE
ENCONTRADOS NO MERCADO NACIONAL**

Mantenha seu Philco sempre Philco!

Boa nova para a Guanabara!



**LOJA
PHILCO
DE
peças e
acessórios**

**AVENIDA MEM DE SA, 204
FONES 52-4535 e 22-5947**

PHILCO - Rádio e Televisão Ltda.

no propósito de prestar ainda melhores serviços aos Técnicos em Eletrônica e aos Clientes Philco, anuncia a abertura de sua Nova Loja de Peças e Acessórios.

**PEÇAS
GENUÍNAS**

- COMPLETO ESTOQUE DE PEÇAS E ACESSÓRIOS GENUÍNOS
- PREÇOS RIGOROSAMENTE TABELADOS
- ATENDIMENTO RÁPIDO

PHILCO

De Fama Mundial pela Qualidade

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

eletrônica

volume IV - número 21 - maio/junho 1967

diretor responsável Adalberto Mieke
redator chefe Alfredo Franke
secretário Fausto P. Chermont
consultores eng. Tomas Hajnal
eng. Luciano Kliass
desenhos Alcides J. Pereira
revisão Adauto V. B. Conde
publicidade Roberto Firíatti
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\$ 0,85
ASSINATURA 1 ANO
REGISTRADA NCr\$ 4,10
AÉREA REGISTRADA NCr\$ 6,10
ASSINATURA 2 ANOS
REGISTRADA NCr\$ 7,60
AÉREA REGISTRADA NCr\$ 11,60

As assinaturas deverão ser enviadas para ETEGIL - C.P. 30 869 - S. Paulo

ÍNDICE

ELIMINADORES DE BATERIA	113
O MULTIVIBRADOR BIESTÁVEL	117
ESTABILIZAÇÃO TÉRMICA DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA TRANSISTORIZADOS	120
AMPLISSONDA	123
A RÉGUA DE CÁLCULO	126
AMPLIFICADOR 13W	131
GERADORES TERMO-ELÉTRICOS	134
VOLTÍMETRO CA-CC	138
GRAVADORES DE FITA MAGNÉTICA	140
A CONSTANTE ELETROTÉCNICA S. A.	145
PRÉ-AMPLIFICADOR MISTURADOR	147
ESTEREOFONIA EM FM	149

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.

Uma importante fase do processo de fabricação de resistores de carvão, nas dependências da Constanta Eletrotécnica S. A.. Da sua perfeita realização depende a uniformidade da qualidade e tolerância no produto acabado.

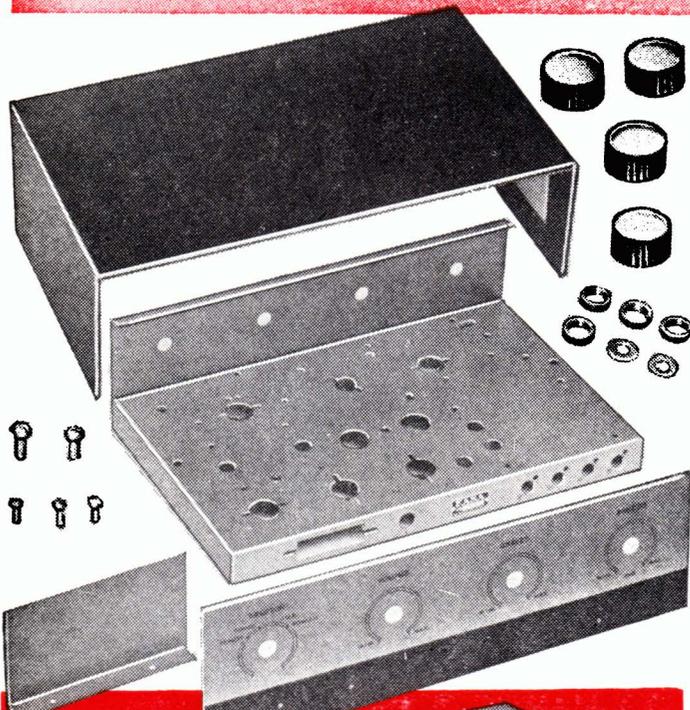
CAPA

CONJUNTO HI-FI

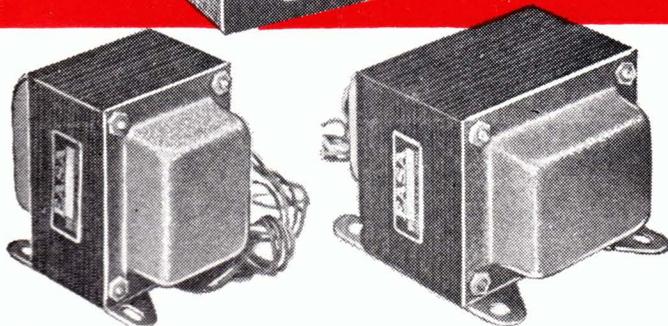
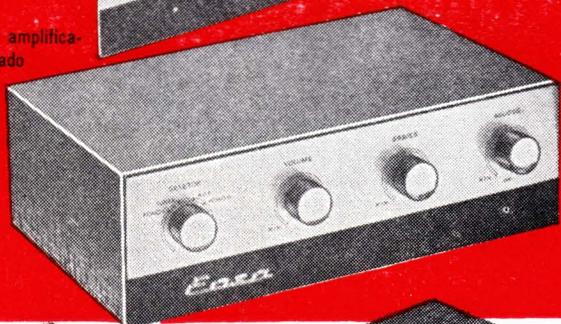
Para a qualidade não

EASA

há sucedênc



Vista do amplificador montado

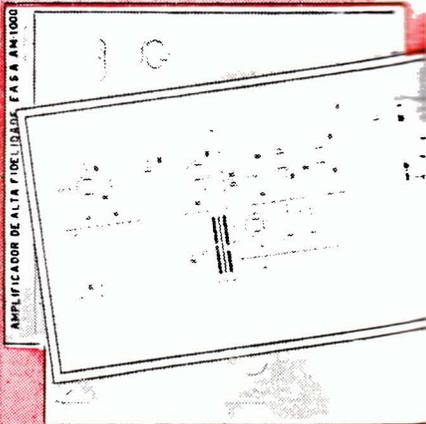


AMPLIFICADOR DE ALTA-FIDELIDADE TIPO AM-1 000

A qualidade EASA assegura a este amplificador uma reprodução perfeita à prova dos mais exigentes apreciadores.

CARACTERÍSTICAS

- Resposta de 30 a 25000 Hz
- Potência de 15 Watts
- Quatro entradas independentes (Cristal, Relutância, Tuner-Auxiliar)
- Saídas em 4, 8 ou 16 Ohms
- Contrôles de tonalidade independentes, de alta eficiência
- Equalização RIAA na entrada de relutância



Acompanham o conjunto 2 esquemas chapas e diagrama esquemático

O conjunto é composto de

- 1 chassi tipo AM-1 000
- 1 transformador de força tipo AM-1 001
- 1 transformador de saída tipo AM-1 000

INSTRUÇÕES PARA MONTAGEM

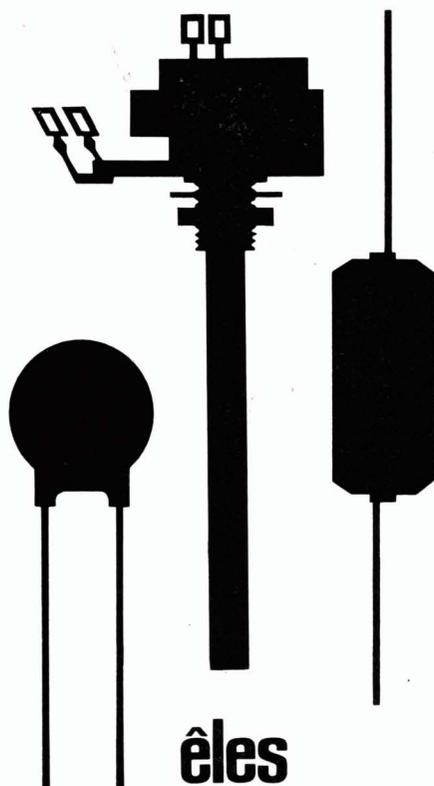
Manual de instruções detalhando minuciosamente a montagem do amplificador de alta-fidelidade tipo AM-1000

A venda em tôdas boas casas do ramo do Brasil

EASA

ENGENHEIROS ASSOCIADOS S. A. Indústria e Comércio
Av. Ipiranga, 1248 - Conj. 304 - fones: 35-7693 ou 36-5673 - C.P.: 6835 - Tel: TRANSEASA - S. PAULO

Pontenciômetros
capacitores cerâmicos
e capacitores em
polistirol.
Insuperável qualidade,
presentes em todos os
campos da vida atual,
desde o pequeno
rádio transistorizado
aos mais modernos
- Computadores
Eletrônicos -
MIAL: Produtos
brasileiros de
padrão internacional.



**êles
dinamizam
o mundo
moderno**



MIALBRAS S. A.
indústria e comércio
de materiais eletrônicos

RUA ALESSANDRO VOLTA, 111
C. POSTAL 6297 - END. TELEG. "MIALRADIO"
SÃO PAULO



Electron, uma revista de alto nível, é dirigida ao engenheiro de eletrônica, a professores e estudantes universitários.

Cada número contém, pelo menos, 12 artigos escritos por engenheiros ou técnicos que trabalham em nossa indústria, conhecendo portanto, perfeitamente os problemas específicos de nosso país.

Mas — não é necessário que Você seja engenheiro para encontrar em cada fascículo, artigos de **seu** interesse que poderá entender perfeitamente. Por exemplo, publicamos artigos com o projeto completo de receptores, com dados completos sobre o circuito e todos os seus componentes, incluindo as bobinas.

Evidentemente, é impossível relacionar aqui, todos os títulos dos artigos já publicados, e daremos apenas alguns:

Rádio-receptor AM/FM transistorizado de mesa — Amplificador de FI para FM — Fundamentos de "video-tape" — Controle remoto para receptores de TV — Considerações gerais sobre auto-rádios — Sintonizador de FM transistorizado.

Com uma assinatura, V. assegurará o recebimento regular de um grande número de informações úteis.

NCr\$ 2,00

Atualmente Electron publica uma série de artigos explicando o projeto completo, de todos os estágios de receptores transistorizados — assunto de enorme interesse não só para o engenheiro projetista, como para o técnico que deseja conhecer o "porque" do circuito.

PREÇO DAS ASSINATURAS:

	NCr\$
1 ano — 6 números .	10,50
2 anos — 12 números .	17,50
3 anos — 18 números .	23,50

NÃO QUEREMOS QUE VOCÊ FAÇA A ASSINATURA DE ELECTRON "NO ESCURO"

Antes de se decidir, examine a revista. V. receberá dois números atrasados de ELECTRON por um preço realmente compensador. Peça-os enviando o cupom ao lado — Temos a certeza que V. será um futuro assinante.

À ETEGIL — Edit. Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

- Envio NCr\$ para uma assinatura de ... números de Electron
- Queiram enviar-me dois números atrasados de Electron constantes de sua oferta. Envio a importância de NCr\$ 1,50 para cobertura de suas despesas.

A remessa foi feita por intermédio de:

- Cheque
- Vale Postal
- Valor Declarado

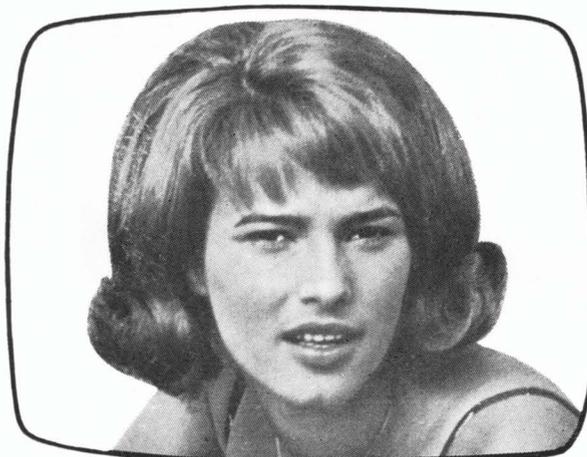
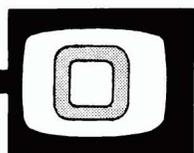
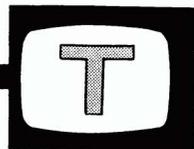
Nome

Rua n.º

Caixa Postal Cidade:

Estado:

VEJAM QUE BELA IMAGEM...



Com a NOVA SUPER linha de cinescópios INVICTUS

Revendedora Autorizada **"Invictus"**

Linha Completa SYLVANIA e RCA
GARANTIA DE 1 ANO
Grátis entregas em domicilio

Quando se trata de TUBOS p/ TV, acessórios em geral,
kits, etc., ASTROMAR resolve o problema.

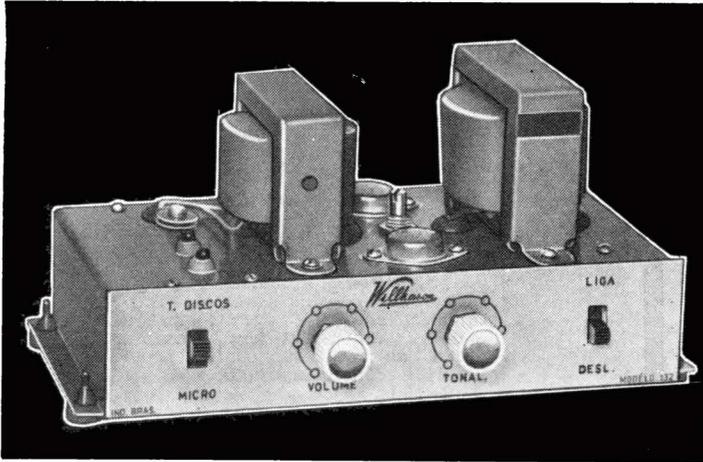
ASTROMAR RÁDIO PEÇAS LTDA.

Indústria e Comércio de Importação e Exportação
Rua Santa Ifigênia, 585 — Fone: 34-4205 São Paulo — Brasil

Kits

Willkason

AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO MOD. 132 "MINI-13"



CARACTERÍSTICAS

Potência de saída
13 watts a 400 Hz

Consumo em 12 V:
em repouso — 110mA
para 13 W — 1.7 A

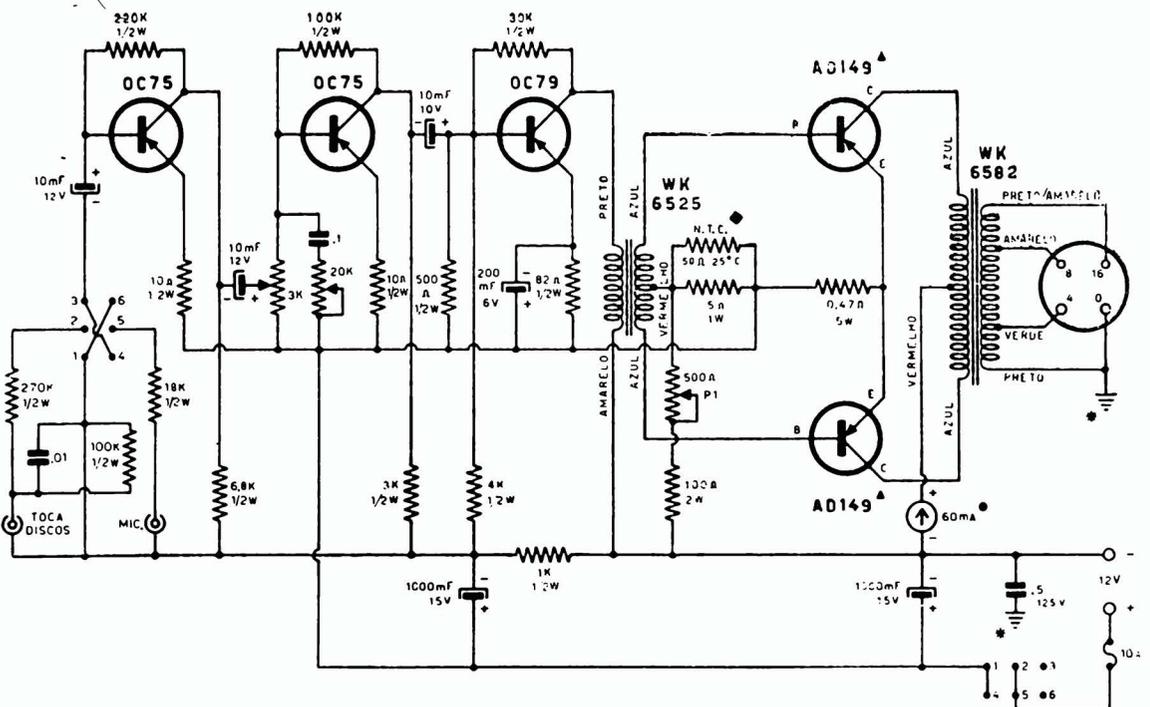
Impedância de saída:
4 — 8 — 16 ohms

Sensibilidade para 13 W:
toca-discos — 240 mV
microfone — 22 mV

Microfone de alta impedância
(50k mínimo) de cristal ou di-
nâmico.

Resposta de frequência:
200 Hz a 10 kHz
(—3dB)

Atenuação máxima
8 dB a 7 kHz.



DESCRIÇÃO DE MONTAGEM E CIRCUITOS CHAPEADOS ACOMPANHAM O CHASSIS E TRANSFORMADORES.

PRODUTOS ELÉTRICOS WILLKASON S. A.

FÁBRICA: AV. COTOVIA, 726 (Z.P. 21)
FONES: 61-3655 - 61-9952
END. TEL.: "WILLKASON"
CX. POST. 261 - S. PAULO

LOJA: RUA STA. IFIGÊNIA, 372
TELEFONE: 36-4053
ZONA POSTAL, 2
SÃO PAULO - BRASIL

NOVISSIMO

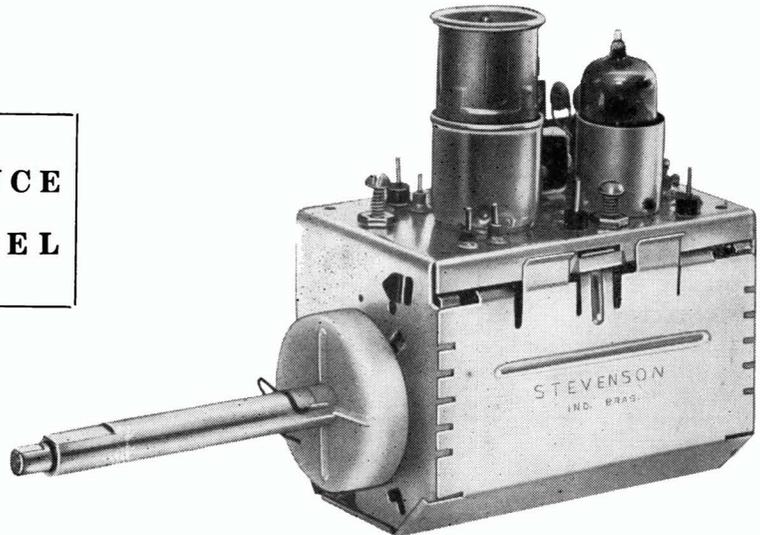
SELETOR DE CANAIS

STEVENSON

MODELO STANDARD MK-X/III

Tipo tambor — Sintonia automática (Pré-set)

PERFORMANCE
INEXCEDÍVEL



Barras (strips) intercambiáveis. Atualizado para técnica da miniaturização pelas suas pequenas dimensões. Elevada precisão mecânica. Lâminas e contatos especiais com banho de prata de grande espessura. Barra incorporada para o canal 1 (para recepção em UHF). Válvulas modernas de grade de quadro (frame-grid). Etapa de RF neutrode. Excepcional estabilidade do oscilador local. Sistema preciso e seguro de sintonia automática.

EIS ALGUMAS DAS SUAS EXTRAORDINÁRIAS CARACTERÍSTICAS:

Impedância de entrada = 300 ohms, balanceada

Ganho de tensão = 44db, mínimo, em todos os canais

Ganho médio do canal 1 = 38db, mínimo

Figura de ruído = 3,2db máximo no canal 1.

6db máximo, em todos os demais canais

Rejeição da frequência imagem = 60 db mínimo, nos canais 2 a 6.

55 db mínimo nos canais 7 a 13

Rejeição da frequência intermediária = canal 2 acima de 55 db

canais 3 a 13 acima de 60 db

Polarização requerida para redução de 30 db no ganho = -3,5 a -5V.

Tensão de alimentação (+B) = 135V.

Versão para filamento de 6,3V. e série de 300 ou 450 mA.

Na versão série, os eixos (frente e trás) são fornecidos isolados.

Solicite folheto descritivo para tomar conhecimento das características completas.

INDÚSTRIA ELETRÔNICA STEVENSON S/A.

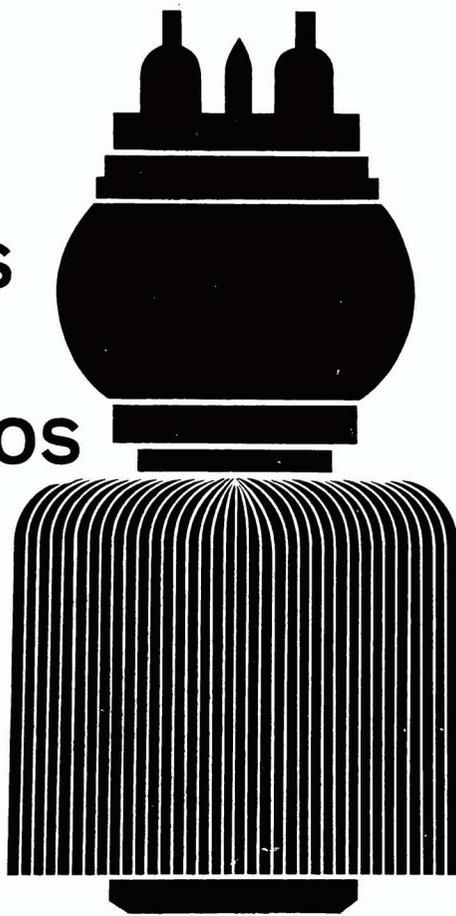
RUA DOM CONSTANTINO BARRADAS, 88 — TELEFONES: 70-1147 — 70-1148

CAIXA POSTAL, 4061 — SÃO PAULO

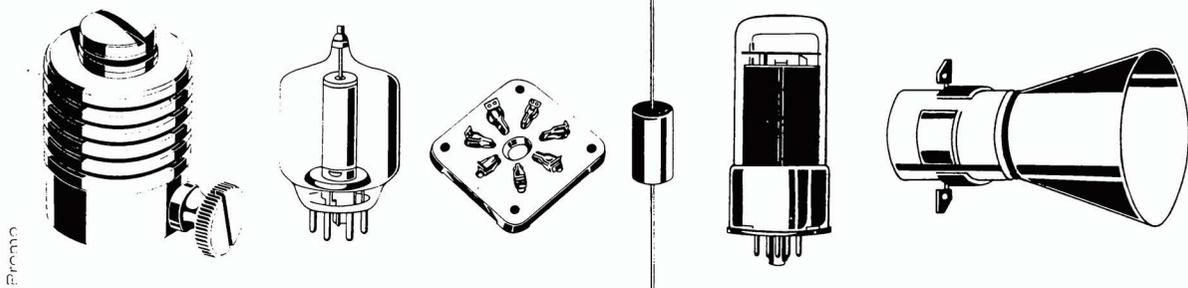
válvulas soquetes e acessórios



IBRAPE



produtos profissionais
para equipamento
profissional e
aplicações industriais



ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFSSIONAIS

SÃO PAULO

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

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

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

Casa Sotto Mayor S.A.
Rua Libero Badaró, 645
Tels.: 36.31.66 - 35.12.70

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

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

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

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

RIO DE JANEIRO

Eletrônica Principal Ltda.
Rua República do Líbano, 43
Tel.: 42.83.46

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

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

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

PÓRTO ALEGRE

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

Comercial Rádio-Arte Ltda.
Av. Alberto Bins, 615

BELO HORIZONTE

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

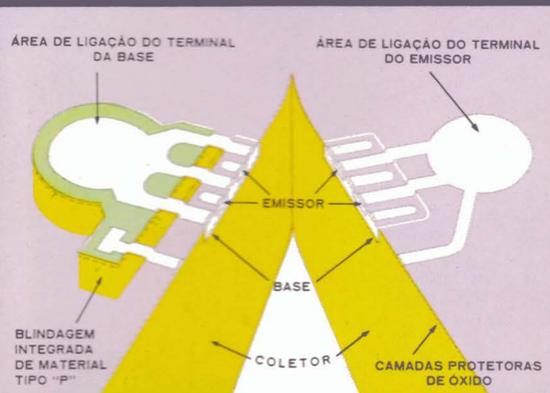
RECIFE

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

Si P

Silício Planar

Transistores para rádio e televisão



Uma camada adicional, difundida sob a superfície destinada à conexão do terminal da base, reduziu a capacitância de realimentação a menos de um quarto do valor usualmente encontrado nos transistores planar comuns. Esta **BLINDAGEM INTEGRADA** — que constitui o mais significativo aprimoramento da técnica PLANAR — é uma exclusividade dos transistores Si P da IBRAPE. Adotada nos tipos a serem empregados em estágios amplificadores de F.I. de vídeo, permitiu suprimir os circuitos de neutralização, simplificando o projeto e eliminando vários componentes, com apreciável redução do custo total.



um mundo de aplicações em rádio e televisão

Transistores Si P

Silício Planar



IBRAPE — Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S. A.
Rua Manoel Ramos Paiva, 506 - Fone 93-5141 - Caixa Postal 7383 - S. Paulo

ÁUDIO

TV

UHF

AM-FM

TIPOS	V _{CEO} max. (V)	I _C max. (mA)	P _{tot} (mW)	f _T (MHz)	h _{FE}	-C _{re} (pF)	G _{UM} ³⁾ (dB)	F (dB)	APLICAÇÕES TÍPICAS
BC107	45	100	300	85	125-500 ²⁾	—	—	5 (1 kHz)	Pré e excitador de alto ganho. Sep. sinc. e CAG em TV
BC108	20	100	300	85	125-500 ²⁾	—	—	5 (1 kHz)	Pré e excitador de alto ganho
BC109	20	50	300	95	240-900 ²⁾	—	—	< 4 (30-15000 Hz)	Pré e excitador de alto ganho, baixo ruído (estágio de entrada)
BD115	220 ¹⁾	150	6000	65	35	—	—	—	Saída até 2W, com alta tensão de alimentação
BF115	30	30	145	230	45-165	0,65	—	3,5 (100 MHz)	Oscilador e misturador em sintonizadores de VHF
BF167	30	25	130	350	57	0,15	42 (35 MHz)	—	Estágios de FI de vídeo controlados por CAG
BF173	25	25	260	550	88	0,23	42,5 (35 MHz)	—	Estágios de FI de vídeo, particularmente o estágio final
BF177	85 ¹⁾	50	600	120	min 20	2,5	—	—	Saída de vídeo para televisores portáteis
BF178	145 ¹⁾	50	1700	120	min 20	2,5	—	—	Saída de vídeo para televisores grandes
BF180	20	20	150	675	44	0,28	12 (900 MHz)	7 (800 MHz)	Amplificador de RF em sintonizadores de UHF
BF181	20	20	150	600	29	0,28	11 (900 MHz)	—	Oscilador-misturador em sintonizadores de UHF
BF184	20	30	145	300	75-750	0,65	—	3,5 (1 MHz) ⁴⁾	FI em AM, FM e TV (vídeo e som). Conversor AM
BF185	20	30	145	220	34-140	0,65	—	3,3 (100 MHz)	Amplificador de RF e conversor em AM e FM. Baixo ruído

1) V_{CBO} max. em lugar de V_{CEO} max.

2) h_{fe} em lugar de h_{FE}

3) G_{UM} é o máximo ganho de potência, unilateralizado

4) Fator de ruído de conversão

$$\frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie} \cdot g_{oe}} \quad \text{ou} \quad \frac{|y_{fb}|^2}{4g_{ib} \cdot g_{ob}}$$

SiP

Silício Planar

Transistores para rádio e televisão

- novos transistores de silício para rádio e tv.
- cada tipo é projetado para desempenho ótimo de uma função específica.
- a série completa cobre uma extensa gama de aplicações, oferecendo grande flexibilidade de projeto.
- o emprêgo das técnicas de construção PLANAR e EPITAXIAL PLANAR permite a produção em larga escala, a custos reduzidos, mantendo absoluta uniformidade de características.
- graças à exclusiva BLINDAGEM INTEGRADA, foi possível obter valores extremamente baixos de capacitância de realimentação, sem alterar as demais propriedades inerentes aos transistores planar convencionais: excelente estabilidade térmica, alta eficiência e grande confiabilidade.

Eliminadores de Bateria

PARA RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

Marcelo Bergamini

Flavio Pereira de Souza

É inegável o fato de que o transistor acabou por dominar o mercado de rádios, tanto no Brasil como no exterior. Aliás, o transistor venceu, ou está vencendo, na imensa maioria dos diversos setores da eletrônica, quer seja no ramo de aparelhos de entretenimento, quer seja no de equipamentos profissionais e industriais. Porém, nestas considerações iniciais, abordaremos somente o setor de rádio-receptores já que este artigo trata de um importante acessório dos mesmos.

Falar de rádios-receptores é falar de circuitos transistorizados. Ao que consta, pouquíssimas indústrias ainda fabricam rádios a válvula e os rádios transistorizados caíram de tal modo na preferência de todos que passaram a ser chamados simplesmente de "transistores". É comum abrirmos um jornal e lermos anúncios do tipo "compre um transistor de três faixas".

Não é preciso repetir novamente as inúmeras vantagens dos transistores em relação às válvulas. Citaremos somente aquela que tem relação com o nosso artigo, ou seja, o fato dos transistores trabalharem com pouco

consumo de corrente, o que permite o uso de pilhas comuns, e, conseqüentemente, a possibilidade de termos receptores leves e realmente portáteis.

Contudo, quando não estamos carregando o aparelho de um lugar para outro, ou melhor, quando houver possibilidade de ligá-lo à rede elétrica, nada mais interessante do que economizarmos as pilhas para usá-las somente em locais em que sejam imprescindíveis. Assim, descreveremos aqui, alguns circuitos de fontes de alimentação para rádios transistorizados.

CLASSIFICAÇÃO DOS RECEPTORES

Os eliminadores de bateria foram projetados cada um separadamente, levando-se em conta as características de consumo dos diversos tipos de aparelhos. Assim, verificamos que certos receptores funcionam bem com simples fontes de meia onda, outros necessitam de circuitos de onda completa e outros, ainda, exigem fontes reguladas.

De um modo geral, os receptores transistorizados podem ser

classificados em três categorias fundamentais: pessoais, transportáveis e de cabeceira. Os primeiros são aqueles rádios miniaturos, alguns dos quais podem ser carregados no bolso, ou na bolsa. Os transportáveis são um pouco maiores, e, como o próprio nome está insinuando, seus gabinetes devem ser totalmente fechados, tendo uma alça que permita com que o usuário possa carregá-lo para qualquer lugar.

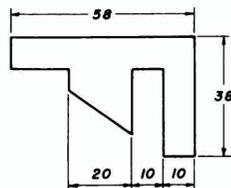


FIG. 2
Dimensões da lâmina utilizada nos transformadores dos diversos circuitos apresentados.

Quanto aos de cabeceira não é preciso maiores explicações porque seu aspecto externo é semelhante ao dos rádios a válvula. Como há grande semelhança de consumo e de circuito entre os dois últimos tipos, os nossos eliminadores foram projetados somente para rádios pessoais e de cabeceira.

Além desta classificação existe outra, quanto à tensão de alimentação, razão pela qual apresentamos eliminadores para 6 V e 9 V.

Finalmente, os receptores podem ser agrupados de acordo com o número de transistores (seis ou oito). Contudo, esta classificação pouco ou nada significa para o nosso caso pois a diferença sendo um amplificador

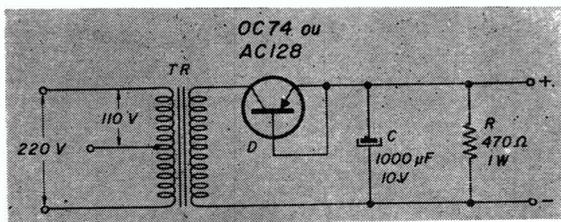


FIG. 1

Eliminador para receptores pessoais, com tensão de alimentação de 6V.

de RF e/ou um oscilador separado, o consumo adicional de corrente é insignificante. Portanto, não tomaremos conhecimento desta última classificação, ficando somente com as duas primeiras.

RECEPTORES ALIMENTADOS COM 6 V

Modelo pessoal

De um modo geral, o consumo é de aproximadamente 40 mA para um volume médio. Normalmente, esses receptores funcionam satisfatoriamente até uma tensão de alimentação de 4 V e, nessa condição, o controle de volume fica próximo da posição máxima, para um volume normal de funcionamento.

A figura 1 mostra o circuito do eliminador para este tipo de receptor. Utilizamos somente um diodo, portanto retificação de meia onda, o que é suficiente para este caso. A filtragem é feita pelo capacitor C e a resistência R serve para drenar a corrente, de modo que a tensão aplicada ao receptor não seja exagerada quando o consumo é pequeno. Como diodo foi utilizado um transistor em ligação base-coletor, o coletor correspondendo ao terminal positivo do diodo. (Foi usado transistor no lugar do diodo, por apresentar menor resistência, e portanto melhor a regulação da fonte).

Os dados construtivos do transformador são os seguintes:

- 1 — Primário: 3.800 espiras com derivação central para 110V, fio \varnothing 0,140mm (35 AWG).
- 2 — Secundário: 150 espiras, fio \varnothing 0,180mm (33 AWG).
- 3 — Núcleo: área de 4cm² (as dimensões da chapa estando indicadas na figura 2).

Com tensão de rede constante (110V) e consumo variável, dentro do limite máximo permitido pelo transformador (64mA), o desempenho da fonte pode ser assim resumido:

Consumo (mA)	Tensão de Saída (V)
0	7,5
10	7,2
20	6,8
30	6,6
40	6,2
45	6,0
50	5,9
60	5,6

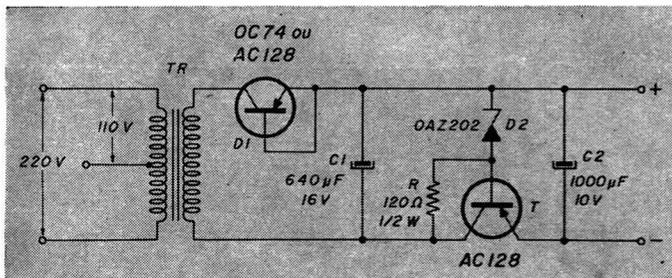


FIG. 3
Eliminador para receptores transportáveis e de cabeceira, com tensão de alimentação de 6V.

Por outro lado, fixando o consumo em 40mA e variando a tensão da rede obtivemos os resultados abaixo:

Tensão de Entrada (V eficazes)	Tensão de Saída (V)
80	4
90	4,7
100	5,4
110	6,2
120	6,5
130	7,6

ção coletor-base, tal como no circuito da figura 1.

As características do transformador são as seguintes:

- 1 — Primário: 3.800 espiras com derivação central para 110V, fio \varnothing 0,180mm (33 AWG).
- 2 — Secundário: 225 espiras, fio \varnothing 0,450mm (25 AWG).
- 3 — Núcleo: vide especificações para o transformador do circuito da figura 1.

As tabelas abaixo apresentam, respectivamente, o desempenho do circuito com tensão de entra-

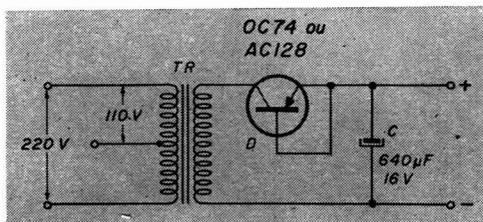


FIG. 4
Eliminador para receptores pessoais com tensão de alimentação de 9V.

Como vemos, o funcionamento é razoável nas mais adversas condições de consumo e rede.

Modelo Cabeceira

Normalmente, o consumo é da ordem de 170mA, para volume médio, o que se traduz na necessidade de uma fonte regulada.

Neste caso, o circuito utilizado é o da figura 3. A tensão de referência é fornecida por um diodo Zener (OAZ202), ligado à base do transistor AC128, cuja base é polarizada com o auxílio da resistência de 120Ω.

A retificação (meia onda) é feita por um transistor em liga-

da constante de 110V (consumo e tensão de saída variáveis), e consumo constante de 200mA (tensões de entrada e saída variáveis).

Consumo (mA)	Tensão de Saída (V)
0	6,2
50	6,0
100	5,95
150	5,95
200	5,9
250	5,9
300	5,8

Tensão de Entrada (V eficazes)	Tensão de Saída (V)
80	4,8
90	5,4
100	5,6
110	5,9
120	6,0
130	6,2

- 1 — Primário: 3.800 espiras com derivação central para 110V, fio \varnothing 0,180mm (33 AWG).
- 2 — Secundário: 150 espiras, fio \varnothing 0,180mm (33 AWG).
- 3 — Núcleo: vide casos anteriores.

As tabelas abaixo apresentam o desempenho para tensão de entrada (110V) e consumo (25mA) constantes, respectivamente.

Tensão de Entrada (V eficazes)	Tensão de Saída (V)
80	6
90	7,2
100	8,1
110	9,2
120	10,4
130	11,6

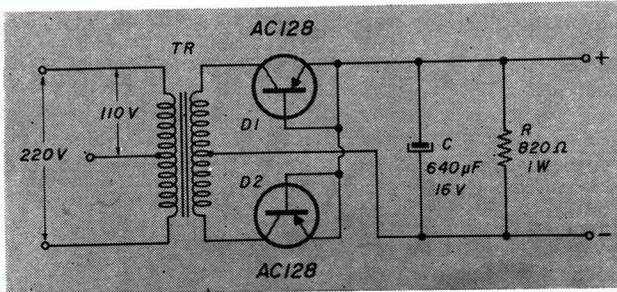


FIG. 5

Eliminador para receptores transportáveis e de cabeceira, com tensão de alimentação de 9V.

Considerando que o receptor pode funcionar com tensão de alimentação de até 4V, podemos concluir que o desempenho do circuito é satisfatório em tôdas as condições usuais.

RECEPTORES ALIMENTADOS COM 9V

Modêlo Pessoal

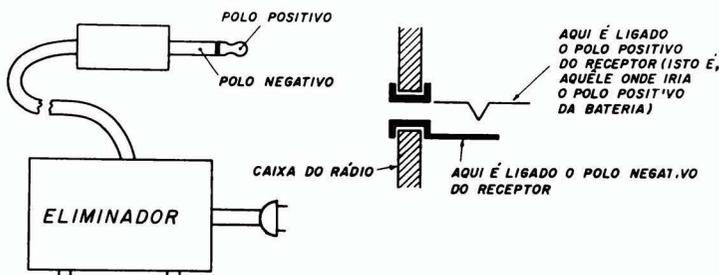
Nêste caso, o consumo de corrente (volume médio) situa-se em tôrno de 25mA. Tendo em vista o baixo consumo, podemos utilizar uma fonte de meia onda, não regulada, dispensando o resistor de drenagem.

O circuito está ilustrado na figura 4 e os dados do transformador são os seguintes:

Consumo (mA)	Tensão de Saída (V)
9,5	10,2
15,0	10,0
25,0	9,2
30,0	9
35,0	8,6
45,0	8

FIG. 6

Conexão entre eliminador e receptor. Essa forma de conexão é utilizada em rádios usados exclusivamente, "Dentro de casa", quando as pilhas são definitivamente dispensadas.



Modêlo Cabeceira

O consumo, com volume médio, pode ser considerado como sendo da ordem de 100mA. O circuito está ilustrado na figura 5 e consta de uma fonte de onda completa que também utiliza transistores ligados como diodos, tal como nos casos anteriores. Ao contrário dos circuitos já vistos, se desejarmos utilizar transistores OC74 em lugar do tipo AC128, deveremos lançar mão de um circuito retificador em ponte a fim de que não seja ultrapassada a tensão de pico inverso do diodo coletor-base do transistor OC74. Neste caso, o secundário do transformador terá apenas 150 espiras, permanecendo inalterados os demais componentes.

O transformador deve ser construído segundo as características abaixo.

- 1 — Primário: 3.800 espiras com derivação central para 110V, fio \varnothing 0,180 mm (33 AWG).
- 2 — Secundário: 2 x 150 espiras, fio \varnothing 0,315 mm (28 AWG).
- 3 — Núcleo: vide casos anteriores.

O comportamento da fonte, para tensão de entrada (110V) e consumo (100mA) constantes, está resumido nas respectivas tabelas que ilustramos abaixo.

Consumo (mA)	Tensão de Saída (V)
10	11,0
25	10,5
50	9,8
75	9,4
100	9,0
125	8,6
150	8,2
175	7,8
200	7,4

Tensão de Entrada (V eficazes)	Tensão de Saída (V)
80	6,0
90	7,0
100	8,0
110	9,0
120	10,0
130	11,2

Vemos, assim, que o desempenho do circuito é suficiente para o receptor pois este deixa de funcionar somente com tensão de alimentação inferior a 4,5V.

RÁDIOS MINIATURAS

No caso dos receptores alimentados com 3 ou 4,5V, o secundário do transformador deve ser modificado para 45 ou 80 espiras, respectivamente, com fio ϕ 0,315 mm (28 AWG). Dependendo do consumo, o receptor será enquadrado numa das categorias comentadas anteriormente.

CONEXÃO AO RECEPTOR

1.º Caso: Quando desejamos utilizar somente o eliminador. Este caso refere-se, principalmente, aos rádios de cabeceira pois estes, como o próprio nome está insinuando, destinam-se a serem utilizados somente dentro de casa. Assim, praticamente, não há necessidade de conservar as pilhas.

A ligação é feita como está ilustrado na figura 6, utilizando-se um conjunto "plug-jack" de fone.

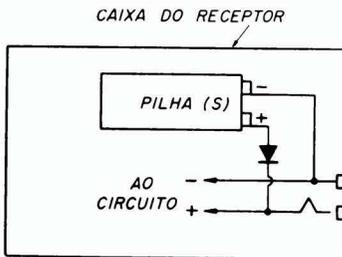


FIG. 7

Ligação das pilhas ao circuito, no caso de se conservar as pilhas no receptor. O diodo utilizado deverá suportar a corrente de consumo do aparelho.

2.º Caso: Quando queremos manter as pilhas dentro do receptor. Neste caso estão incluídos tanto os rádios pessoais como os transportáveis, para os quais é interessante conservar as pilhas.

Podemos utilizar a configuração anterior, tendo o cuidado de

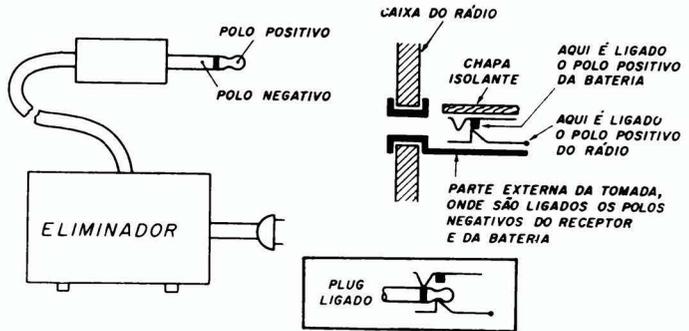


FIG. 8

Sistema de conexão do eliminador ao receptor, que desliga as pilhas quando da introdução do plug da fonte ao jack.

ligar um diodo entre o pólo positivo do conjunto de pilhas e o pólo positivo do receptor, conforme ilustrado na fig. 7.

O diodo não permitirá passagem de corrente do eliminador para as pilhas, mas somente em sentido contrário. Assim sendo, no caso do eliminador possuir um resistor de drenagem, deve-se tomar muito cuidado pois haverá passagem de corrente pelo mesmo quando o eliminador estiver desconectado da rede e ligado ao receptor. Nesta situação as pilhas poderão se descarregar em pouco tempo.

ser ligado diretamente à tomada da rede elétrica.

CONCLUSÃO

O desempenho de cada circuito é bastante satisfatório, levando-se em conta o tipo de receptor para o qual foi projetado.

Nas quatro fontes aqui descritas verificamos que o zumbido não era audível, sendo de baixíssimo valor, o que dispensou sua medição.

As medidas de consumo de corrente dos receptores foram feitas

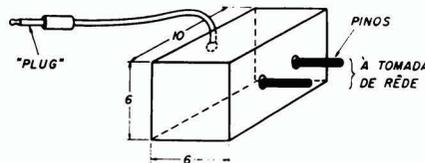


FIG. 9

Sugestão para a caixa do eliminador.

Finalmente, existe ainda outro tipo de ligação, conforme ilustra a figura 8. Trata-se de usarmos um receptáculo ("jack") para microfone. Quando o plug é introduzido no receptáculo a conexão de um dos pólos da bateria ao receptor é desligada automaticamente e o eliminador passa a alimentar o receptor. Não é recomendável o uso de plug miniatura pois suas partes móveis se deformam com facilidade, o que não acontece com o de tamanho normal.

A figura 9 apresenta uma sugestão para a pequena caixa dentro da qual é montado o eliminador. Tendo dimensões e peso reduzidos, o eliminador poderá

com fonte de tensão de laboratório, ao invés de bateria, pois estas têm a sua resistência interna modificada com o uso.

Finalmente, vejamos as vantagens financeiras proporcionadas pelo eliminador de pilhas. O custo da energia elétrica consumida pelo receptor, quando alimentado pelo eliminador, é praticamente insignificante quando comparado ao preço do eliminador. Fazendo a relação entre os custos de um eliminador e de um jogo de 4 pilhas chegaremos à conclusão de que o eliminador estará pago após o equivalente a oito trocas de pilhas, ou seja, aproximadamente a um ano de uso do receptor.

O MULTIVIBRADOR BIESTÁVEL

O multivibrador bi-estável, também conhecido por "Eccles-Jordan" é constituído por um circuito regenerativo, de duas válvulas, que pode permanecer indefinidamente em um de seus dois estados estáveis, podendo realizar uma transição abrupta de um estado para outro. Encontra larga aplicação na técnica de pulsos, na geração de ondas quadradas a partir de pulsos, como também no desempenho de certas operações digitais, como por exemplo, contagem.

O diagrama esquemático de um multivibrador bi-estável está ilustrado na figura 1. Como se pode observar, cada válvula é um amplificador, cujo anodo está diretamente acoplado à grade

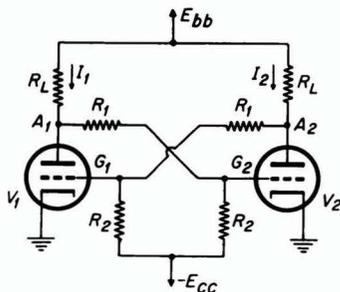


FIG. 1

O multivibrador bi-estável

da outra. O resistor de carga R_L tem geralmente valor da ordem de grandeza do resistor de anodo encontrado num amplificador convencional, isto é, várias vezes a resistência interna. A proporção do sinal de ânodo transferida à grade é função da relação entre R_1 e R_2 ; por essa razão, escolhe-se os seus valores suficientemente elevados, de modo a evitar carga demasiada da saída do amplificador. Num caso típico, o valor de R_1 estaria entre 10 e 50 k Ω , ao passo que R_1 e R_2 , estariam entre 100 e 500 k Ω e seriam da mesma ordem de grandeza.

Para uma explicação do funcionamento do circuito, suponhamos que exista equilíbrio, ou seja, $I_1 = I_2$. Entretanto, como veremos a seguir, esse equilíbrio é instável. Havendo uma flutuação diminuta da corrente I_1 , por exemplo, aumentando ligeiramente essa corrente, a tensão no anodo A_1 diminui; a alteração da tensão em A_1 será amplificada e sua polaridade invertida por V_2 , tornando assim a grade de V_1 mais positiva. Como consequência disso, a corrente I_1 aumenta ainda mais e o ciclo se repete; a corrente I_1 continua aumentando, enquanto I_2 continua a cair, afastando-se o circuito, cada vez mais de sua condição inicial. Esta ação se realiza graças à realimentação positiva do circuito e ocorre somente se o ganho desta for maior que 1.

Do que vimos acima, podemos concluir que o multivibrador bi-estável se encontra em uma condição estável, quando o ganho cai abaixo de 1, o que acontece, em princípio, quando uma das válvulas está cortada ou saturada. Na prática, emprega-se arranjos em que uma das válvulas está cortada e a outra saturada.

O multivibrador possui duas condições estáveis. Numa delas, V_1 está saturada e V_2 cortada. A principal importância do multivibrador bi-estável resulta do fato de ser possível, por vários processos, transferir o circuito de uma condição à outra.

O sinal utilizável de saída, é em geral, a variação de tensão num ou outro anodo, correspondendo à transição de uma condição estável à outra. Em geral, este sinal é de grande amplitude, podendo chegar próximo ao valor da tensão de alimentação anódica, para altos valores de R_L .

No circuito da figura 1 é necessária uma fonte de tensão negativa para polarização das grades; este inconveniente pode ser eliminado pelo uso de um

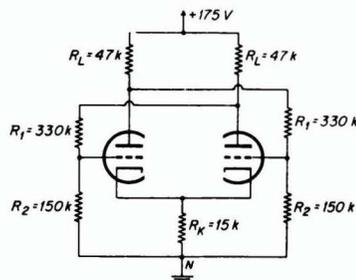


FIG. 2

Multivibrador bi-estável auto-polarizado

resistor de catodo R_K , comum a ambas as válvulas, como mostra a figura 2. A queda de tensão sobre esse resistor é nominalmente a mesma para as duas condições estáveis. No entanto, durante a fase de transição, a corrente em R_K irá variar, podendo mesmo, cair a zero. A fim de manter a tensão de catodo constante no tempo de transição, R_K é desacoplado através de um capacitor. Tipicamente, uma transição verifica-se num tempo da ordem de um microssegundo. Como R_K é da ordem de 10 k Ω , um capacitor $C_K = 0,01 \mu F$ proverá uma constante de tempo de 100 μs , que será suficiente para manter a tensão de catodo constante. Os estados estáveis não serão afetados pela presença do capacitor de catodo, mas a facilidade com que se verifica uma transição entre estados e a rapidez com que o multivibrador se estabelece em seu novo estado podem ser adversamente afetadas se o capacitor for omitido.

CAPACITORES DE COMUTAÇÃO

Um multivibrador bi-estável permanecerá em um de seus estados, até ser atuado por um sinal de disparo, por exemplo, um pulso aplicado externamente. Geralmente estes sinais são de curta duração e para que o multivibra-

Eliminadores de Bateria

PARA RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

Marcelo Bergamini

Flavio Pereira de Souza

É inegável o fato de que o transistor acabou por dominar o mercado de rádios, tanto no Brasil como no exterior. Aliás, o transistor venceu, ou está vencendo, na imensa maioria dos diversos setores da eletrônica, quer seja no ramo de aparelhos de entretenimento, quer seja no de equipamentos profissionais e industriais. Porém, nestas considerações iniciais, abordaremos somente o setor de rádio-receptores já que este artigo trata de um importante acessório dos mesmos.

Falar de rádios-receptores é falar de circuitos transistorizados. Ao que consta, pouquíssimas indústrias ainda fabricam rádios a válvula e os rádios transistorizados caíram de tal modo na preferência de todos que passaram a ser chamados simplesmente de "transistores". É comum abrirmos um jornal e lermos anúncios do tipo "compre um transistor de três faixas".

Não é preciso repetir novamente as inúmeras vantagens dos transistores em relação às válvulas. Citaremos somente aquela que tem relação com o nosso artigo, ou seja, o fato dos transistores trabalharem com pouco

consumo de corrente, o que permite o uso de pilhas comuns, e, conseqüentemente, a possibilidade de termos receptores leves e realmente portáteis.

Contudo, quando não estamos carregando o aparelho de um lugar para outro, ou melhor, quando houver possibilidade de ligá-lo à rede elétrica, nada mais interessante do que economizarmos as pilhas para usá-las somente em locais em que sejam imprescindíveis. Assim, descreveremos aqui, alguns circuitos de fontes de alimentação para rádios transistorizados.

CLASSIFICAÇÃO DOS RECEPTORES

Os eliminadores de bateria foram projetados cada um separadamente, levando-se em conta as características de consumo dos diversos tipos de aparelhos. Assim, verificamos que certos receptores funcionam bem com simples fontes de meia onda, outros necessitam de circuitos de onda completa e outros, ainda, exigem fontes reguladas.

De um modo geral, os receptores transistorizados podem ser

classificados em três categorias fundamentais: pessoais, transportáveis e de cabeceira. Os primeiros são aqueles rádios miniaturos, alguns dos quais podem ser carregados no bolso, ou na bolsa. Os transportáveis são um pouco maiores, e, como o próprio nome está insinuando, seus gabinetes devem ser totalmente fechados, tendo uma alça que permita com que o usuário possa carregá-lo para qualquer lugar.

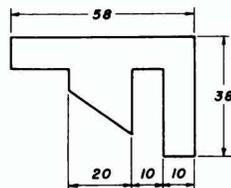


FIG. 2
Dimensões da lâmina utilizada nos transformadores dos diversos circuitos apresentados.

Quanto aos de cabeceira não é preciso maiores explicações porque seu aspecto externo é semelhante ao dos rádios a válvula. Como há grande semelhança de consumo e de circuito entre os dois últimos tipos, os nossos eliminadores foram projetados somente para rádios pessoais e de cabeceira.

Além desta classificação existe outra, quanto à tensão de alimentação, razão pela qual apresentamos eliminadores para 6 V e 9 V.

Finalmente, os receptores podem ser agrupados de acordo com o número de transistores (seis ou oito). Contudo, esta classificação pouco ou nada significa para o nosso caso pois a diferença sendo um amplificador

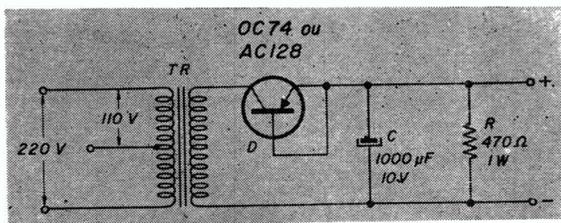


FIG. 1

Eliminador para receptores pessoais, com tensão de alimentação de 6V.

degrau positiva e uma tensão em degrau negativa que está em certo tempo atrasada em relação à primeira. O resultado é, portanto, uma combinação da resposta do multivibrador a uma tensão positiva em degrau aplicada à grade em corte, seguido por uma tensão negativa em degrau aplicada à grade em condução. Devido à maior sensibilidade à tensão negativa, um pulso positivo aplicado à grade da válvula em corte fará com que o binário mude de estado quando do início do pulso e a seguir tra-lo-á de volta, quando da descida do pulso de entrada (tensão negativa em degrau).

Consideremos agora um pulso negativo aplicado à grade em condução. Como o multivibrador responde melhor a uma tensão negativa de baixo valor do que a uma tensão positiva de mesmo valor, podemos ajustar a amplitude do pulso para evitar que o multivibrador faça uma transição reversa na descida do pulso. Para o multivibrador descrito acima, a amplitude do pulso negativo pode estar aproximadamente entre um pouco menos do que 2,5 V e um pouco menos do que 15 V. O multivibrador é mais sensível a uma tensão negativa aplicada

à grade em corte, logo, para se obter uma transição sem reversão, a tensão negativa deve preceder a tensão positiva.

É possível arranjar-se uma transição binária permanente, através do uso de um pulso positivo, desde que esse pulso seja aplicado à grade da válvula em condução. O flanco inicial do pulso positivo, aplicado à grade em condução, através de um capacitor, elevará a tensão da grade fluindo uma corrente adicional de grade, que carrega o capacitor de entrada. Esse capacitor carregar-se-á rapidamente através da baixa resistência grade-catodo, e a tensão no lado da grade do capacitor de entrada cairá rapidamente a zero. Até aqui, tudo que se verificou, é que a válvula em condução temporariamente conduz mais corrente do que no estado quiescente. Agora entretanto, na ocorrência do flanco de descida do pulso de entrada, a grade torna-se negativa, assumindo um valor de acordo com a amplitude do pulso. Como o circuito é muito mais sensível a um pulso negativo aplicado à grade em condução, poderá verificar-se uma transição. De fato, se considerarmos, como acima, que o ganho

grade-grade seja igual a 10 e que a grade da válvula em corte está 15 V abaixo do corte, um pulso negativo de um pouco mais de 1,5 V será suficiente. Deve-se notar, entretanto, que a transição ocorre no flanco de descida do pulso de disparo.

O sinal de disparo pode ser aplicado ao anodo de uma das válvulas do multivibrador ao invés de ser aplicado à grade, ainda, de preferência através de um resistor e um capacitor. Qualquer sinal assim aplicado aparecerá imediatamente na grade da outra válvula, sendo transmitido diretamente através do capacitor de comutação. A presença do resistor em série acentuará ainda mais a sensibilidade do multivibrador a um pulso negativo. Esta sensibilidade extra verifica-se pois a tensão positiva em degrau teria que ser introduzida num ponto onde o sinal aparece diretamente ou através de um capacitor de acoplamento no anodo da válvula que está conduzindo.

Do que foi dito até aqui, podemos depreender que o método mais adequado para se disparar assimetricamente um multivibrador bi-estável consiste em se aplicar um pulso negativo de uma fonte de alta impedância ao anodo da válvula em corte.

—oOo—

750 DOLARES POR UM SINTONIZADOR DE FM

Os audiófilos norte-americanos vêm se constituindo num excelente mercado para os fabricantes de equipamento de áudio dos EUA e basta folhearmos algumas revistas de eletrônica para termos uma idéia do fabuloso estágio de desenvolvimento tecnológico atingido por Tio Sam, não só no que concerne aos amplificadores HI-FI, estéreo, como também em relação aos sintonizadores de FM, alto-falantes, gravadores, etc. Os amantes da alta-fidelidade estão seriamente empenhados em obter uma reprodução sonora cada vez mais perfeita e, assim sendo, os fabricantes de aparelhos são solicitados a desenvolver circuitos ultra-elaborados, a fim de garantirem suas posições num dos mais rendosos mercados dos EUA.

Uma das mais recentes notícias referentes a este ramo da eletrônica focaliza um novo sintonizador de FM, o modelo 10-B, fabricado pela Marantz Co (EUA), o qual, apesar do seu preço astronômico de 750 dólares, vem apresentando ótimo índice de vendas entre os audiófilos. Para se ter uma idéia do seu preço basta lembrarmos que o 10-B custa duas vezes mais que os FMs convencionais, porém de alta qualidade.

O referido aparelho possui nada menos que 21 válvulas, 1 transistor, alguns diodos e... um tubo de raios catódicos! Permite recepção tanto em FM convencional (mono) como estéreo. Enquanto que os sintonizadores convencionais possuem quatro estágios de FI (dupla sintonia), o que dá uma curva da ordem de 48 dB por oitava, o 10-B con-

tém nada menos que seis estágios de FI, proporcionando uma curva de seletividade com atenuação de 108 dB por oitava. O ganho total (FI + limitadores e excitadores do detector) é de cerca de 140dB, o que corresponde a 10⁶ vezes. Os transformadores de FI não necessitam de nenhum retoque de sintonia quando as válvulas são substituídas.

O tubo de raios catódicos (3") permite que o operador possa observar as diversas fases do processamento do sinal mediante a simples atuação de uma chave seletora. Embora o aparelho possua todas as características de um modelo profissional, o mesmo é destinado ao público amador. Contudo, algumas estações de FM norte-americanas o estão utilizando para monitorar os seus próprios sinais.

Segundo um porta-voz da Marantz, o desenvolvimento do projeto custou 250 000 dólares e, deste modo, o preço de cada aparelho não pode ser inferior ao cobrado atualmente, US\$ 750. A revista americana "Rádio Electronics" comparou o 10-B a "algo como o Rolls Royce ou a Leica, o fruto de uma pesquisa que pode parecer fanática para muitos".

Outro fato interessante é que, embora se trate de um circuito fora do convencional, a Marantz não titubeou em permitir a publicação do esquema em revistas de eletrônica dos EE.UU., o que serve de exemplo para outras indústrias, inclusive brasileiras, que gostam de "fazer mistério" sobre seus aparelhos, muitos dos quais não apresentam nada de novo, mas são "trancados a sete chaves".

Estabilização térmica de amplificadores de potência transistorizados

Os estágios de potência dos amplificadores de áudio que não usam transformador, são relativamente simples e econômicos, apresentando também baixa distorção. No entanto, apesar dessas vantagens, são muito pouco usados devido à instabilidade térmica que apresentam a maioria dos circuitos propostos, instabilidade esta que leva os transistores que compõem o circuito facilmente à destruição. Até 30 ou 40°C de temperatura ambiente, esses circuitos são estáveis o que no entanto é insuficiente para os usos práticos.

Vamos examinar as causas dessa instabilidade térmica, ou seja, como e porque os transistores "pifam", a fim de nos orientarmos na procura de uma solução para o problema.

Uma realimentação de corrente contínua existente entre a saída de um amplificador sem transformadores, de acoplamento direto, e a sua entrada, não garante os transistores contra os efeitos de uma elevação de temperatura. Ela simplesmente estabiliza a tensão de repouso do estágio de saída, enquanto que a corrente de repouso dos transistores de potência continua sem regulação.

Para um funcionamento satisfatório do amplificador seria necessário que se previsse para ele um sistema duplo de estabilização. O primeiro serviria para manter a tensão de repouso do estágio de saída a um valor de aproximadamente a metade da tensão de alimentação. O segundo estabilizaria a corrente de repouso dos transistores de potência. É exatamente aqui que tocamos no ponto fraco da questão. A solução desse problema implica em obedecer a duas condições

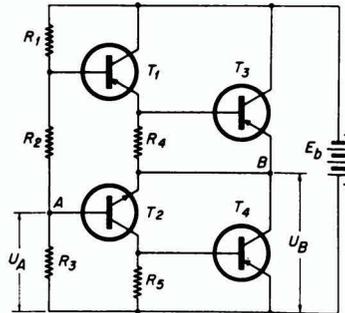


FIG. 1

Circuito básico de um amplificador de potência sem transformadores.

contraditórias: é necessário assegurar uma utilização tão completa quanto possível da tensão de alimentação e ao mesmo tempo estabilizar a corrente de repouso. A solução mais comumente adotada, ou seja, a introdução de uma resistência de estabilização

no circuito do emissor, deve ser rejeitada pois esse procedimento conduziria a uma diminuição sensível da potência utilizável e a um péssimo aproveitamento da tensão de alimentação.

Para explicar como os transistores podem "pifar" vamos nos utilizar da figura 1, que representa a forma clássica de um amplificador de potência sem transformadores.

O amplificador se compõe de dois seguidores de emissor (T_1-T_3 e T_2-T_4) o que faz com que o potencial (tensão) do ponto B (U_B) seja, com boa aproximação, uma reprodução do que acontece no ponto A (U_A).

O valor das resistências R_1 , R_2 e R_3 é geralmente escolhido de modo que a tensão U_A seja igual à metade da tensão de alimentação. Portanto podemos escrever o seguinte:

$$U_A = U_B = E_b \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{E_b}{2}$$

A corrente de repouso, I_0 , dos transistores de potência (T_3 e T_4) pode ser determinada com uma aproximação satisfatória através da expressão:

$$I_0 = \frac{U_p}{2R_e} \beta_2 \beta_4 + I_{co2} S_2 \beta_4 + I_{co4} S_4 \beta_2 \quad (1)$$

onde

β_2 e β_4 = ganho de corrente dos transistores T_2 e T_4 , respectivamente, na montagem emissor comum

S_2 e S_4 = coeficientes de estabilidade desses transistores (O coeficiente S nos diz de quanto varia a corrente de coletor quando a corrente inversa I_{co} sofre uma determinada variação e depende do sistema de polarização do transistor).

I_{co2} e I_{co4} = correntes inversas do coletor de T_2 e T_4

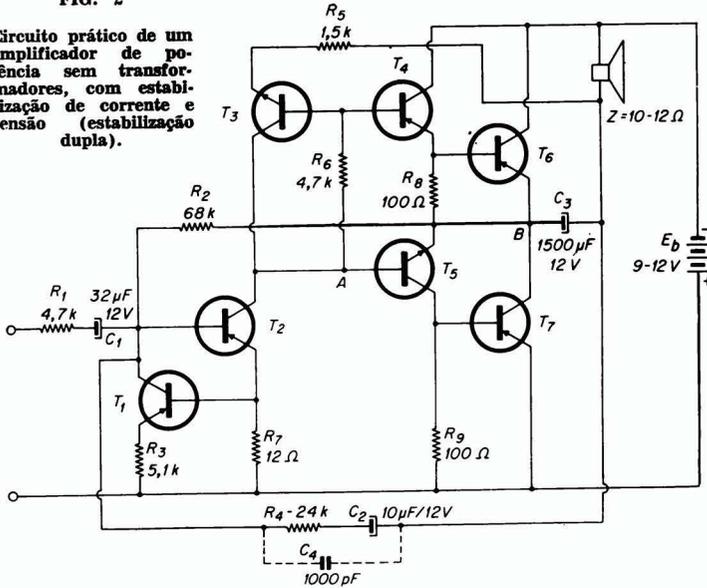
R_e = resistência de entrada do conjunto $T_2 - T_4$

U_p = tensão de polarização obtida pela relação:

$$U_p = E_b \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

FIG. 2

Circuito prático de um amplificador de potência sem transformadores, com estabilização de corrente e tensão (estabilização dupla).



Quando a temperatura ambiente aumenta, a resistência R_c diminui, enquanto que os fatores β , S e I_{co} aumentam. A corrente de repouso dos transistores de potência aumenta, como podemos depreender da relação (1), o que conduz a um aquecimento suplementar destes transistores e portanto a uma nova diminuição de R_c e novo aumento de β , S , I_{co} . A corrente de repouso aumenta ainda mais e o ciclo continua até que o transistor de potência "pife".

Para evitar que isso aconteça é necessário que a tensão U_p diminua quando a temperatura aumenta.

As soluções que iremos propor deverão assegurar um bom funcionamento de -20°C até $+50^\circ\text{C}$ com uma boa utilização da tensão de alimentação. Uma delas é a da figura 2.

Examinando então a figura 2. vemos que no amplificador sem transformadores e de acoplamento direto, a estabilização da corrente de repouso dos transistores de potência T_6 e T_7 é realizada por intermédio de um transistor suplementar T_5 . Este transistor deve estar localizado nas vizinhanças imediatas dos transistores de potência de modo a assegurar a regulação da polarização em função do aquecimento destes últimos.

A corrente de coletor do transistor T_3 é determinada pelo valor da resistência R_5 e da tensão de alimentação. A resistência de carga representada pela bobina móvel do alto-falante, é muito infe-

rior à resistência R_5 e sua influência sobre a corrente de T_3 pode ser desprezada.

Em uma montagem convenientemente "dimensionada" a tensão do ponto A (fig. 1) depende muito pouco das modificações da temperatura ambiente e tem o valor de aproximadamente a metade da tensão da fonte de alimentação. A tensão entre o coletor e o emissor de T_3 é muito pequena (0,7V a 0,9V) pois ele está próximo à saturação. Daí resulta que a sua corrente de coletor I_{c3} , não depende da temperatura ambiente e pode ser expressa por:

$$I_{c3} = \frac{5 E_b - 8}{10 R_5}$$

expressão que representa a diferença

$$\frac{E_b}{2} - \frac{0,8}{R_5}$$

A polarização dos transistores de potência é obtida através da resistência R_6 , pela queda de tensão provocada pela corrente de base I_{b3} de T_3 , e pode ser determinada pela relação:

$$U_p = I_{b3} R_6 = \frac{I_{c3}}{\beta_3} R_6$$

onde I_{c3} representa a corrente de coletor de T_3 e β_3 o ganho de corrente de T_3 , na montagem emissor comum.

Quando a temperatura ambiente aumenta ou os transistores de potência se aquecem, o ganho β_3 do transistor T_3 , localizado na vizinhança imediata dos transisto-

res de potência, como já havíamos dito, aumenta e disto resulta da relação (2) que a corrente de base do mesmo transistor diminui, o que leva a diminuição da tensão de polarização U_p dos transistores de potência e portanto estabiliza suas respectivas correntes de repouso.

Aplicando-se um sinal alternado na entrada do amplificador, a corrente de comando do transistor, T_4 , durante o ciclo positivo, é determinada pelo valor de R_5 . O transistor T_2 se encontra bloqueado e limita a corrente de coletor de T_3 . O coeficiente β_3 diminui e a corrente de base correspondente assume um valor próximo ao da corrente do emissor.

Durante o ciclo negativo, quando o transistor comandado é T_5 , a corrente de coletor de T_3 , será mínima. O valor de R_6 é escolhido de maneira que, a corrente de repouso dos transistores de potência esteja compreendida entre 10mA e 20mA na temperatura normal.

No amplificador da figura 2, a tensão de repouso no ponto B, é mantida aproximadamente igual à metade da tensão de alimentação às custas do transistor T_1 e da realimentação em corrente contínua devida à resistência R_2 .

Qualquer modificação da corrente de coletor de T_2 leva a uma modificação da tensão entre base e emissor de T_1 , cuja corrente de coletor se opõe às variações da corrente de coletor de T_2 . Supondo que em seguida a um aumento da temperatura ambiente a corrente de coletor de T_2 tenha aumentado, teremos que isso nos leva a um aumento da corrente de coletor de T_1 e a uma diminuição da polarização negativa da base de T_3 , cuja corrente de coletor então será reconduzida a seu valor inicial.

A estabilidade da corrente de coletor de T_2 é determinada pela relação entre as resistências R_3 e R_7 . A resistência R_7 deve ter um valor tão pequeno quanto possível, pois ela limita a tensão de entrada do estágio de potência. Seu valor não deverá exceder 15Ω a 20Ω. Decorre daí portanto que a estabilidade da tensão de repouso do estágio de saída é controlada pela escolha judiciosa da resistência R_3 .

Se nós aumentamos muito o valor de R_3 pioramos a estabilidade. Se nós a diminuirmos exageradamente, pode-se temer uma super-compensação: a tensão de repouso aumenta com o aumento

de temperatura ambiente. Se o valor de R_3 é bem escolhido, a tensão de repouso ficará praticamente estável até temperaturas ambientes da ordem de $+60^\circ\text{C}$.

A realimentação de corrente contínua, que se estabelece entre a saída do amplificador e sua entrada através de R_3 , contribui igualmente para estabilizar a tensão de repouso do estágio final.

As resistências R_1 e R_4 , assim como o condensador C_2 são utilizados para o circuito de realimentação de corrente alternada. A relação entre estas resistências determina o ganho do amplificador, que é da ordem de 4 para os valores indicados, na frequência de 1 000Hz.

A potência de saída P_s depende da tensão da fonte de alimentação e da carga R_c (bobina móvel). Ela pode ser calculada pela seguinte relação:

$$P_s = \frac{(E_b - 0,5)^2}{8 R_c}$$

Com amplificadores deste tipo chega-se facilmente a porcentagens de distorção da ordem de 2% a 3% em 1.000Hz, a plena potência, e com uma largura de faixa de 30Hz a 20.000Hz para $\approx 3\text{dB}$. Se nós quisermos atenuar frequências acima de 8.000Hz, aproximadamente, deve-se prever, no circuito de realimentação um condensador de aproximadamente 1.000pF (C_4).

Os testes feitos com o amplificador da figura 2 mostraram que a corrente de repouso dos transistores de potência passa de 16mA a 40mA quando a temperatura ambiente, aumenta de 20°C a 55°C . O regime de 55°C foi mantido durante 2 horas, sem que a corrente de repouso aumentasse acima do valor indicado.

Em compensação, um amplificador do mesmo tipo, porém não compensado, testado a 55°C , apresentou um aumento da corrente quiescente até 100mA em cerca de 5 minutos, continuando a corrente depois a aumentar de valor até que os transistores de potência "pifaram".

A colocação em funcionamento do amplificador se reduz ao ajuste das resistências R_2 e R_4 . Como já comentamos, o valor de R_2 determina a tensão quiescente do ponto B, que vale aproximadamente a metade da tensão de alimentação. A resistência R_4 determina a corrente quiescente dos transistores de potência, ajustada normalmente entre 10mA e 20mA.

Um outro exemplo de estabilização é dado na figura 3, onde para tanto nos utilizamos de um amplificador separado de corrente contínua que se utiliza do transistor T_7 .

A estabilização da corrente quiescente dos transistores de potência é feita através do transistor suplementar T_2 da mesma maneira que no amplificador da figura 2.

A tensão de realimentação é obtida através do condensador C_4 enquanto que a base do transistor

de cerca de 20% da potência máxima, enquanto que o transistor de compensação T_2 deve ser colocado imediatamente nas vizinhanças dos transistores de potência a fim de se encontrar constantemente à mesma temperatura que estes últimos. Isto é válido também para o circuito da figura 2, isto é, para os transistores T_6 e T_7 (potência) e T_3 (compensação).

A potência dissipada pelos transistores de saída depende da amplitude do sinal amplificado, e é

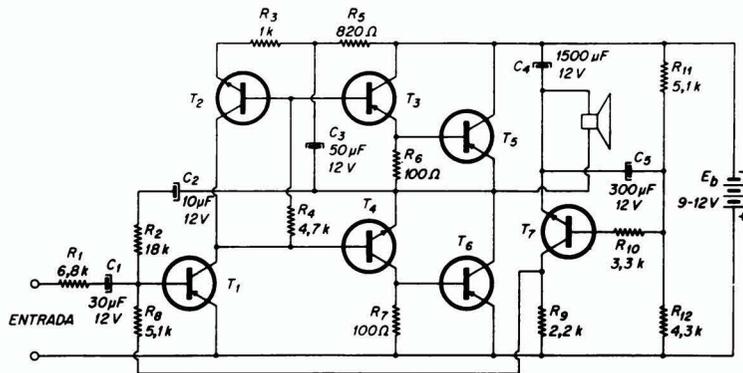


FIG. 3

Variante do circuito da figura 2, também com estabilização dupla.

T_7 recebe uma polarização fixa cujo valor é determinado pela relação entre as resistências R_{11} e R_{12} .

A resistência R_{10} limita a corrente de base do transistor T_7 , enquanto que o condensador C_5 assegura um desacoplamento para as tensões alternadas. A porcentagem de realimentação em corrente alternada é determinada pelas resistências R_1 e R_2 e o condensador C_2 . O condensador C_3 determina uma realimentação pelo circuito de alimentação.

A tensão quiescente do estágio de saída é ajustada para o valor da metade da tensão de alimentação pela resistência R_{12} . Qualquer modificação desta tensão é amplificada pelo transistor T_7 e aplicada, através de R_4 , à base de T_1 em oposição de fase, o que faz a tensão quiescente do estágio final voltar ao seu valor primitivo. A estabilização assim obtida é tão enérgica que a tensão quiescente do estágio final fica praticamente estável mesmo que a temperatura ambiente suba até $+60^\circ\text{C}$.

É necessário, para um funcionamento normal que os transistores de potência (T_5 e T_6) sejam montados sobre dissipadores que permitam dissipar uma potência

máxima quando a amplitude da tensão na carga é igual a $0,636 E_b$. Nessas condições a potência dissipada em cada transistor (P_c) pode ser determinada pela seguinte relação:

$$P_c = 0,2 P_{\max} = 0,025 \frac{E_b^2}{R_c}$$

onde P_{\max} é a potência máxima de saída do amplificador. O valor de P_c assim obtido, nos guia quanto à escolha dos transistores que iremos usar e o cálculo dos seus dissipadores.

Os transistores que foram utilizados nos dois amplificadores descritos são os seguintes:

- T_3 e T_5 (fig. 2);
- T_2 e T_4 (fig. 3) — germânio NPN
 - $I_{c \max} = 20\text{mA}$
 - $P_{\max} = 150\text{mW}$
 - $\beta \approx 25$
- T_1 , T_2 e T_4 (fig. 2);
- T_1 e T_3 (fig. 3) germânio PNP
 - $I_{c \max} = 20\text{mA}$
 - $P_{\max} = 150\text{mW}$
 - $\beta = 30 - 35$
- T_6 e T_7 (fig. 2)
- T_5 e T_6 (fig. 3) germânio PNP
 - $P_{\max} = 750\text{mW}$
- T_7 (fig. 3) germânio PNP
 - $P_{\max} = 150\text{mW}$
 - $\beta = 35 - 40$

AMPLISSONDA

PESQUISADOR DE SINAIS DE RF

A Amplissonda consiste de uma unidade amplificadora de RF/detectora, montada em forma de ponta de prova e se destina a operar independentemente ou em conjunto com o Multipesquisador (RE-20, pág. 65) no exame dos estágios conversor e amplificador de FI em receptores e oscilador em gravadores de som. O circuito utiliza transistores, o que possibilita uma montagem bastante compacta.

Todos os componentes empregados na montagem do instrumento são de fácil aquisição no mercado especializado. Sua construção foi cuidadosamente estudada, de modo a permitir sua execução por quem não disponha senão das ferramentas usuais.

O CIRCUITO

O circuito da amplissonda (fig. 1) é constituído por três estágios amplificadores de RF, utilizando transistores AF115, e por um detetor ou demodulador.

O primeiro estágio tem por finalidade principal elevar a impedância de entrada do dispositivo, o que se consegue por intermédio do emprego do resistor não desacoplado R_2 no emissor de TR_1 , bem como pela ligação de R_1 em série com a entrada do amplificador. Com tal arranjo se obtém, ademais, o aumento da componente resistiva e a redução da componente capacitiva da impedância de entrada, o que é altamente desejável. O capacitor de acoplamento C_1 proporciona o isolamento à C.C. necessário à proteção de TR_1 . O estágio é polarizado e termicamente estabilizado segundo o princípio de meia tensão, pelos resistores R_3 e R_4 .

O acoplamento para o segundo estágio se realiza através de C_2 . O transistor TR_2 é também polarizado de acordo com o princípio de meia tensão pelos resistores R_5 e R_6 .

O acoplamento do segundo para o último estágio é direto, o que elimina a possibilidade de ocorrerem deslocamentos ou rotações de fase do sinal. O transistor TR_3 é polarizado por meio de R_7 e R_{11} , este último desacoplado por C_4 . Os resistores R_7 , R_8 e R_{10} , bem como os capacitores C_3 e C_7 atuam como elementos desacopladores, evitando o aparecimento de oscilações espúrias.

O detetor é do tipo dobrador de tensão, com dois diodos OA70. Este tipo de circuito foi usado com o intuito de se aumentar a sensibilidade do instrumento. A resistência de carga de C.C. do detetor é de valor maior que o usual, de forma a melhorar a relação CA/CC e tornar a amplissonda

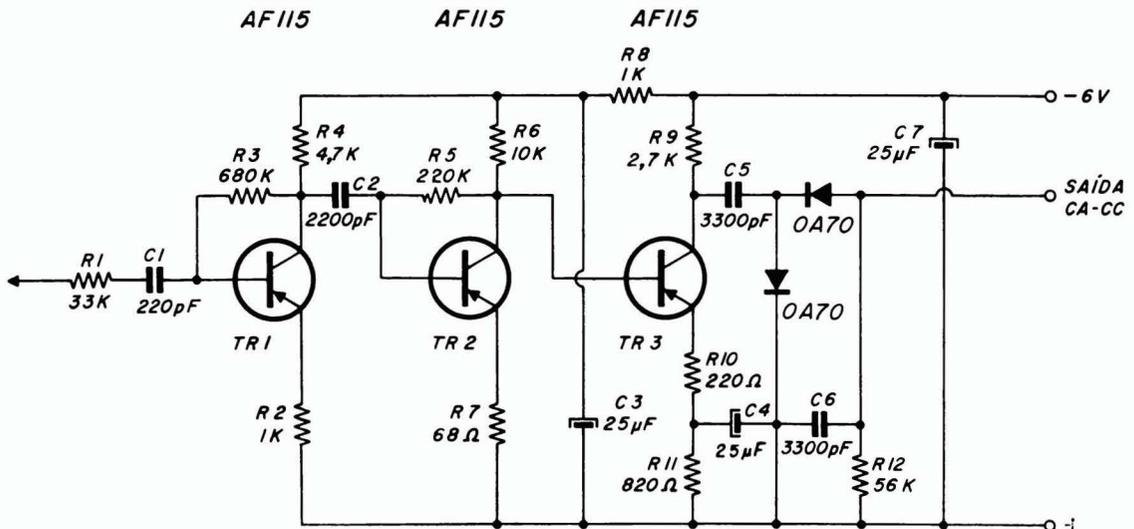


FIG. 1

Circuito esquemático da amplissonda. O pólo positivo é ligado ao tubo de blindagem.

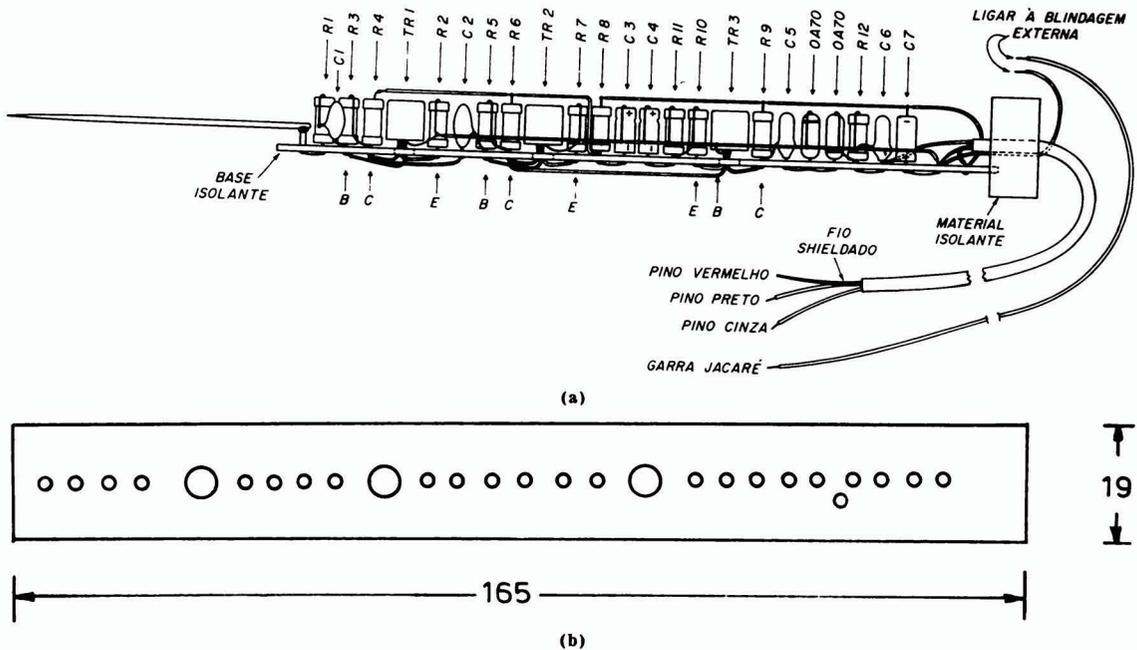


FIG. 2

Furação da tira de fenolite (a) e disposição dos componentes da tira (b).

bastante sensível para ser usada com um fone de alta impedância.

O circuito acima descrito assegura uma sensibilidade de pelo menos $100\mu\text{V}$ na frequência de 500 kHz, modulada a 30% por um sinal de 1kHz, fornecendo uma tensão de áudio de 3mV em uma carga externa de $33\text{k}\Omega$. Como se pode apreciar no diagrama da fig. 1, o circuito é totalmente aperiódico, proporcionando desempenho bastante uniforme nas diversas faixas de RF.

Embora com alguma distorção, a amplissonda é também capaz de responder às frequências da faixa ultrassônica e até mesmo da parte mais alta do espectro de áudio.

As características da amplissonda são as seguintes:

Impedância de entrada em 500kHz	$38\text{k}\Omega$
Capacitância de entrada em 500kHz	5pF
Sensibilidade em 500kHz	$>100\mu\text{V}$

CONSTRUÇÃO

Como todo dispositivo destinado a operar em frequências altas, a amplissonda requer um certo cuidado em sua construção. A disposição dos componentes é crítica e as ligações devem ser curtas, recomendando-se, pelo menos a quem não tenha muita prática ou experiência em trabalhos do gênero, seguir com atenção as indicações formuladas a seguir.

Os componentes são montados em uma tira de fenolite de 165 x 19mm, furada como se ilustra na fig. 2a. Nos furos pequenos rebitam-se ilhoses, nos quais são soldados os terminais dos componentes e fios de ligação. O diagrama chapeado da figura 2b mostra a melhor disposição a ser adotada para a colocação dos componentes na tira de fenolite.

A amplissonda é encerrada em um invólucro de alumínio feito de um tubo de 25mm (1") de diâmetro, com 185mm de comprimento.

Uma das extremidades do tubo é fechada por um tarugo de plástico, no centro do qual se faz um furo para a passagem livre de uma agulha de costura de aço inoxidável de 7cm de comprimento. A outra extremidade é fechada por um segundo tarugo de plástico fixado à tira de fenolite, tendo no centro um furo de 3mm de diâmetro, destinado à passagem do cabo de ligação. Esse cabo constitui-se de: a) um fio simples terminado por um pino banana preto (alimentação -6V); b) cabo blindado, tendo seu fio central terminado com pino banana branco (saída do detector); e a blindagem, terminada por pino banana vermelho (pólo comum da alimentação). Junto ao cabo sai um pedaço de fio: um de seus extremos é soldado, no interior da amplissonda ao pólo positivo; o outro é ligado por meio de um terminal a um parafuso de $1/8''$, bem apertado (com porca externa) ao tubo de alumínio. É indispensável assegurar-se um bom contato entre este parafuso e o tubo da amplissonda. Ao mesmo parafuso se prende, um pedaço de fio terminado por uma garra jacaré que servirá para ligar a blindagem da amplissonda com o chassi do equipamento em teste.

APLICAÇÕES

A amplissonda se presta muito ao exame de circuitos de RF, particularmente dos estágios de RF e FI dos receptores de rádio, incluindo-se o conversor, e o oscilador local, pois a capacitância de entrada da amplissonda é muito reduzida, não alterando apreciavelmente a sintonia dos circuitos em verificação.

A impedância apresentada pela ponta em 500kHz é de $38\text{k}\Omega$ (5pF em paralelo com $47\text{k}\Omega$).

Este valor é satisfatório para a maioria das aplicações.

A sensibilidade proporcionada pela amplissonda, quando usada em combinação com o multipesquisador, é bastante elevada; na maioria dos casos, é suficiente colocar-se a ponta do dispositivo na proximidade de um condutor ou terminal vivo de RF, para se perceber nitidamente o sinal. Ao se tocar com a ponta no referido ponto vivo, havendo sinal de grande amplitude, pode ocorrer a saturação e até mesmo o bloqueio e emudecendo o sistema. Graças a essa sensibilidade é possível acompanhar-se o sinal "no ar", descobrindo-se, por exemplo, a existência de realimentações positivas responsáveis por oscilações espúrias, provocadas por acoplamentos indesejáveis entre os componentes ou entre os próprios condutores da fiação ou do cabeamento.

Testando-se o sinal na placa ou coletor de um estágio conversor, pode ocorrer, devido às características normais de funcionamento do estágio, um efeito de mascaramento da frequência intermediária pela tensão residual do oscilador local, levando-nos a suspeitar de seu bom funcionamento. O mesmo fato poderá acontecer ao se proceder à verificação no terminal de grade ou de base do estágio considerado. Para se ter certeza de que o conversor está funcionando corretamente, basta, em tais circunstâncias, paralisar temporariamente o oscilador local ou pesquisar a presença do sinal de conversão no secundário do primeiro transformador de FI.

Para se utilizar a amplissonda em conjunto com o Multipesquisador, a alimentação é tirada do borne inferior de $-6V$. A chave do controle de sensibilidade do Multipesquisador será comutada para a posição mais adequada, tendo em vista a intensidade do sinal detetado. A posição de $300\mu V$ só é usada, em geral, no caso de sinais de entrada muito fracos.

Desligando-se o Multipesquisador e retirando-se a alimentação para a amplissonda do borne superior de $-6V$, o sinal detetado pode ser ouvido em um fone comum de cristal ou magnético de 2.000Ω . O consumo das pilhas é, desse modo, muito reduzido, caindo para $1,5mA$.

Na saída da amplissonda encontra-se também a componente CC do sinal pesquisado, com polaridade negativa, que pode ser verificada por meio de um multímetro comum, escolhendo-se uma escala adequada de volts C.C.. Esta possibilidade pode ser extremamente útil para a verificação (não medição do valor) da presença de oscilação local em conversores, principalmente nos transistorizados. Do mesmo modo pode-se verificar o funcionamento do oscilador nos gravadores de fita magnética. (polarização da cabeça apagadora). A tensão de polarização de oscilação pode ser pesquisada, nesse caso, tanto no próprio oscilador, como diretamente nos enrolamentos da cabeça gravadora ou apagadora.



SEGURO DE 1 BILHÃO DE DÓLARES

A Força Aérea dos EE.UU. está desenvolvendo um novo e fabuloso programa que se traduzirá em nada menos que US\$ 1 bilhão para a indústria eletrônica norte-americana. Um dos principais itens deverá ser o AWACS (Airborne Warning and Communication System), projeto este que deverá estender o raio de ação dos sistemas de alarme americanos além das costas leste e oeste do país.

O sistema deverá incluir aviões, especialmente construídos pela Boeing e Douglas, que deverão conter o maior número de equipamentos eletrônicos jamais utilizados em qualquer tipo de aeronave, civil ou militar. O custo de cada avião será de aproximadamente 20 milhões de dólares e estima-se que o equipamento eletrônico deverá pesar cerca de 18 000 kg. Segundo recentes informações do Pentágono os custos de desenvolvimento serão da ordem de 300 milhões e cinquenta aeronaves e deverão ser construídas entre 1970 e 1875.

O sistema atualmente em uso pela USAF no Vietnã, menos sofisticado, utiliza aviões semelhantes aos Super

Constellations da Lockheed, enquanto que o AWACS, equipará aeronaves do porte dos Boeings 707.

O principal equipamento do AWACS será um bem elaborado radar, instalado numa capsula localizada na parte superior da aeronave, especialmente projetado para detectar e rastrear outros aviões voando em baixas altitudes. O restante do equipamento eletrônico incluirá computadores, indicadores digitais, aparelhos de comunicações (longas e curtas distâncias), etc.

A AWACS não será eficaz no caso de um eventual ataque de foguetes de balísticas, mas segundo a USAF, será de grande utilidade no caso de uma ofensiva por parte de países que não estão suficientemente equipados com estas armas, como é o caso de Cuba e da China Vermelha.

O Comando Tático Aéreo da USAF deverá equipar suas forças com o AWACS, que deverá servir como posto de comando aéreo, centro de comunicações, etc., além de oferecer auxílios de navegação às demais aeronaves das esquadrilhas.

A Força Aérea encarregou cinco grandes companhias de estudarem e

desenvolverem novas idéias para o projeto de subsistência do radar.

● A Hughes Aircraft Co está trabalhando num subsistema baseado num radar doppler (com frequência de repetição média) na banda C (5 000 a 6 500 MHz). Financiamento da USAF: US\$ 3,5 milhões.

● A Raytheon Co recebeu igual quantia para desenvolver um equipamento com pulsos de baixa frequência de repetição, operando na banda S (1 500 a 5 200 MHz).

● A Westinghouse Electric Corp concentra seus esforços num doppler com pulsos de alta frequência de repetição, operando também na banda S.

● A General Electric Co estuda o desempenho do sistema na banda P (225 a 390 MHz), de acordo com um contrato conjunto com a Força Aérea e a Marinha.

Finalmente, a Hazletine Corpe recebeu um milhão de dólares para estudar a utilização da banda P/X (225 a 10 900 MHz).

Os contratos referentes nos computadores, sistemas de comunicações, etc., estão sendo arduamente disputados pela IBM, RCA, Litton, etc.

A RÉGUA DE CÁLCULO

OPERAÇÕES COM A RÉGUA DE CÁLCULO

MULTIPLICAÇÃO

Usaremos para efetuar a multiplicação, as escalas C e D, embora essa operação pudesse também ser efetuada, usando-se as escalas A e B. Contudo, neste último caso, o resultado seria bem menos preciso.

REGRA:

Para se obter o produto de dois números dados, localiza-se na escala D um dos fatores, marcando-o com a linha do cursor. A seguir desliza-se a regueta até que o índice esquerdo (gradação 1) da escala C coincida com a linha do cursor, ou seja, com a posição correspondente ao primeiro fator. O cursor é agora movimentado até que sua linha coincida com a posição na escala C, correspondente ao segundo fator. O produto é lido nessa posição, na escala D, sob a linha do cursor.

Quando o produto do primeiro algarismo de um fator pelo primeiro algarismo do outro for maior que 10 (por exemplo: 686×422 , onde $6 \times 4 = 24 > 10$), a posição do segundo fator na escala C estará fora da escala D. Nesse caso, ao invés de levarmos o índice esquerdo da escala C à frente do primeiro fator, deslocamos o índice direito para essa posição.

LOCALIZAÇÃO DA DECIMAL NO PRODUTO

Um processo bastante prático para a localização da decimal em um produto, consiste na redução dos fatores da multiplicação a um número entre 1 e 10, acompanhado da potência de dez adequada*. Assim, por exemplo, o número 204 seria escrito da seguinte maneira: $204 = 2,04 \times 10^2$, ou seja um número de 1 a 10 (2,04) acompanhado da potência de dez (10^2) que dá a sua ordem de grandeza. Para representar o número 0,0687 dessa maneira escreveríamos apenas: $6,87 \times 10^{-2}$.

EXEMPLOS:

(1) Ache o produto de $25,6 \times 0,33$.

Solução: Neste caso, usa-se o índice esquerdo da escala C, pois $2 \times 3 = 6 < 10$. As posições da régua de cálculo estão indicadas na figura 4. Re-

duzimos os números de acordo com o método indicado, obtendo:

$$\begin{aligned} 2,56 \times 10 &= 25,6 \\ 3,3 \times 10^{-1} &= 0,33 \end{aligned}$$

e portanto,

$$25,6 \times 0,33 = 2,56 \times 10 \times 3,3 \times 10^{-1}.$$

A seguir colocamos o índice esquerdo da escala C sobre 2,56 ou seja, sobre o traço da escala D que representa os algarismos 256 e a linha do cursor sobre 3,3 (ou seja, 33) na escala C. Os algarismos significativos do produto, 845, são lidos na escala D sob a linha do cursor. A obtenção da ordem de grandeza do resultado (posição da vírgula) é tarefa relativamente fácil já que através do método proposto sabemos que o resultado representa o produto de 2,56 por 3,3, portanto 8,45, e a potência de dez que acompanha o resultado lido é obtida pela multiplicação das potências de dez que acompanham os números 2,56 e 3,3 ou seja:

$$10 \times 10^{-1} = 10^0 = 1$$

$$\text{Portanto, o resultado final será: } 25,6 \times 0,33 = 8,45 \times 1 = 8,45.$$

(2) Ache o produto de 3.750 por 0,088.

Solução: Da mesma forma que em (1), escrevemos os números da seguinte maneira: $3,75 \times 10^3 = 3.750$ e $8,8 \times 10^{-2} = 0,088$. Como $3 \times 8 = 24 > 10$, utiliza-se aqui o índice direito da escala C. As posições da régua de cálculo estão ilustradas na figura 5. Coloca-se o índice direito da escala C na direção de 88, ou seja, 8,8 da escala D. A seguir, coloca-se a linha do cursor sobre 375 ou seja, 375, na escala C. Os algarismos significativos obtidos na leitura da escala D sob a linha do cursor são 330 ou 33. Lembrando que o resultado expressa o produto de $3,75 \times 8,8$, evidentemente seu valor é 33. A potência de dez que o acompanha é dada por $10^3 \times 10^{-2} = 10^1 = 10$. Portanto, o resultado final é igual a $33 \times 10 = 330$.

DIVISÃO

Também a divisão será explicada utilizando-se as escalas C e D.

REGRA

Para se determinar os algarismos do quociente de uma divisão, coloca-se a linha do cursor sobre a posição correspondente ao dividendo na escala D.

(*) Naturalmente será aqui necessário algum conhecimento de potenciação; já discutimos esse assunto na série de artigos "Matemática para o Técnico", Revista Eletrônica n.º 14, pág. 99.

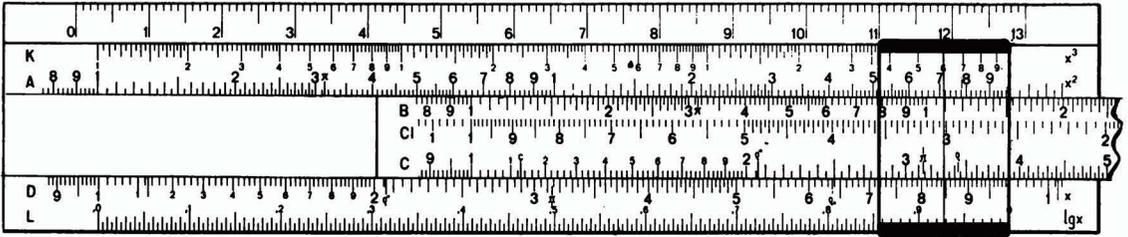


FIG. 4

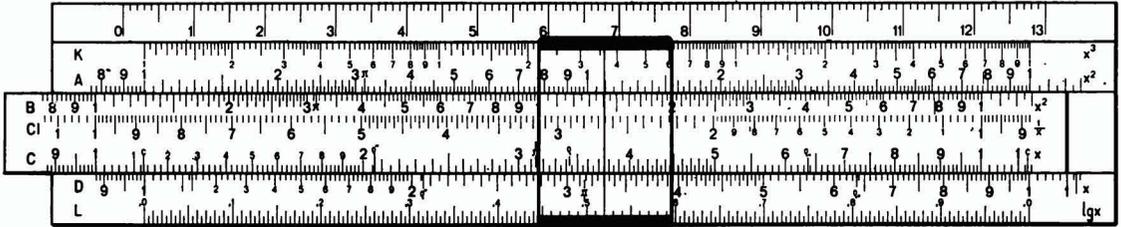


FIG. 5

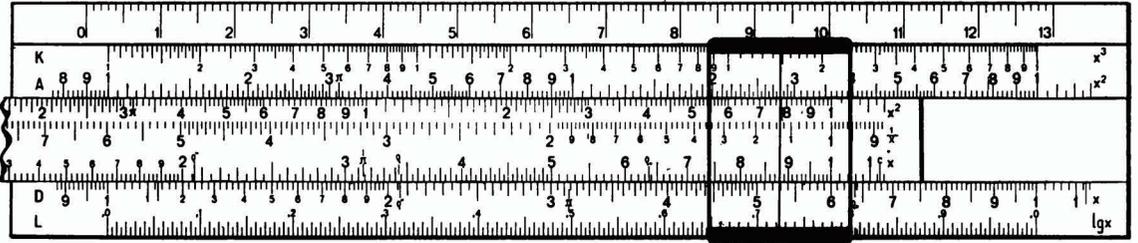


FIG. 6

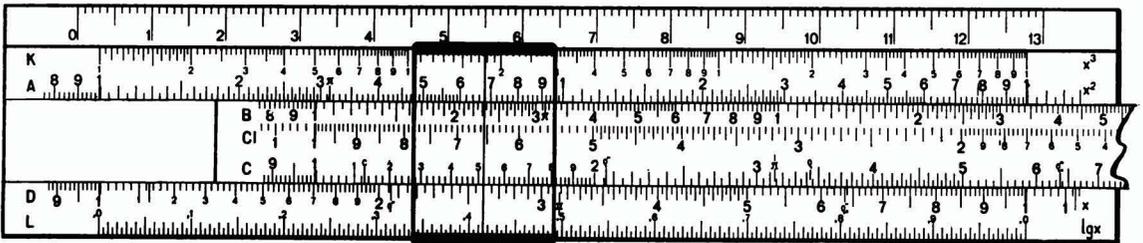


FIG. 7

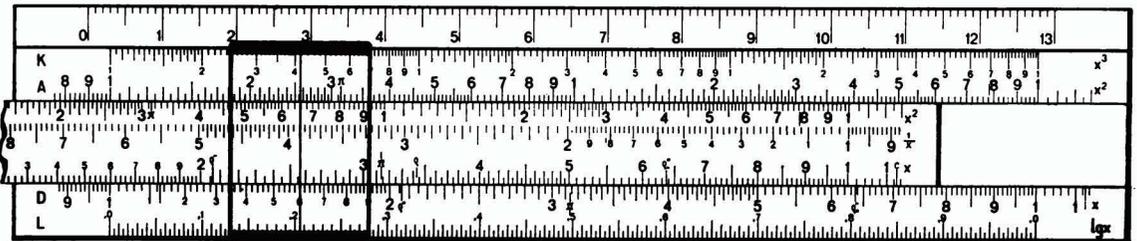


FIG. 8

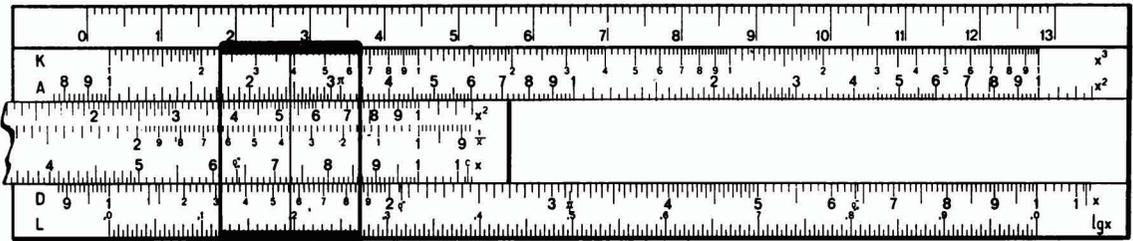


FIG. 9

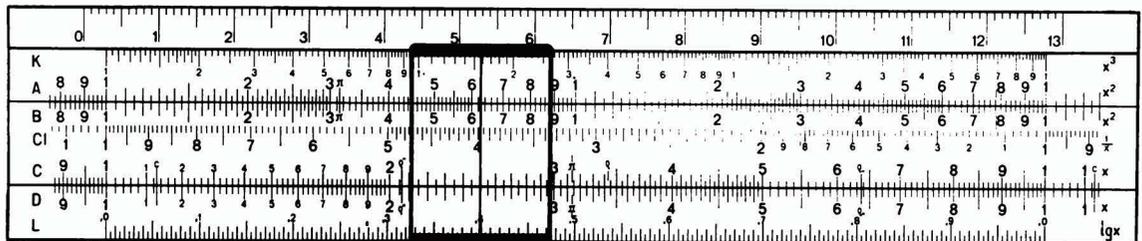


FIG. 10

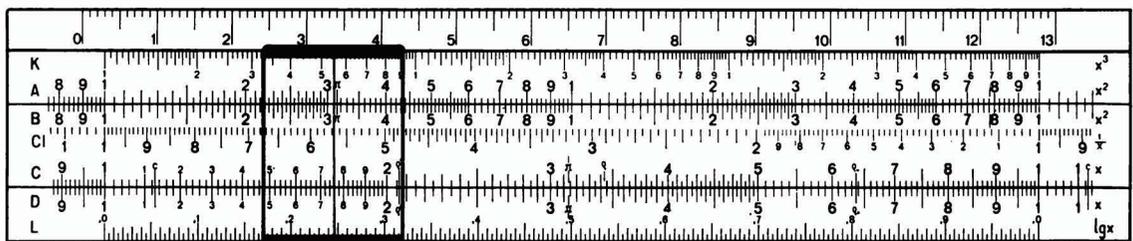


FIG. 11

A seguir, desliza-se a regueta até que a posição correspondente ao divisor na escala C fique sob a linha do cursor. Os algarismos do quociente são lidos na escala D na posição justaposta ao índice da escala C que estiver sobre a escala D (índice direito ou esquerdo, dependendo do caso).

A localização da decimal no quociente é executada de forma semelhante à sua localização no produto.

EXEMPLOS:

- (1) Divida 5.280 por 88.

Solução: A disposição da régua é ilustrada na figura 6. A linha do cursor é colocada sobre 5.280, ou, 528 na escala D. A seguir a regueta é ajustada de forma que a posição correspondente ao divisor, 88 (ou seja 880), na escala C, fique sob a linha do cursor. Os algarismos significativos do quociente são lidos na escala D, na direção do índice direito da escala C. Nesse caso, o índice coincide com a graduação principal marcada 6.

Para se determinar a decimal no quociente, 5.280 é tomado como $5,28 \times 10^3$ e 88 como $8,8 \times 10$. O resultado será então igual a

$$\frac{5,28 \times 10^3}{8,8 \times 10} = 0,6 \times 10^2 = 60.$$

- (2) Divida 26 por 0,152 (Lembrar que dividir potências de mesma base corresponde a subtrair o expoente do divisor do expoente do dividendo).

Solução: A figura 7 ilustra a disposição da régua. A linha do cursor é colocada sobre 26 (ou seja, 260) na escala D. A seguir, coloca-se o valor de 0,152 (ou seja 152) da escala C sob a linha do cursor. A leitura da escala D, neste caso, na direção do índice esquerdo da escala C, será 171.

Sendo $26 = 2,6 \times 10$ e $0,152 = 1,52 \times 10^{-1}$,

$$\text{decorre que, } \frac{2,6 \times 10}{1,52 \times 10^{-1}} = 1,71 \times 10^2 = 171.$$

- (3) Divida 16 por 256.

Solução: As posições para este cálculo são vistas na figura 8. A linha do cursor é colocada sobre 16 (160) na escala D. Colocando-se o valor 256 da escala C sob a linha do cursor, o valor obtido na direção do índice direito será 625.

Como $16 = 1,6 \times 10$ e $256 = 2,56 \times 10^2$, o resultado será:

$$\frac{1,6 \times 10}{2,56 \times 10^2} = 0,625 \times 10^{-1} = 0,625.$$

- (4) Divida 0,1564 por 728.

Solução: A figura 9 ilustra a disposição da régua. Com a colocação dos valores 1564 e 728, os algarismos significativos do quociente obtidos na escala D serão 215. Como $0,1564 = 1,564 \times 10^{-1}$ e $728 = 7,28 \times 10^2$, obtemos:

$$\frac{1,56 \times 10^{-1}}{7,28 \times 10^2} = 0,2 \times 10^{-3} = 0,0002.$$

O quociente será, assim, 0,000215.

QUADRADO DE UM NÚMERO

Os algarismos significativos do quadrado de qualquer número podem ser encontrados rapidamente, colocando-se a linha do cursor sobre o número dado, na escala D e lendo-se o resultado na escala A, sob a linha do cursor. A regueta não é usada na determinação de potências e raízes.

A figura 10 ilustra a posição do cursor para a obtenção do quadrado de 2,5. O número 2,5 é localizado com a linha do cursor na escala D. Os algarismos significativos do quadrado, 625, são lidos sob a linha do cursor na escala A. Para a determinação da decimal, considerando-se o método adotado temos $(2,5)^2 = 6,25$. O resultado será, portanto, 6,25.

RAIZ QUADRADA DE UM NÚMERO

Como, extrair a raiz quadrada de um número é o inverso da operação de se elevar ao quadrado a raiz extraída, a operação com a régua também será invetrida, ou seja, o radicando é localizado na escala A e o resultado lido na sua direção na escala D. No caso de um número menor do que 100 a sua posição na escala A é facilmente determinada. Quando o número é maior que 100 entretanto, a sua posição poderá estar na metade esquerda ou direita; para a determinação da escala que deve ser usada para um determinado número, utiliza-se um processo bastante simples, que possibilita também a localização da decimal no resultado. São dois os casos a se considerar: quando o número dado é superior a unidade e quando o número é inteiramente decimal.

Quando o número dado é superior à unidade, desprezam-se, se houver, os algarismos à direita da vírgula. Os algarismos à esquerda da vírgula são divididos em grupos de dois algarismos, a partir da vírgula. O último grupo, poderá ter um só algarismo. O resultado terá tantos algarismos à esquerda da vírgula, quantos forem os grupos do radicando. Assim, a raiz quadrada do número 862, que representa dois grupos (8:62) terá dois algarismos à esquerda da vírgula. Da mesma forma, a raiz de 1.702 (17:02) terá dois algarismos à esquerda da vírgula, a raiz de 18.563 (1:85:63) terá três algarismos à esquerda da vírgula e a raiz de 2,367 um algarismo, etc. Quando o número de algarismos à esquerda da vírgula for ímpar, ou seja, quando o último grupo à esquerda contiver um só algarismo, utiliza-se a metade esquerda da régua. Se o número de algarismos à esquerda da vírgula for par, ou seja, quando o último grupo contiver dois algarismos, usa-se a metade direita da régua. Assim, para 735, 18762, 126, 432,57 e 5,68656 utiliza-se a metade esquerda da escala A. Para 684752, 8763, 42,02 e 23, usa-se a metade direita.

EXEMPLOS:

(1) Extrair a raiz quadrada de 31.025:

Solução: Separando-se 31.025 em grupos de dois algarismos temos: 3:10:25. Como o último grupo a esquerda contém apenas um algarismo, usa-se a metade esquerda da escala A. A posição correspondente a esse número é mostrada na figura 11. Na sua direção, na escala D lê-se 176 que corresponde aos algarismos significativos da raiz. Como os grupos de dois algarismos em 31.025 são três, esse será o número de algarismos à esquerda da vírgula no resultado. A raiz quadrada de 31.025 será portanto, 176.

(2) Qual a raiz quadrada de 3.102,5?

Solução: Dividindo-se os números a esquerda da vírgula em grupos de dois algarismos teremos: 31:02. Como o último grupo à esquerda da vírgula (31) contém dois algarismos é utilizada a metade direita da escala A. O valor na escala D, na direção do valor 310 da escala A direita é 55,7.

No número dado, há dois grupos de algarismos à esquerda da vírgula. Assim, a raiz quadrada desejada terá dois algarismos antes da vírgula. Logo, $\sqrt{3.102,5} = 55,7$.

Embora nos dois exemplos acima, os números dados apresentassem os mesmos algarismos significativos, suas raízes são números totalmente diferentes. Isso se verificou devido ao uso das duas metades da escala A. Fica assim claro que para um resultado correto, deve-se usar sempre a parte da escala que corresponde à cada número.

Na extração da raiz quadrada de um número inteiramente decimal também se utiliza a divisão por grupos para a determinação da decimal e da escala a ser utilizada. Os algarismos à direita da vírgula são divididos em grupos de dois algarismos, até incluir o primeiro algarismo significativo. Assim, a a divisão em 0,002697 será 0,00:26, em 0,08/6 será divisão em 0,000287 será 0,00:02. Da mesma forma 0,08, em 0,357, 0,35 e em 0,20, 0,20. Quando o último grupo à direita contiver um algarismo significativo precedido de um zero, como em 0,08/6 (0,08), usa-se a metade esquerda da escala A. Se esse grupo contiver dois algarismos significativos, como em 0,35/ (0,35) ou ainda em 0,20, usa-se a metade direita da escala.

Em qualquer caso, a raiz quadrada do número, é sempre inteiramente decimal. Para cada grupo de dois zeros, sem incluir o grupo que contém algarismo significativo, haverá um zero entre a vírgula e os algarismos significativos da raiz.

EXEMPLO:

Ache a raiz quadrada de 0,00031.

Solução: Os algarismos à direita da vírgula são assim divididos: 0,00:03. Como no último grupo aparece apenas um algarismo, precedido de zero, usa-se a metade esquerda da escala A. As posições da régua são as mesmas determinadas para a extração da raiz quadrada de 31.025, ilustrada na figura 11. Os algarismos significativos da raiz são 176.

Como no número dado, há um grupo de dois zeros entre a vírgula e o grupo que contém o primeiro algarismo significativo, na raiz haverá um zero

entre a vírgula e o primeiro algarismo significativo. A raiz será, portanto, 0,01/6.

Quando o primeiro algarismo significativo do número dado está no primeiro grupo, o primeiro algarismo significativo da raiz vem imediatamente depois da vírgula. A raiz quadrada de 0,25 por exemplo, será 0,5.

CUBO DE UM NÚMERO

O cubo de qualquer número é obtido colocando-se o número na escala D e lendo-se o resultado na escala K, sob a linha do cursor. A localização da decimal também é feita pelo método que adotamos. Por exemplo, para se elevar 76,25 à terceira potência, localiza-se na escala D a posição correspondente aos seus algarismos significativos, 7625. Na sua direção na escala K é lido 444. A localização da decimal é obtida, lembrando que $76,25 = 7,65 \times 10$ e portanto $(76,25)^3 = (7,625 \times 10)^3 = 444 \times 10^3$.

RAIZ CÚBICA DE UM NÚMERO

O processo para extração da raiz cúbica de um número é semelhante ao que se emprega para extração da raiz quadrada. O método consiste em ajustar-se a linha do cursor sobre o número dado na parte devida da escala K; os algarismos significativos da raiz, são lidos na escala D, sob a linha do cursor. A parte da escala K a ser utilizada e a posição da decimal são também determinadas pela separação do número em grupos de algarismos. Também aqui, consideram-se separadamente os números superiores à unidade e os números inteiramente decimais.

No caso de números superiores a unidade os algarismos à direita da vírgula são desprezados. Os números à esquerda da vírgula são divididos em grupo de três algarismos a partir da vírgula. Se o último grupo à esquerda contiver um algarismo, utiliza-se a primeira parte da escala K. Se esse grupo contiver dois algarismos, utiliza-se a parte central da escala (segunda parte). Se contiver três algarismos, utiliza-se a última parte. Em qualquer caso, para cada grupo, completo ou incompleto, à esquerda da vírgula, no número dado, há um algarismo à esquerda da vírgula na raiz.

EXEMPLO:

Achar a raiz cúbica de 45,5.

Solução: A parte do número dado à esquerda da vírgula, consiste num só grupo incompleto de dois

algarismos. Utiliza-se portanto, a parte central da escala K. Na direção da posição de 455, nessa parte da escala K, encontra-se na escala D a posição correspondente aos algarismos significativos da raiz, 357.

Como existe um grupo de algarismos, embora incompleto, no número dado, na raiz haverá um algarismo antes da vírgula. Portanto $\sqrt[3]{45,5} = 3,57$.

Quando o número que se deseja extrair a raiz cúbica for inteiramente decimal, a divisão em grupos será à direita da vírgula. Os algarismos são divididos em grupos de três, até incluir o primeiro algarismo significativo. Se esse grupo contiver apenas um algarismo (como 0,00000235, onde 0,000:002) usa-se a parte esquerda da escala K; se contiver dois algarismos significativos (como em 0,0000384, onde 0,000:038) usa-se a parte central da escala; se os três algarismos forem significativos (como em 0,432 ou 0,430) usa-se a parte direita da escala. A raiz cúbica é inteiramente decimal em qualquer caso e toma um zero entre a vírgula e o primeiro algarismo significativo, para cada grupo de três zeros no número dado.

EXEMPLO:

Qual a raiz cúbica de 0,00455?

Solução: Separando-se em grupos de três algarismos teremos: 0,004. Esse único grupo contém um algarismo significativo; utiliza-se portanto, a parte esquerda da escala K. Marcando-se 455 nessa parte da escala K, teremos na sua direção na escala D, 1657. Como no número dado não aparece nenhum grupo de zeros entre a vírgula e o grupo que contém o primeiro algarismo significativo, na raiz não haverá zeros entre a vírgula e o primeiro algarismo significativo. Portanto, a raiz cúbica de 0,00455 será 0,1657.

Quando um número como 0,0002, onde o último grupo contém apenas um algarismo, completa-se esse grupo com zeros: 0,000:200. O segundo grupo será tomado como 200, contendo portanto, três algarismos significativos, o que determina a utilização da parte direita da escala K. No caso de um número como 0,00002, completando-se o segundo grupo teremos 0,000:020, portanto com dois algarismos significativos (20). Utiliza-se nesse caso, a parte central da escala K.

AMPLIFICADOR 13W TRANSISTORIZADO

Pelo Depto. Técnico da
Willkason S. A.

Este artigo apresenta a descrição do circuito de um amplificador transistorizado, capaz de fornecer 13W de saída, com alimentação de 12V. Tendo em vista as citadas características, podemos concluir pela grande versatilidade de tal amplificador, haja visto que pode ser utilizado nos mais diferentes locais, inclusive em automóveis providos de bateria de 12V. Por outro lado, o valor relativamente elevado da potência de saída torna o amplificador especialmente indicado para ser usado em sistemas de avisos ("public adress"), propaganda comercial, eleitoral, etc. O amplificador pode ser instalado em qualquer tipo de veículo alimentado por 12V, não havendo problemas com respeito ao pólo da bateria ligado ao corpo metálico do veículo, pois ambos os terminais de alimentação do amplificador estão "elevados".

A figura 1 ilustra o amplificador e a fonte de alimentação usada quando em serviço fixo.

Quanto à montagem do circuito, pode ser feita de modo bastante compacto, como pode ser constatado na figura 4, onde está ilustrada a vista inferior do amplificador. Além do mais, o montador não terá que se preocupar com certos itens tais como chassis e painel, haja visto que os mesmos são

fornecidos juntamente com o jôgo de transformadores e os esquemas.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O circuito completo do amplificador está mostrado na figura 2. Uma chave do tipo HH deslizante seleciona uma das duas entradas (toca-discos ou microfone), conectando-a ao primeiro transistor (OC75), cujo coletor está ligado ao contrôlê de volume. Daí o sinal vai para o segundo transistor, outro OC75, em cuja base está ligado o contrôlê de tonalidade. O estágio excitador, ou driver, é constituído por um transistor OC79, o qual alimenta o transformador driver, em cujos secundários haverá dois sinais de fases opostas. Finalmente, temos o estágio de saída, formado por dois transistores casados AD149 ligados em push-pull, classe AB.

A figura 3 apresenta o circuito da fonte de alimentação que deve ser utilizada no caso do amplificador ser utilizado em local provido de energia elétrica. Na mesma figura aparece ainda um filtro adicional para a tensão do motor do toca-discos, que deve ser incorporado ao circuito quando o ruído do motor fôr excessivo. Esse filtro deve ser ligado o mais próximo possível do motor.

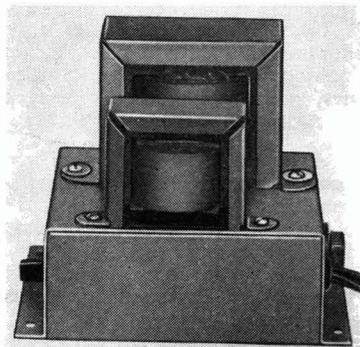


FIG. 1

O amplificador (à esquerda) e a fonte de alimentação (à direita) descritos neste artigo.

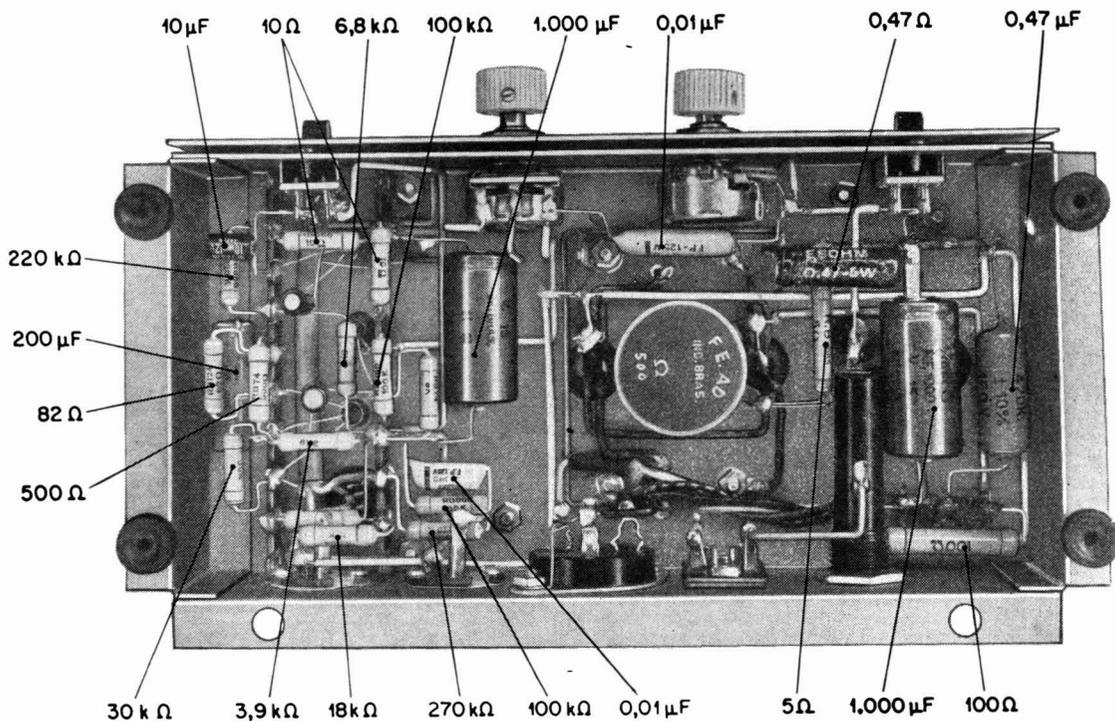


FIG. 4

Vista inferior do chassi, com identificação dos valores dos componentes.

MEDIÇÕES

Inicialmente, deve ser instalado um miliamperímetro (escala de 100 mA ou mais) entre a linha de $-12V$ e a tomada central do primário do transformador de saída. Em seguida, a corrente no instrumento deve ser ajustada para 60 mA, por meio do potenciômetro P_1 , sem que haja sinal na entrada. A operação de ajuste deve ser iniciada com P_1 na posição de máxima resistência.

Apresentamos abaixo um resumo dos resultados das medições elétricas realizadas.

Potência de saída: 13W (400Hz)

Consumo em 12V: 0,11A (sem sinal)
1,7A (saída máxima)

Sensibilidade para 13W: 240mV (toca-discos)
22mV (microfone)

Resposta em frequência: 200Hz — 10kHz
($-3dB$; 13W)

Atenuação máxima do controle de tonalidade:
 $-8dB$ a 7kHz.

—oOo—

SISTEMA ANTI-COLISÃO PARA AUTOMÓVEIS

O Centro de Engenharia de Transportes da Universidade de Ohio (USA), está desenvolvendo um sistema destinado a prevenir colisões de automóveis. Cada carro seria equipado com uma lâmpada infra-vermelha, instalada na parte dianteira, e um dispositivo sensível às radiações infra-vermelhas, montado na traseira do mesmo.

O dispositivo sensível mede a diferença entre a velocidade do carro ao qual pertence e a do que vem atrás, e tal informação é apresentada ao motorista num indicador situado no painel de instrumentos.

O sistema ainda se encontra em fase de desenvolvimento e sua ação está limitada a uma distância de 130 m. Contudo, espera-se que tal dificuldade possa ser vencida sem maiores problemas. Por outro lado, o sistema só poderá ser explorado comercialmente se todos os motoristas forem obrigados a equipar seus carros com o mesmo.

Geradores Termo-Elétricos

OS ELÉTRONS NOS METAIS

É fato conhecido que a maioria dos metais são excelentes condutores de eletricidade. A corrente elétrica é transportada pelos elétrons livres dos átomos, como num gás ionizado. No caso do gás, para que os elétrons se dissociem de seus átomos, um tipo qualquer de energia (calor, etc.) lhes deve ser fornecida; nos metais, os elétrons livres já estão presentes em número considerável, mesmo à temperatura ambiente. Em um centímetro cúbico de um bom condutor metálico pode haver 10^{21} elétrons livres, ou seja, um elétron para cada um ou dois átomos do metal.

Esses elétrons livres estão em constante agitação, que será tanto mais violenta, quanto mais alta a temperatura. Se um dos extremos de uma barra de metal é aquecido, os elétrons desse extremo agitar-se-ão muito mais do que antes desse aquecimento, deslocando-se para o extremo frio da barra, co-

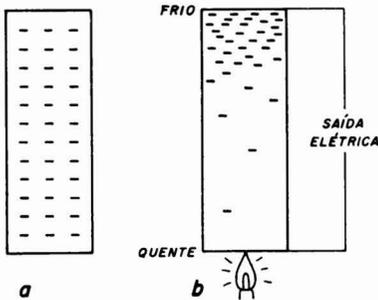


FIG. 1

(a) Numa barra de metal uniformemente aquecida, os elétrons livres estão uniformemente distribuídos entre as cargas positivas fixas (não mostradas na figura). Não se verifica acúmulo de carga e não poderá haver diferença de potencial entre qualquer ponto da barra. (b) Quando a barra é aquecida em um de seus extremos, os elétrons migram para o outro extremo, criando aí, um excesso de carga negativa, estabelecendo-se uma diferença de potencial entre os dois extremos da barra. Essa diferença de potencial poderia, se adequadamente aproveitada, fazer circular uma corrente externa que produziria um trabalho útil.

mo ilustra a figura 1. Esse deslocamento de elétrons constitui na realidade uma corrente elétrica, resultante da aplicação de calor em um dos extremos da barra. Temos assim, o dispositivo mais simples, de conversão direta de calor em eletricidade: aqueça-se o extremo de uma barra metálica e fluirá corrente!

O "EFEITO SEEBECK"

Consideremos o circuito externo mais simples possível, um pedaço de fio interligando o extremo quente ao extremo frio da barra, como mostra a figura 2. (O fio poderia, por exemplo, ser o enrolamento de um motor elétrico, mas por ora, não

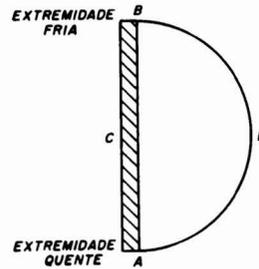


FIG. 2

Termopar simples. A barra ACB e o elo ADB são de metais diferentes; quando se aplica calor em A flui uma corrente pelo circuito (efeito Seebeck).

consideraremos esses detalhes). Esse fio é também um bom condutor e conterá elétrons livres, aproximadamente na mesma concentração que a própria barra. Como os extremos do condutor estão em contato térmico com os extremos da barra, o extremo A do condutor se aquecerá, o que fará com que os elétrons migrem dessa região. Fluirá, portanto, uma corrente no fio, que se oporá à corrente que se está tentando retirar da barra.

Se a barra e o fio forem de metais diferentes, a concentração de elétrons livres não será exatamente a mesma nesses metais e uma pequena corrente fluirá no circuito. Trata-se do conhecido efeito descoberto pelo pesquisador berlinense Thomas Johann Seebeck, em 1821, que recebeu seu nome. Não foi um descrédito a Seebeck, o fato de não ter sido ele capaz de dar uma explicação "real" dessa importante descoberta, em termos de conceito atômico moderno, já que a estrutura da matéria e a existência e natureza do elétron não foram elucidadas senão em fins do século dezenove, mais de sessenta anos depois de sua morte.

TERMOPARES E TERMOPILHAS

É claro que o efeito Seebeck em metais não é uma forma muito eficiente de conversão de calor em eletricidade já que o fluxo de qualquer corrente é dependente da pequena diferença na concentração de elétrons livres entre os dois metais de um termopar, como é chamada a disposição da figura 2⁽¹⁾.

Deve-se levar em conta, que ao tempo de Seebeck, as descobertas de Faraday não nos tinham dado ainda, o dínamo e a única fonte de energia elétrica era a pilha primária. A geração termoelétrica, pelo efeito Seebeck, aparecia naquela época, como um possível competidor das baterias; de fato, em 1843, foi concedida a um tal de Moses Poole, uma patente para o uso de um dispositivo denominado "termopilha" que se destinava a substituir a pilha voltaica.

A termopilha (figura 3) consiste simplesmente de um grande número de termopares dispostos em série. Essa disposição, entretanto, apenas aumenta

(1) Não é essencial, é claro, que um dos metais se apresente sob forma de barra; um termopar pode ser feito de dois fios, tiras finas ou discos de metais diferentes

a resistência interna do circuito, de forma que, parte da tensão adicional que se obtém dessa forma é utilizada para vencer essa resistência, não sendo portanto, útil para aplicações práticas. Não obstante, pela escolha adequada de metais diferentes que aumentavam a tensão gerada e diminuam a resistência interna, a eficiência das termopilhas elevou-se em 1850, a três por cento, o que representava n

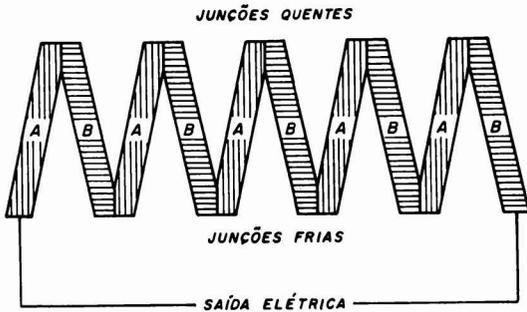


FIG. 3

Termopilha constituída de cinco termopares conectados em série. Os dois elementos A, B de cada termopar são de metais (ou semicondutores) diferentes.

época, maior eficiência que a máquina a vapor. Durante quase um século depois disso, embora os termopares fossem largamente utilizados na medição de temperatura ⁽²⁾, sua eficiência como gerador não pôde mais ser aumentada e parecia que o limite máximo já havia sido atingido.

SEMICONDUCTORES

Essa situação alterou-se radicalmente na última década, com a descoberta e desenvolvimento dos "semicondutores", que apresentam propriedades intermediárias entre condutores e isolantes.

Num isolante perfeito todo elétron está firmemente prêso ao seu átomo (girando ao redor do núcleo) e não se liberta, como acontece num metal. Tal isolante, ideal não existe, mas conhece-se um grande número de materiais (vidro, cêra, âmbar, etc.) nos quais a concentração de elétrons livres é tão baixa, que virtualmente, não permitem a passagem da corrente elétrica e, para a maioria das aplicações práticas, podem ser considerados isolantes perfeitos. Nestes materiais existe um elétron livre para aproximadamente, 10^{12} átomos, enquanto que em alguns dos melhores condutores metálicos, existe um elétron livre para quase todo átomo. Nos materiais semicondutores existe aproximadamente, uma carga portadora livre para, aproximadamente, mil átomos.

Foi usado o termo "carga portadora livre", ao invés de "elétron livre", pois as cargas portadoras, nos materiais semicondutores, não estão limitadas aos elétrons. Estes materiais podem ser de três tipos: N, P e "intrínseco". O material tipo N tem cargas portadoras negativas, o tipo P tem cargas portadoras positivas e os semicondutores intrínsecos têm cargas portadoras positivas e negativas em mesmo número. As cargas portadoras negativas são, é claro, elétrons livres, como nos metais. As car-

gas portadoras positivas são as deficiências de elétrons em certos pontos da estrutura cristalina; essas deficiências de cargas negativas manifestam-se como cargas positivas denominadas "buracos". Esses "buracos" podem se mover como bolhas em um líquido, e, portanto, prover a migração de cargas positivas.

A figura 4 mostra, esquematicamente, como se verifica essa migração de "buracos positivos". Consideremos um cristal onde cada um dos átomos constituintes, A, B, C, etc., tenha duas cargas positivas em seu núcleo, necessitando portanto, dois elétrons orbitais, para se manter elêtricamente neutro ⁽³⁾.

Na figura 4a., todos os átomos, exceto A têm os dois elétrons orbitais necessários; A tem um elétron a menos, apresentando portanto, uma carga positiva, ou seja, um buraco positivo. Na linha seguinte (b), A captura um dos elétrons orbitais de B, deixando-o com um elétron a menos; A está agora, elêtricamente neutro, e o buraco positivo passou para B. Em (c), o átomo B captura um dos elétrons de C, deixando-o com um elétron a menos; o buraco tomou uma nova posição — e assim por diante. Embora seja o elétron que na realidade passa de um átomo para outro, a posição da carga positiva não compensada move-se ao longo da linha, ou seja, os buracos positivos "migram".

O número de portadores positivos nos materiais tipo P é elevado — existem cêrca de 10^{20} buracos positivos num centímetro quadrado de material. Nem tôda essa carga, entretanto, é utilizada na condução, já que essas deficiências eletrônicas locais, que constituem as cargas portadoras positivas, são compensadas em parte, pelo excesso de elétrons em outros pontos do cristal, resultando numa neutralização elétrica de parte delas.

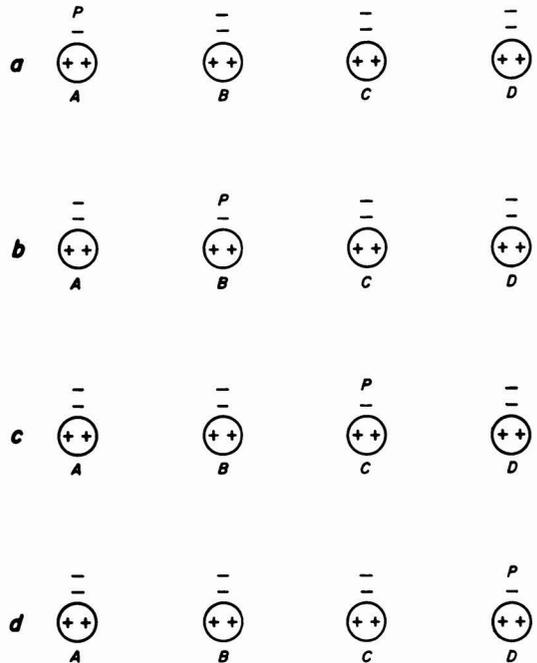


FIG. 4

Migração de "buracos positivos" ao longo de uma linha de átomos A, B, C, D.

(2) Essa aplicação é possível, já que a tensão gerada é proporcional a diferença de temperatura entre as junções quente e fria.

(3) Tais átomos poderiam ser de hélio; o exemplo é puramente ilustrativo e não implica em que, hélio sólido seja necessariamente condutor.

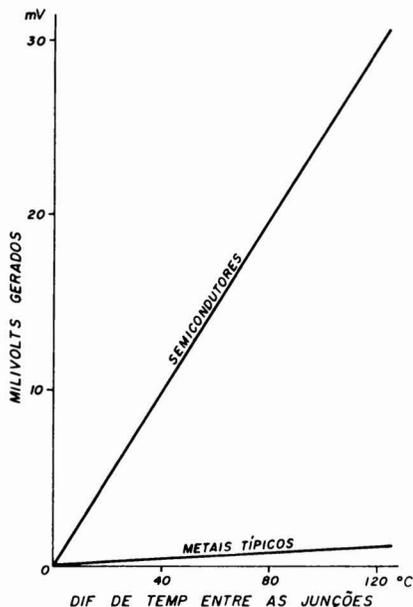


FIG. 5

Tensões, termoelétricas (Seebeck) geradas em semicondutores, comparada com geradas em metais.

A concentração e sinal das cargas portadoras podem ser controlados na fabricação, por um tratamento adequado, do material. Certos semicondutores, por exemplo, conduzem corrente elétrica em uma única direção e essa propriedade de retificação levou à utilização de semicondutores em transistores. Outros materiais semicondutores, notadamente o silício, estão encontrando crescente aplicação em células fotovoltaicas para a conversão direta da luz do sol em energia elétrica.

GERAÇÃO TERMOELÉTRICA EM SEMICONDUCTORES

Este artigo iniciou-se com uma discussão sobre uma barra metálica aquecida em um dos extremos. Vimos (figura 1) que esse aquecimento causava a migração de elétrons do extremo quente para o frio produzindo uma diferença de potencial (tensão) entre os extremos. As experiências de Seebeck mostraram que essa diferença de tensão (que recebeu o nome de "tensão Seebeck"), é sempre proporcional à diferença de temperatura entre os extremos da barra, independentemente do tipo de material que a constitui. Mais recentemente, quando os materiais semicondutores se tornaram disponíveis para experiências, descobriu-se que, barras feitas com esses materiais tinham comportamento semelhante: se um dos extremos é aquecido, desenvolve-se uma tensão Seebeck, que será diretamente proporcional à diferença de temperatura entre os extremos da barra. Existe, entretanto, uma importante diferença entre as tensões Seebeck em semicondutores e em metais; nos semicondutores, essa tensão é cerca de quarenta a cinquenta vezes maior que nos metais, para uma mesma diferença de temperatura. Enquanto que num metal típico, uma diferença de temperatura de 40°C produz uma tensão Seebeck de 0,2 ou 0,3 milivolts, a mesma diferença de temperatura gera cerca de dez milivolts no telureto de bis-

mutu, um conhecido semicondutor. Para maiores diferenças de temperatura, tanto os metais como os semicondutores geram maiores tensões Seebeck, mas como pode ser visto na figura 5, para qualquer diferença de temperatura, a tensão no semicondutor é sempre quarenta ou cinquenta vezes a tensão correspondente no metal.

Embora as tensões termoelétricas (Seebeck) em semicondutores excedam consideravelmente às dos metais, poder-se-ia objetar que essas vantagens foram obtidas pela utilização de materiais de maior resistência que os metais, acarretando portanto uma maior resistência interna do gerador. Por um cuidadoso controle dos processos de fabricação, entretanto, é possível fazer com que a resistência elétrica de um semicondutor seja mantida a um nível razoável.

Outra propriedade interessante dos semicondutores, do ponto de vista da geração termoelétrica, é que estes são ainda bons isolantes de calor. Os metais são excelentes condutores tanto de calor como de eletricidade. Isso significa que o calor fornecido à junção quente de um termopar de metal flui facilmente para a junção fria, o que fará com que as temperaturas das duas junções se igualem após certo tempo — isso fixa mais uma limitação à tensão gerada, já que ela é proporcional à diferença de temperatura. O ideal seria um material que fosse ao mesmo tempo condutor elétrico e isolante térmico perfeito.

Um gerador que utilizasse tal material seria, sem dúvida, altamente eficiente, desde que não houvesse resistência interna e pudesse operar com diferenças de temperatura extremamente elevadas entre as junções quente e fria. É desnecessário dizer que tal material ideal não existe, mas os semicondutores chegam bem mais próximo desse ideal do que os metais.

A existência simultânea de semicondutores tipo N e tipo P pode também ser explorada, para aumentar de modo significativo, a saída e a eficiência de geradores termoelétricos. A figura 6a., ilustra um termopar onde um elemento é de material tipo N e o outro do tipo P. Nos dois elementos as cargas portadoras migram da junção quente para a junção fria. Como a direção de uma corrente elétrica é tomada convencionalmente, como a direção das cargas positivas (oposta a direção do fluxo das cargas negativas), a corrente flui da junção quente para a junção fria, no elemento P e da junção fria para a quente no elemento N. Como resultado, as correntes se reforçam mutuamente. Quando as cargas portadoras em ambos os elementos forem iguais (positivas ou negativas), suas correntes se opõem mutuamente, como ilustrado nas figuras 6b e c. A situação mostrada na figura 6c., também se apresenta quando ambos os elementos são de metal, como já foi visto anteriormente (figura 2).

ALTA TEMPERATURA E PROBLEMAS ASSOCIADOS

Num gerador termoelétrico real, com semicondutores, poder-se-ia dispor de um grande número de termopares em série como ilustra a figura 3, só que aqui os elementos alternados da termopilha seriam de materiais tipo N e P ao invés de metais diferentes.

Aparece aqui entretanto, um problema, pois as propriedades do semicondutor mudam com a tem-

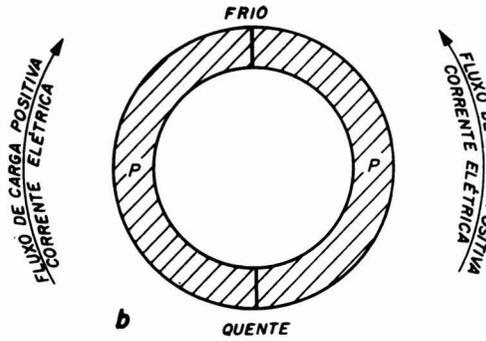
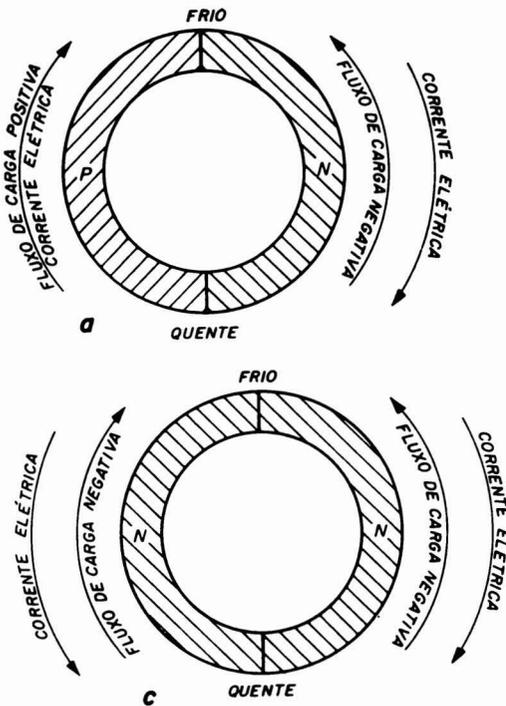


FIG. 6

(a) Num termopilar semicondutor com um ramo do tipo N e um ramo do tipo P, as correntes nos dois ramos se reforçam mutuamente. (b) Num termopilar semicondutor com os dois ramos do tipo P, as correntes nos dois ramos opõem-se mutuamente. (c) Num termopilar semicondutor com os dois ramos do tipo N, as correntes se opõem mutuamente.

peratura, de forma que, para um determinado material o melhor compromisso só será possível dentro de um pequeno limite de temperatura. Por outro lado, como já foi visto, é exigida uma grande diferença de temperatura entre as junções quente e fria, para se obter uma tensão de saída razoável. Em princípio, a solução seria a construção de uma termopilha na qual os diversos elementos fôssem de materiais diferentes, cada um eficiente em sua própria região de temperatura (figura 7). Para temperaturas até 600°C, os materiais adequados já são disponíveis. Entretanto, seriam provavelmente necessárias junções que suportassem temperaturas de 1.100°C, para se obter uma eficiência que apresentasse interesse em geração termoelétrica de larga escala.

A estas altas temperaturas, os semicondutores comuns tendem a se tornar intrínsecos — as cargas portadoras positivas e negativas se apresentam em mesmo número, independentemente do tipo de por-

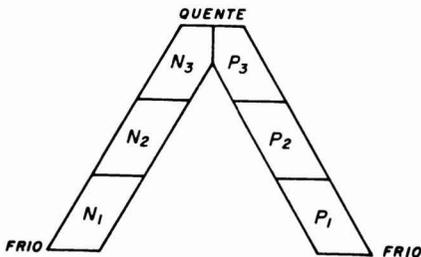


FIG. 7

Parte de uma termopilha na qual cada estágio é feito de materiais (tipo N ou P) adequados para as diferentes temperaturas. As seções N_3, P_3 são feitas respectivamente de materiais tipo N e P adequados para as temperaturas mais altas; as seções N_2, P_2 são de materiais adequados para temperaturas intermediárias; e N_1, P_1 de materiais adequados para as temperaturas mais baixas.

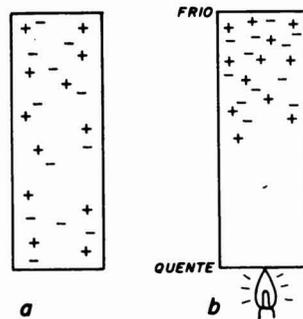


FIG. 8

(a) Semicondutor intrínseco: os portadores livres positivos e negativos estão presente em igual número e estão uniformemente distribuídos numa barra uniformemente aquecida. (b) Aquecendo-se um dos extremos de um semicondutor intrínseco, os portadores positivos e negativos migrarão em igual número ao outro extremo. Portanto, não poderá haver excesso de qualquer carga acumulada e não se estabelecerá uma tensão termoelétrica.

tador majoritário a baixas temperaturas. Vejamos, o que se passa quando existe uma diferença de temperatura ao longo de uma barra de semicondutor que se tornou intrínseco. As cargas positivas e negativas migrarão em igual número, do extremo quente para o extremo frio, como mostra a figura 8. Não haverá portanto, acúmulo de cargas em nenhum ponto, já que as cargas positivas e negativas se cancelam mutuamente. Portanto, num semicondutor que se tornou totalmente intrínseco, não se pode desenvolver tensão Seebeck, sendo o material então, inadequado para geração termoelétrica.

Mesmo antes do semicondutor se tornar completamente intrínseco, sua natureza P ou N tornar-se-á progressivamente diluída pelas cargas portadoras adicionais, de forma, que não se pode especificar a potência termoelétrica de um material, sem fazer referência a uma determinada faixa de temperatura. A especificação sobre o telureto de bismuto, feita anteriormente, estava portanto, incompleta: enquanto que apresenta boa potência termoelétrica em temperaturas comuns, esta desaparece acima de 150°C. quando o material se torna intrínseco.

(Continua na pág. 152)

Voltímetro CA-CC

Sergio Américo Boggio

O voltímetro é um instrumento de grande utilidade para o técnico, mas, geralmente, o seu custo é bastante elevado, de maneira que nem todo técnico ou amador em eletrônica está em condições de ter um em sua bancada. Ocorreu-nos, por essa razão, a idéia de construir um voltímetro de baixo custo que, sem possuir grande precisão, fôsse no entanto, suficiente para a maioria dos trabalhos que se desenvolvem na oficina do técnico. Eliminando a peça mais cara, o galvanômetro e substituindo-o por uma lâmpada néon, obtivemos um resultado satisfatório.

Como já é do conhecimento dos leitores, a lâmpada néon constitui-se de duas placas dispostas frente a frente, no interior de um bulbo que contém gás néon. A lâmpada acende somente quando lhe é aplicada uma tensão de 75V ou mais. Sendo alternada a tensão aplicada, as duas plaquinhas apresentarão luminosidade em suas proximidades. Se, ao contrário, for aplicada uma tensão contínua, somente aparecerá luminosidade nas proximidades da plaquinha ligada ao pólo negativo.

Feitas estas considerações, analisemos o circuito da Fig. 1, que é ultra-elementar e de baixo custo. A tensão a ser medida é aplicada aos extremos do potenciô-

metro linear de $2M\Omega$. A lâmpada néon NE2, em paralelo com um capacitor de $20nF$, $500V$, (óleo ou papel) está ligada entre um dos terminais e o cursor desse potenciômetro. Dessa maneira, o potenciômetro é usado como divisor de tensão. O capaci-

tor serve para, em corrente alternada, limitar a sensibilidade da lâmpada a picos de tensão, o que daria, eventualmente, uma leitura errada.

Quando o cursor do potenciômetro está em A a leitura é máxima e quando em B, mínima. Se, por exemplo, fôrem aplicados $200V$ ao aparelho, variar-se-á o cursor de A até B, até encontrar o ponto em que a lâmpada acende; neste ponto, a tensão de $200V$ terá sido dividida de forma tal que, nos terminais da lâmpada haverá uma tensão de $75V$.

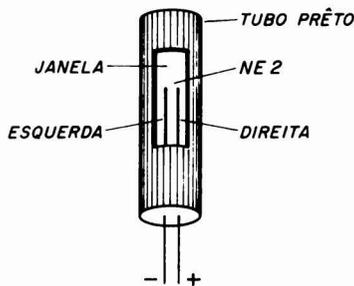


FIG. 2

MONTAGEM

Na Fig. 2 observamos que a lâmpada se encontra no interior de um tubo. Isto se faz necessário, pois, a luz ambiente que se reflete no vidro da lâmpada po-

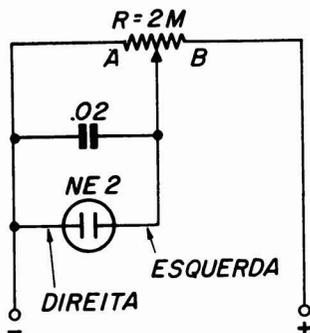


FIG. 1

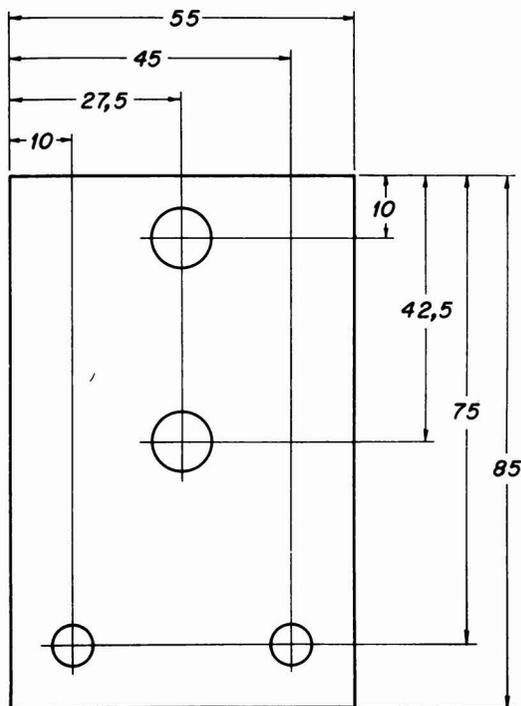


FIG. 3

deria impedir que percebessemos o exato momento em que a lâmpada se acende. No nosso protótipo foi usado o isolante de um pino banana preto, porém, o leitor poderá também colar em vol-

vavelmente será encontrado com o potenciômetro todo virado para a direita. Voltando o cursor todo para a esquerda, aplica-se uma tensão mais elevada, por exemplo, 100V CA; gira-se nova-

tação irá causar problemas, já que em rádio não são usadas tensões acima deste valor e os voltímetros comuns em geral medem tensões até essa ordem de grandeza.

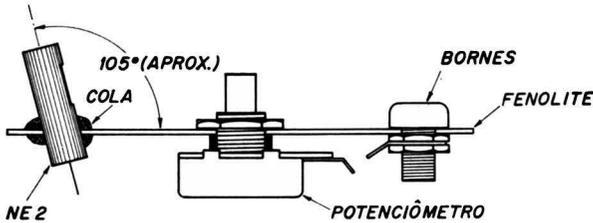


FIG. 4

ta da NE2, um pedaço de cartão preto, de modo a cobri-la inteiramente e, a seguir, recortar uma janela para que se possa ver ambas as placas.

Feito isso, passemos à Fig. 3. Ela nos mostra uma chapa feita com uma tira de material isolante (Fenolite) de 1 mm de espessura. Os diâmetros dos furos não foram incluídos na figura, pelo fato de serem determinados pelos diâmetros das peças que irão ser usadas pelo montador.

A Fig. 4 mostra a colocação das peças. A NE2 é colocada em posição ligeiramente inclinada, a fim de que se possa verificar com maior facilidade o momento em que ela acende.

A Fig. 5 apresenta uma vista inferior do aparelho montado. Uma vez terminada a montagem, coloca-se o aparelho no interior de uma caixa, cuja configuração deixamos por conta da imaginação do leitor. Na parte superior desta caixa é colocado o painel com a escala, conforme está ilustrado na Fig. 6. Esta figura não mostra as divisões exatas da escala, que deverão ser determinadas pelo montador.

Para a confecção da escala necessita-se de um outro voltímetro e diversos valores de tensão. Teremos de construir duas escalas: uma para CA e outra, para CC. Inicialmente, é aplicada uma tensão de 75V CA; girando o botão, procuramos o ponto exato em que a lâmpada se acende: neste ponto, é feita a marcação de 75V na escala "CA". Este valor pro-

mente o potenciômetro até a lâmpada acender, marcando na escala o valor 100V. Procedendo-se assim para diversos valores de tensão, ter-se-á, afinal, uma escala completa. Para CC, é usada outra escala; o procedimento é o mesmo, usando-se, porém, tensões contínuas para a aferição.

Deve-se lembrar que a tensão mínima que pode ser medida é de 75V. Teoricamente, não existiria um limite para o valor máximo, porém, problemas de dissipação e isolamento do potenciômetro limitam a leitura a um valor de 700V. Não cremos que esta limi-

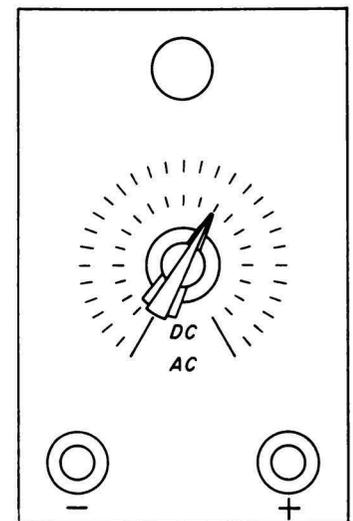


FIG. 6

Feito isto, liga-se o voltímetro aos pontos onde se quer ler a tensão e gira-se o potenciômetro até a lâmpada acender. A escala indica o valor da tensão medida.

Se as duas placas estiverem "acesas", a tensão lida será alternada; se apenas uma estiver "acesa", será contínua. Neste último caso, se a placa acesa for a da esquerda, a polaridade da tensão será a mesma indicada nos terminais do instrumento; caso contrário, isto é, se acender a plaquinha da direita, a polaridade será contrária.

Finalmente, resta apenas procurar na sucata os poucos componentes necessários e... mãos à obra!

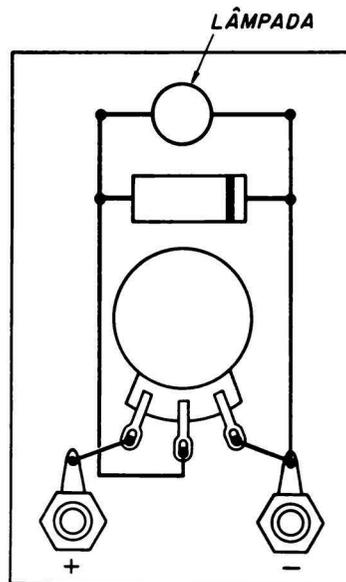


FIG. 5

Gravadores de fita magnética

A gravação em fita magnética vem encontrando, nos últimos anos, aplicação cada vez mais ampla, em transmissões de rádio, fabricação de discos, gravação de som e imagem em televisão ("video-tape") e numerosos outros campos, sem falar do seu uso por amadores.

Para perfeita compreensão do princípio de funcionamento dos gravadores de fita magnética é necessário ter-se algumas noções básicas sobre magnetismo e eletromagnetismo. Sugerimos pois, aos leitores, que recapitem o assunto, publicado no artigo "Elementos de Eletrônica" — Parte V (Revista n.º 7 — pág. 49).

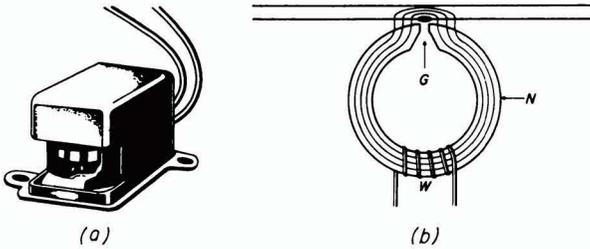


FIG. 1

Cabeça Magnética.

a — Aspecto externo.

b — Construção: N = núcleo de ferro doce laminado; W = enrolamento; G = entreferro ("gap").

PRINCÍPIO GERAL DA GRAVAÇÃO MAGNÉTICA

Básicamente, a gravação em fita magnética se resume na conversão das vibrações sonoras em correntes elétricas, que induzem campos magnéticos em um eletro-ímã imantado uma fita magnéticamente sensível, que desliza à sua frente. Na reprodução, a fita imantada deslizando sobre o eletro-ímã, gera uma corrente elétrica variável, que após amplificada, é convertida em vibrações acústicas, através de um alto-falante.

COMPONENTES DO GRAVADOR

Os componentes essenciais de um gravador típico são os seguintes:

- Fita Magnética
- Cabeça Gravadora/Reprodutora
- Cabeça Apagadora
- Amplificador
- Oscilador
- Mecanismo.

A FITA MAGNÉTICA

A fita magnética é fabricada de material termo-plástico, no qual é depositado um material ferromagnético, geralmente pó de

deve ainda obedecer aos seguintes requisitos:

- rigidez adequada, bem como certo grau de elasticidade.
- não deve encolher ou esticar (o que resultaria na flutuação do som).
- deve ser a prova de umidade e tropicalizada.
- as partículas de óxido de ferro não devem soltar-se da fita, pois poderiam acumular-se no entreferro da cabeça magnética.

O material magnético pode ser aplicado à fita de duas maneiras:

- O pó de material magnético é misturado com o material termo-plástico da própria fita.
- O pó de material magnético é misturado com um determinado tipo de verniz para, a seguir, ser aplicado à fita.

Atualmente, a fabricação de fitas magnéticas é feita pelo processo (b). Nesse processo, a espessura da fita (material plástico) é de 45μ ; a camada do verniz ocupa os 15μ restantes (somente estes 15μ sofrem magnetização).

óxido de ferro. Para se evitar ruído de fundo, os grãos de pó desse material devem ser menores do que 1μ ($0,001 \text{ mm}$). A largura da fita de acordo com normas internacionais pode variar de $6,2$ até $6,35 \text{ mm}$. O comprimento da fita varia, dependendo do tamanho dos rolos utilizados nos diversos tipos de gravadores. A espessura da fita foi padronizada em $60 \mu^*$. A fita

(*) Além dessa espessura, utilizam-se também fitas com 40 ou 30μ que permitem maior duração da gravação sem aumentar o diâmetro do carretel.

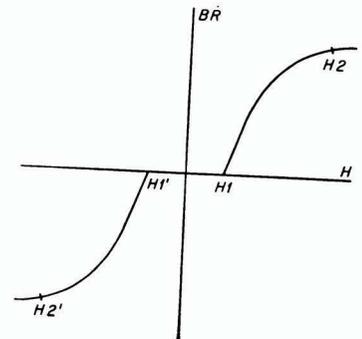


FIG. 2

Relação entre a força do campo H e a remanescência BR da fita.

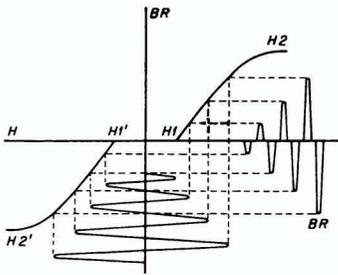


FIG. 3

São registrados na fita somente os sinais com amplitude suficiente para vencerem a força coercitiva.

CABEÇA MAGNÉTICA

A figura 1 ilustra uma cabeça magnética. Em (a) é mostrado seu aspecto e em (b) a sua construção. Constitui-se de um núcleo de ferro doce laminado (N) sobre o qual é enrolada uma bobina (W); uma estreita abertura é provida no núcleo, o entreferro (G)*. Durante a gravação, a corrente elétrica variável produzida pelo som circula através da bobina, produzindo um campo magnético variável. Esse campo magnético estará presente nos

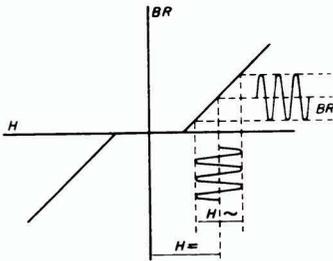


FIG. 4

Relação entre a força do campo H e a remanescência BR, com pré-magnetização por corrente contínua.

pólos do núcleo, ou seja, na abertura da cabeça magnética. Como a fita ao deslizar em contato com o entreferro, fecha o circuito magnético do núcleo, receberá as variações do campo magnético, que a imantarão; como a intensidade do campo corresponde à variação da corrente de áudio que circula pela bobina, teremos registrado na fita, diferentes graus de magnetização correspondentes às vibrações sonoras.

Na maioria dos casos, utiliza-se a mesma cabeça para grava-

ção e reprodução; existem entretanto, gravadores que utilizam duas cabeças separadas.

A NECESSIDADE DE PRÉ-MAGNETIZAÇÃO DA CABEÇA

A figura 2 ilustra a relação entre a força do campo H e a

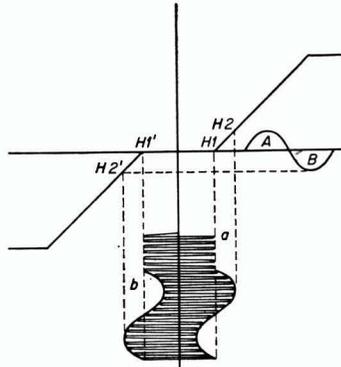


FIG. 5

Polarização com sinal de alta frequência. São registrados na fita somente os semicírculos $H_1 - H_2$ (a) e $H_1' - H_2'$ (b).

remanescência BR da fita. Se o sinal aplicado à cabeça for menor do que H_1 , não haverá imantação da fita, já que a magnetização produzida por sinais inferiores a H_1 , no campo da bobina, é reversível. A imantação da fita permanecerá somente quando o pico do campo magnético da bobina atinge um nível acima de H_1 (superando assim a força coercitiva). Essa condição está ilustrada na figura 3; como se pode verificar, haverá uma gravação porém com forte distorção do sinal. Naturalmente, a distorção poderia ser atenuada usando-se material magnético de baixa coercitividade, mas a pré-magnetização da cabeça tem sido a solução prática adotada para esse problema.

PRÉ-MAGNETIZAÇÃO COM CORRENTE CONTÍNUA

Este processo de pré-magnetização consiste na aplicação de um campo magnético produzido por uma corrente contínua, à fita magnética. A fita é magneticamente saturada por esse campo, antes de passar sobre a cabeça gravadora. O campo magnético produzido pela corrente contínua, é um pouco maior que a força coercitiva, porém, nunca demasiadamente grande: sua intensidade é escolhida de forma a permitir ao campo do sinal de gravação ser proporcional à magnetização, para que não haja distorção na gravação.

A figura 4 mostra a relação entre H e BR, quando da aplicação de corrente contínua. Como se pode observar, por esse processo aproveita-se somente a parte positiva da curva BR.

No entanto, em virtude da relação sinal/ruído não ser satisfatória, o sistema de pré-magnetização com corrente contínua é raramente usado na prática.

PRÉ-MAGNETIZAÇÃO COM ALTA FREQUÊNCIA

Sensível melhoria foi obtida na gravação em fita, com a aplicação à cabeça de um sinal de alta frequência, junto com o sinal a ser gravado. Essa forma de pré-magnetização, também dita polarização, é obtida, aplicando-se à cabeça gravadora um sinal de alta frequência (entre 30 e 100 kHz) de nível tal, que se produza um campo de amplitude $H_1 - H_1'$, conforme mostra a figura 5. Nesse sistema, quando a fita magnética desliza sobre a cabeça gravadora, sem sinal de modulação (áudio), os pequenos ímãs que se formam na fita entram em movimento reversível, pois a força coercitiva não foi vencida.

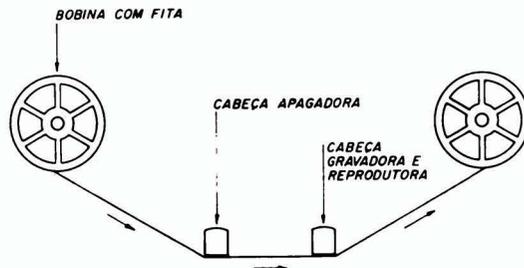


FIG. 6

A cabeça apagadora elimina da fita qualquer magnetismo remanescente ou gravação anterior; só então, a fita estará preparada para receber nova gravação.

(*) Essa abertura contém um material não magnético (geralmente cobre) para evitar que limalhas de ferro, ou outro material aí penetrem.

Se, entretanto, fôr adicionado um campo de baixa frequência, (áudio) os picos de alta e baixa frequência somam-se resultando no deslocamento para H_2 e H_2' . Examinando-se o lado a da soma de frequências, os picos (da direita) oscilam entre H_1 e H_2 e forçam os pequenos ímãs a se colocarem em uma posição permanente. Resulta assim, a iman-

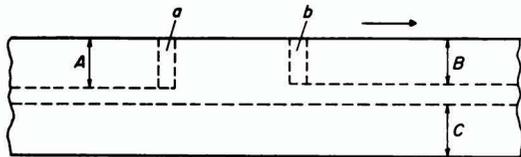


FIG. 7

Fita com duas pistas independentes. (a) representa a cabeça apagadora e (b) a cabeça gravadora.

tação representada em A, ainda na figura 5 (semicíclo positivo).

O lado esquerdo do ciclo a permanece, dentro da zona onde os pequenos ímãs entram em movimento reversível, não produzindo registro algum na fita.

Em b, as partículas de óxido de ferro colocam-se também em posição permanente, porém, em sentido negativo, produzindo magnetização oposta à anterior, indicada em B na figura 5. A fita adquire assim, o padrão de imantação correspondente ao sinal original de áudio. O efeito do campo de pré-magnetização une os dois lados A e B da curva de remanescência.

CABEÇA APAGADORA

No processo de gravação, antes da fita passar sobre a cabeça gravadora deve-se eliminar qualquer magnetismo remanescente ou modulação de gravação anterior. Essa é a função da cabeça apagadora. A figura 6 ilustra a disposição de ambas as cabeças, apagadora e gravadora, para a direção da fita magnética indicada.

A construção da cabeça apagadora é semelhante à construção da cabeça gravadora. Na cabeça apagadora a impedância da bobina é menor e o entreferro é maior.

Pelo enrolamento da cabeça apagadora circula uma corrente de alta frequência (a mesma utilizada na polarização da fita); o campo magnético alternado faz com que os ímãs moleculares da fita tomem orientações desordenadas, retirando assim, qualquer imantação. Para se obter um

campo magnético suficientemente forte, o entreferro da cabeça apagadora é maior que o entreferro da cabeça gravadora.

GRAVAÇÃO EM DUAS PISTAS

A fita magnética tem 6,25 mm de largura. Inicialmente, a gra-

vação era feita em toda a largura da fita. Posteriormente, com a melhoria da qualidade da fita, pode-se manter o chiado produzido pela fita, em 50 dB, usando-se duas pistas para gravação, mantendo-se a mesma largura.

A utilização de duas pistas dobrou o tempo de gravação para um mesmo comprimento de fita. Possibilitou ainda a gravação estereofônica, utilizando-se uma pista para cada canal.

A figura 7 ilustra uma fita com duas pistas. A distância entre as pistas é de 0,3 mm.

GRAVAÇÃO EM QUATRO PISTAS

Mais recentemente, foi introduzido o sistema de gravação e reprodução em 4 pistas. Nesse sistema, pode-se gravar numa fita, 4 gravações simples ou 2 gravações estéreo.

AMPLIFICADOR

Na quase totalidade dos casos, o amplificador usado para gravação é o mesmo usado na reprodução, fazendo-se a comutação por meio de uma chave. Em alguns gravadores utiliza-se na

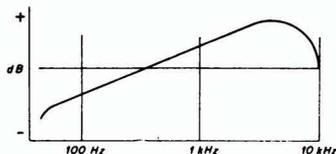


FIG. 8

Relação entre a frequência do sinal registrado na fita e a força eletromotriz (tensão) induzida na cabeça.

reprodução, um pré-amplificador adicional, pois o sinal de saída da cabeça é de baixo nível.

Para se obter resposta de frequência plana e reprodução isenta de ruídos, o amplificador deve ter recursos tais que na gravação ou reprodução, fiquem compensadas as perdas na cabeça e na fita e atenuados os ruídos de gravação.

A figura 8 ilustra a característica que indica a relação existente entre a frequência do sinal registrado na fita, e a F.E.M. induzida na cabeça (considerando-se que o sinal tenha sido gravado com corrente constante). Para se obter resposta total plana (naturalmente dentro de certos limites) — linha c na figura 9 — o amplificador deve ter a resposta de acordo com a curva b dessa figura. Isso se consegue introduzindo no amplificador de gravação ou reprodução, ou ainda em ambos, uma realimentação.

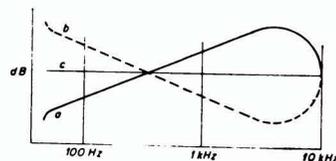


FIG. 9

Para resposta plana de frequência (c) a resposta do amplificador deve ser a indicada em (b).

Para a redução do ruído audível de alta frequência causado na gravação da fita, atenua-se, na reprodução, a resposta às frequências elevada; para compensar a perda do sinal útil que isso acarreta, amplifica-se adicionalmente a parte de frequências altas do mesmo, antes da gravação. Essa amplificação é chamada "pré-ênfase" e a atenuação na reprodução, "de-ênfase".

O filtro corretor utilizado na gravação depende não somente da velocidade da fita, mas também de suas características (características do tipo de fita utilizado com o gravador). Sua instalação é feita em um ponto adequado, antes do estágio de saída. Em alguns gravadores para mais de uma velocidade, a chave que comuta a velocidade, seleciona o filtro corretor adequado. A figura 10 mostra o esquema parcial de um amplificador na posição de gravação, com correção de agudos.

Na reprodução, a correção deverá ser efetuada também de

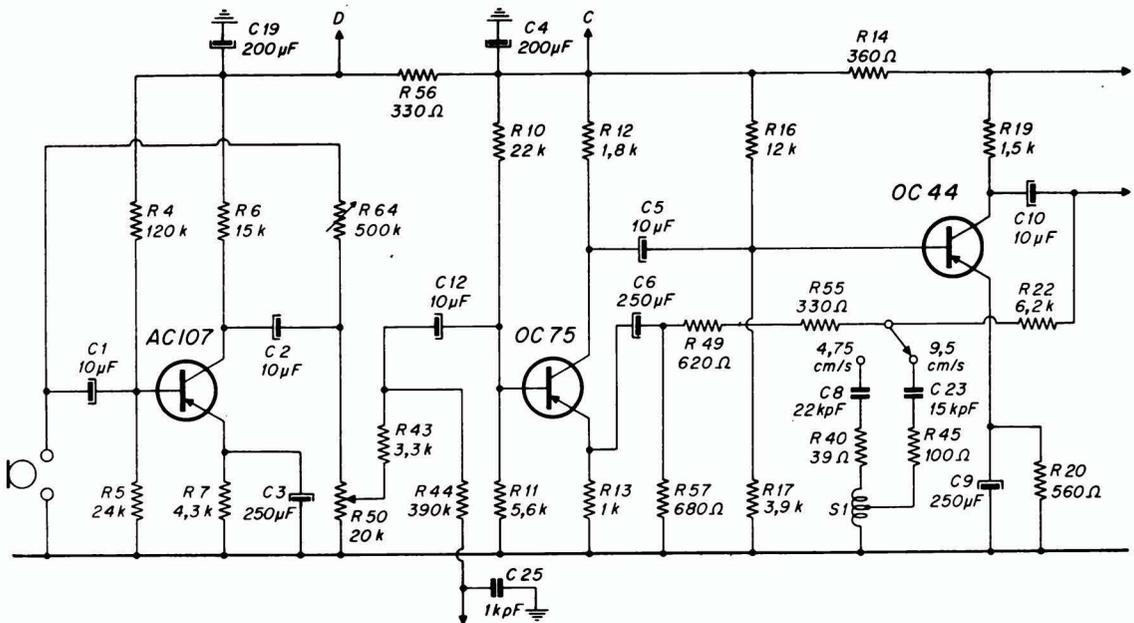


FIG. 10

Amplificador de áudio (parte) na posição de gravação. A correção de agudos é ajustada de acordo com a velocidade da fita.

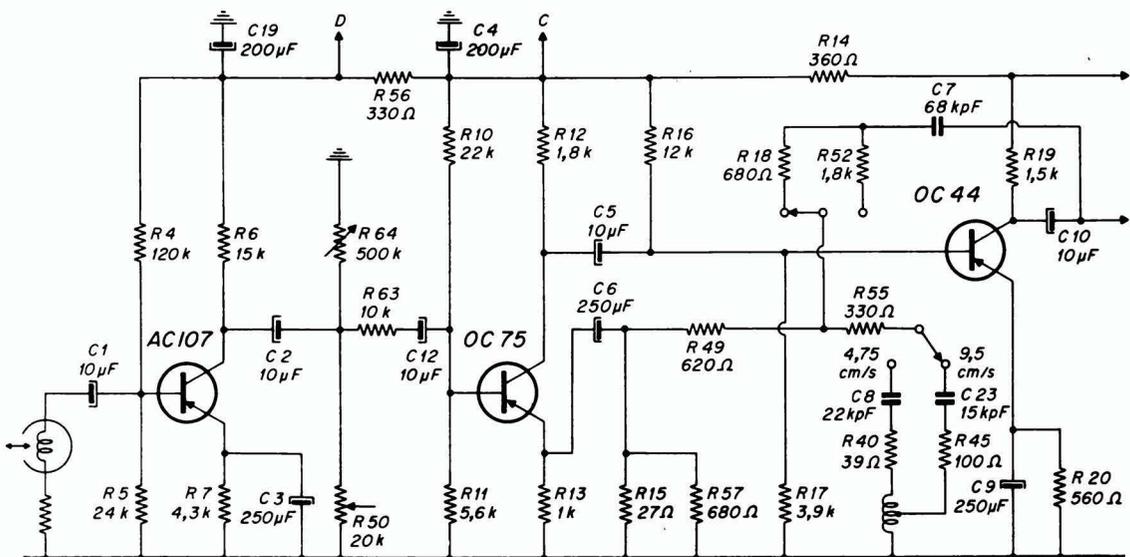


FIG. 11

Pré-amplificador na posição de reprodução. Note-se os filtros corretores para as velocidades de 4,7 cm/s e 9,5 cm/s.

acordo com a velocidade da fita. A figura 11 ilustra um pré-amplificador na posição de reprodução onde se pode observar os filtros para correção correspondentes a duas velocidades, 4,75 e 9,5 cm/s.

INDICADOR DE MODULAÇÃO

Para que não haja distorção, o sinal de áudio aplicado à cabeça gravadora não deve ultra-

passar certo limite. Para essa finalidade os gravadores têm incorporado um medidor de profundidade de modulação (mA, na figura 12). A deflexão do ponteiro é proporcional, à tensão de áudio-frequência (retificada por D₁). O capacitor C₂₃ mantém estável o ponteiro do instrumento.

FREQUENCIA

A corrente de pré-ímantação em alta frequência e a corrente

de apagamento são geradas pela unidade osciladora. A frequência desse oscilador varia entre 30 e 100 kHz.

A figura 13 mostra o circuito de um oscilador. O sinal de saída é aplicado através de C₁₂₆ à cabeça gravadora. Pela variação da capacitância desse capacitor ajusta-se a amplitude da corrente de polarização. A cabeça apagadora recebe a corrente de RF da bobina de reação.

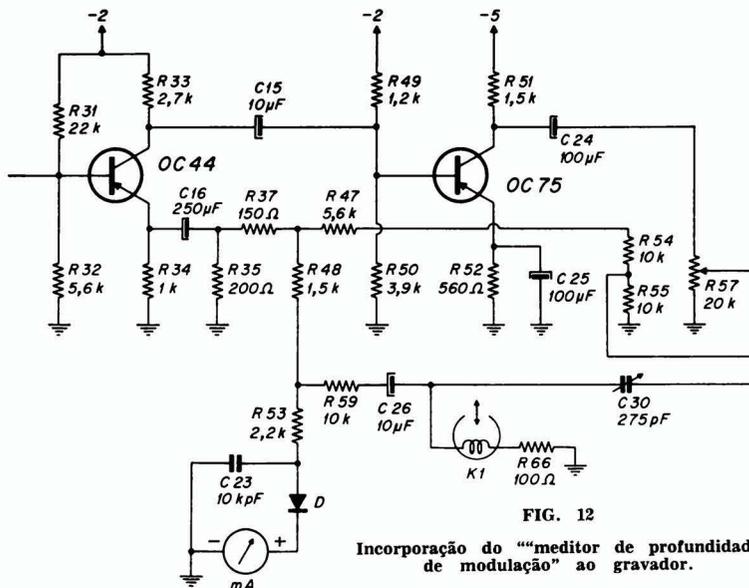


FIG. 12
Incorporação do "medidor de profundidade de modulação" ao gravador.

ajuste da impedância de filtro S_{10} , é também ajustada a corrente de polarização da cabeça gravadora (k_1).

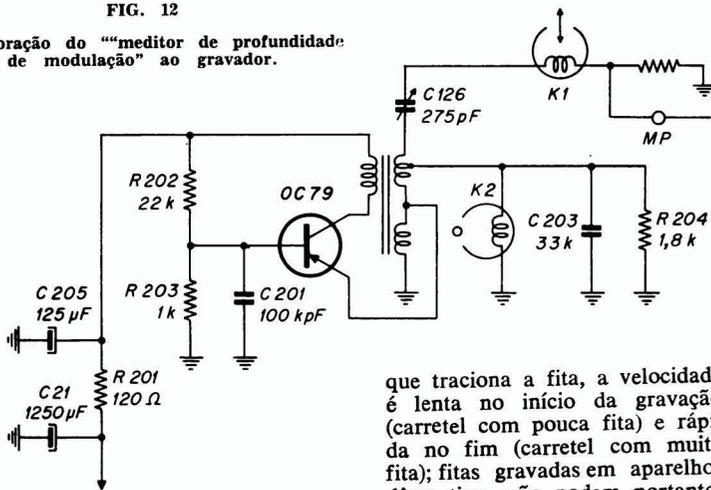
MECANISMO

Em alguns gravadores, geralmente portáteis, a velocidade da fita não é constante durante a gravação. Como o motor é acoplado diretamente ao carretel

FIG. 13 (em baixo)

Oscilador de alta frequência. A cabeça gravadora (k_1) recebe corrente através do capacitor ajustável C126; a cabeça apagadora (k_2) é alimentada pela bobina de reação (a frequência em ambas as cabeças é a mesma).

No circuito ilustrado na figura 14 o estágio de saída de áudio passa a funcionar como oscilador, quando o aparelho é comutado para gravação. Como a cabeça apagadora (k_2) forma parte do circuito oscilador, a corrente osciladora também circulará através de seu enrolamento. O filtro S_{10} - C_{16} impede a entrada do sinal do oscilador, no amplificador de áudio. Com o



que traciona a fita, a velocidade é lenta no início da gravação (carretel com pouca fita) e rápida no fim (carretel com muita fita); fitas gravadas em aparelhos desse tipo, não podem portanto, ser reproduzidas em outros gravadores.

Atualmente, a quase totalidade dos gravadores de fita têm velocidade constante. A figura 15 ilustra um aparelho com essa característica. A fita é tracionada pelo carretel através de um sistema de fricção; o eixo volante, girando a uma velocidade fixa, em conjunto com o rôlo pressor, mantém constante a velocidade da fita.

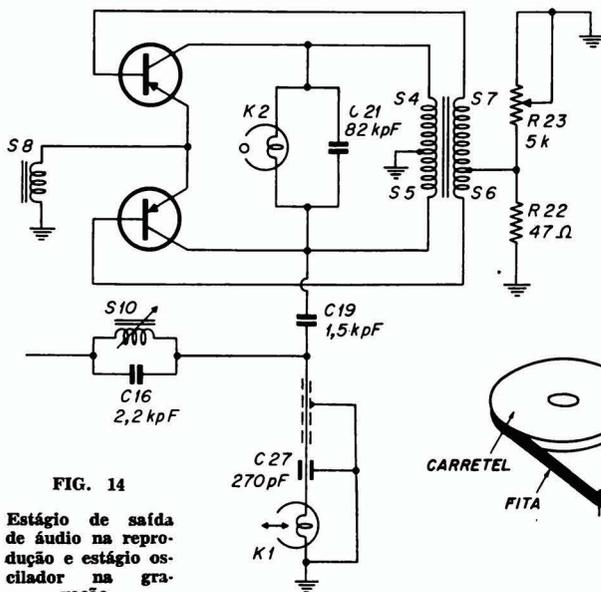


FIG. 14
Estágio de saída de áudio na reprodução e estágio oscilador na gravação.

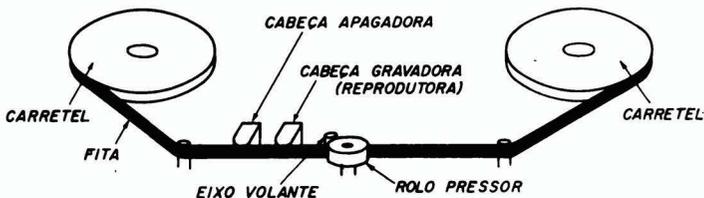


FIG. 15 (em baixo)

Sistema com velocidade de fita constante. Como o diâmetro do carretel cresce gradualmente no ato de enrolar a fita, variando assim a velocidade, o acoplamento do motor ao carretel em tração é efetuado por fricção; a velocidade da fita é mantida constante pelo eixo volante.

noSSa capa

A CONSTANTA ELETROTÉCNICA S.A.

Em nossa capa deste mês apresentamos um flagrante de uma das seções de fabricação de resistores da "Constanta Eletrotécnica S/A". Contando atualmente com 14.000 m² de área construída (em terreno de 22.000 m²), a primeira fábrica de resistores e potenciômetros da América Latina, iniciou suas atividades em 1952, em suas então ainda modestas instalações no município de Ribeirão Pires, centro industrial próximo à nossa Capital. Atualmente, cerca de 1000 pessoas, entre engenheiros, técnicos, pessoal administrativo e operários prestam sua colaboração à organização.

O equipamento industrial da Constanta é moderníssimo e dotado dos mais diversos recursos.

Um completo parque industrial foi instalado; numerosas máqui-

nas operatrizes e máquinas ferramentas, além dos setores de usinagem, estamperia, galvanoplastia e tratamento químico desenvolvem conjuntamente suas funções, para a produção de potenciômetros e resistores de alta qualidade e esmerado acabamento, segundo modernos processos de industrialização. Máquinas complexas, com elevado índice de automatização, usadas na fabricação de componentes, tornam desenvolvidas especialmente para a aplicação que têm em vista, em suas próprias oficinas.

Um laboratório eletrônico completo, com instrumental de alta precisão, controla toda a produção, através de um rigoroso teste de qualidade. Outra atividade desse laboratório é a pesquisa; continuamente são investigados novos materiais e processos, apri-

morando-se continuamente as características técnicas dos componentes, dentro das limitações de custo impostas.

O parque industrial da Constanta conta ainda com uma fábrica de cerâmica. A necessidade na fabricação de resistores de carvão, de corpos de cerâmica, dentro de rígidas especificações técnicas tornou necessária a instalação desse setor. Dotada do mais moderno equipamento, a fábrica vem produzindo cerâmica de excelentes características — além disso, seu volume de produção é tal, que além de suprir o consumo próprio, fornece os mais diversos tipos de isoladores a outras indústrias. A qualidade da cerâmica é assegurada em grande parte, pela utilização de porcelana especial, de elevada qualidade.



Vista parcial da fachada da moderna fábrica da Constanta Eletrotécnica S. A., em Ribeirão Pires, estado de São Paulo.



Aspecto da secção de usinagem de potenciômetros.

CORPOS DE BOBINA

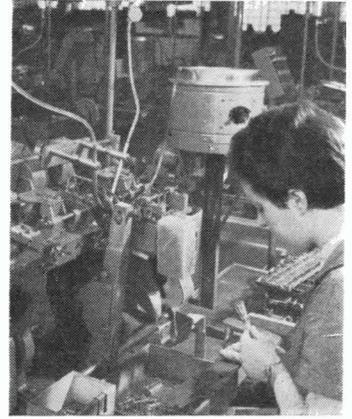
Estes componentes são fabricados com fios axiais. São utilizados para enrolamento de bobinas em geral, sendo sua construção conforme o uso específico em cada indústria.

PEÇAS DE CERÂMICA

A secção de cerâmica fabrica peças por extrusão e prensagem, tanto para a indústria eletro-eletrônica, como para fins térmicos e químicos, com matéria prima cuidadosamente selecionada e por processos rigorosamente controlados.

Além de componentes já em fabricação, estão sendo planejados novos lançamentos, principalmente, no campo da eletrônica.

A "Constanta Eletrotécnica S/A", está sempre atualizando



Uma das fases da fabricação automática de resistores de carvão.

POTENCIÔMETROS

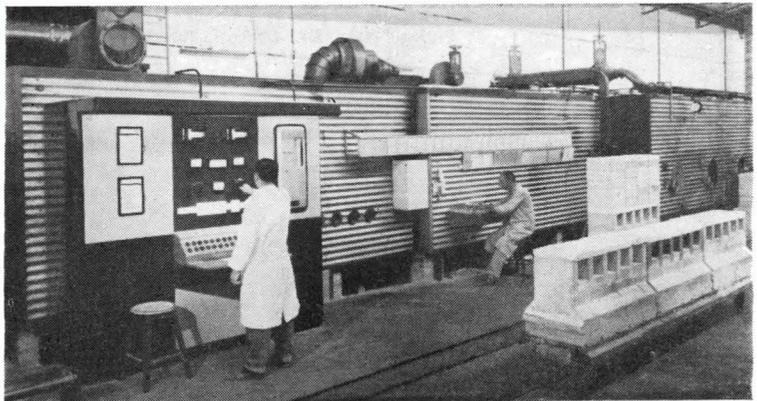
A fabricação de potenciômetros inclui todos os tipos usados atualmente na indústria Eletrônica: unidades simples, coaxiais e conjugadas; com ou sem chave; acabamentos especiais de eixos, etc., em extensa escala de valores.

RESISTORES DE CARVÃO

Os resistores de carvão da Constanta são fabricados com as dissipações de 1/10 W, 1/8 W, 1/4 W, 1/2 W, 1 W, 2 W e 3 W, com valores da norma "Retma", desde traços de ohm até 20 MΩ, com tolerância de 5% e 10%, além de resistores especiais com 1% e 2%.

RESISTORES DE FIO

Os resistores de fio são fabricados com dissipação de 5 a 400 W, em configuração convencional ou em outras configurações, sob especificações especiais dos usuários. Estes resistores são revestidos com silicone, o que assegura proteção total contra umidade.



Forno Túnel da secção de cerâmica.

seu equipamento fabril com a instalação de moderníssimas máquinas, desenvolvidas pela própria equipe de engenharia ou importadas dos grandes centros industriais da Europa.

Dentre as principais metas a serem brevemente atingidas, pode ser citado o aumento da produção anual de resistores de carvão e de potenciômetros, alcançando cifras que irão superar o consumo nacional, permitindo aumentar a cota de exportação pa-

ra Argentina e México e possibilitando a abertura de novos mercados na área latino-americana.

Cuidando de um modo especial do lema que norteia o ideal de sua equipe de técnicos e engenheiros, que é o aprimoramento técnico dos produtos, sempre acompanhando os níveis internacionais de qualidade, empenha-se a CONSTANTIA em atender as exigências do mercado nacional, mantendo assim, a confiança depositada nos seus produtos.

Pré-amplificador misturador

Grças à possibilidade de operação simultânea de microfone e toca-discos, este pré-amplificador é indicado para utilização em serviços de alto-falantes. Nas aplicações onde seja dispensável o uso simultâneo de ambas as entradas, o circuito pode ser simplificado, com a eliminação da etapa amplificadora de microfone.

Um pré-amplificador com baixa distorção, que permita o uso simultâneo de duas entradas, que utilize transistores nacionais de baixo custo e que forneça uma saída adequada para excitar os amplificadores de potência convencionais é sem dúvida o que se deseja como unidade excitadora em serviços de alto-falantes comerciais, de clubes ou parques de diversões. O circuito apresentado na Fig. 1 preenche a todos esses requisitos. Utilizando um transistor AF117 e três transistores OC71, fornece uma saída de 100mV — com apenas 0,5% de distorção harmônica — suficiente para excitar qualquer amplificador de potência.

O sistema de controle de tonalidade empregado na unidade possibilita obter, nas frequências de 50Hz e 15.000Hz, reforços de

18dB e 14dB e atenuações de 12dB e 10dB, respectivamente.

O CIRCUITO

Como pode ser visto na Fig. 1, o pré-amplificador constitui-se de três etapas distintas: amplificador de toca-discos, para cápsulas cerâmicas ou de cristal (T_1), amplificador de microfone (T_2) e etapa de saída (T_3 e T_4). No caso de não ser necessária a utilização simultânea das duas entradas, a etapa amplificadora de microfone pode ser excluída do circuito.

Em sistemas estereofônicos serão utilizadas duas unidades iguais a essa, empregando-se controles em "tandem" e um controle adequado de balanceio entre ambas as saídas.

A tensão de alimentação do pré-amplificador é de 12V. O circuito esquemático da Fig. 1 indica os valores das tensões contínuas de polarização nos diversos pontos.

Amplificador de toca-discos (cristal e cerâmico)

Nesta etapa empregou-se um transistor AF117, com o qual foi possível obter a resposta de frequência e o ganho de tensão necessários. O circuito dispõe de duas entradas, para sensibilidades diferentes: 110mV sobre 47k Ω (entrada A) e 350mV sobre 1,5M Ω (entrada B). Em função da saída que ofereça cada cápsula em particular, é conveniente ajustar-se o valor do resistor-série de entrada (R_1 ou R_2), a

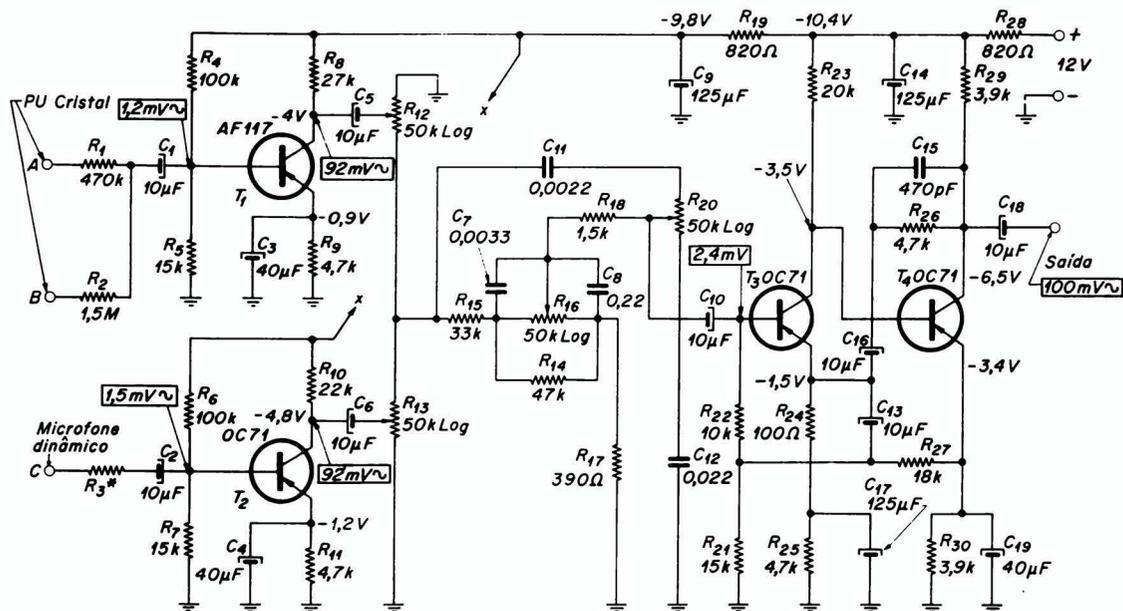


FIG. 1

fim de evitar a saturação do transistor.

Amplificador de microfone (dinâmico)

Utilizou-se aqui um transistor OC71, que proporciona uma sensibilidade de 1,5mV, com impedância da ordem de 3kΩ. Essa impedância deve ser ajustada para se adaptar à impedância do microfone, pela escolha do valor de R₃.

Contrôles

Na saída das etapas amplificadoras de toca-discos e de microfone estão instalados os potenciômetros de controle de volume. Esses potenciômetros estão acoplados à malha de controle de tonalidade, permitindo uma combinação adequada dos sinais do toca-discos e do microfone.

A malha de controle de tonalidade é de configuração convencional utilizando dois potenciômetros logarítmicos de 50kΩ. A Fig. 2 ilustra a ação dos controles de graves e agudos sobre a resposta de frequência — em I e III na condição de máximo reforço; em II e IV, na de atenuação máxima e em V a resposta para posição plana dos controles.

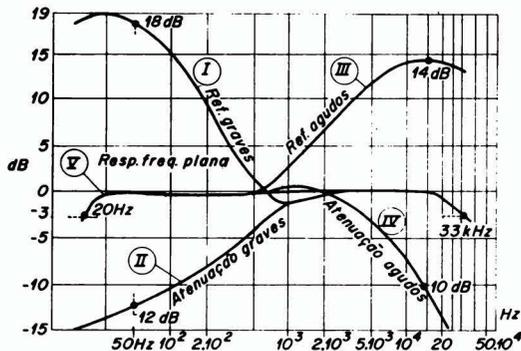


FIG. 2

Etapa de saída

Esta etapa constitui-se de um amplificador de alto ganho, de dois estágios, com acoplamento direto. Os transistores utilizados são do tipo OC71. O circuito possui realimentação de corrente contínua, o que o torna muito estável para variações de temperatura ambiente e variações de características de transistores. Foi incluído ainda outro elo de realimentação negativa de sinal, conseguindo-se características dinâmicas excelentes: baixa distorção, baixo ruído e boa resposta de frequências.

A impedância de saída apresentada pela etapa é da ordem de 150Ω.

NÍVEL DE RUÍDO

O nível de ruído com relação à saída nominal (100mV), com controles de tonalidade ajustados para resposta plana, é o seguinte: Entrada de toca-discos (em aberto):

- volume no mínimo, melhor que 59dB;
- volume no máximo, melhor que 48dB;

Entrada de microfone (em curto): volume no máximo, melhor que 58dB.

COMPONENTES EMPREGADOS

Resistores

(de carvão, 1/4 W, 10%).

R ₁	470kΩ
R ₂	1,5MΩ
R ₃	vêr texto
R ₄	100kΩ
R ₅	15kΩ
R ₆	100kΩ
R ₇	15kΩ
R ₈	27kΩ
R ₉	4,7kΩ
R ₁₀	22kΩ
R ₁₁	4,7kΩ
R ₁₄	47kΩ
R ₁₅	33kΩ
R ₁₇	390Ω
R ₁₈	1,5kΩ
R ₁₉	820Ω
R ₂₁	15kΩ
R ₂₂	10kΩ

R ₂₃	20kΩ
R ₂₄	100Ω
R ₂₅	4,7kΩ
R ₂₆	4,7kΩ
R ₂₇	18kΩ
R ₂₈	820Ω
R ₂₉	3,9kΩ
R ₃₀	3,9kΩ

Potenciômetros

(logarítmicos)

R₁₂ — R₁₃ — R₁₆ — R₂₀ 50kΩ

Capacitores

C ₁	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₂	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₃	— 40μF x 16V, eletrolítico
C ₄	— 40μF x 16V, eletrolítico
C ₅	— 10μF x 16V, eletrolítico

C ₆	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₇	— 3,3nF, poliéster
C ₈	— 200nF, poliéster
C ₉	— 125μF x 16V, eletrolítico
C ₁₀	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₁₁	— 2,2nF, cerâmica
C ₁₂	— 22nF, poliéster
C ₁₃	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₁₄	— 125μF x 16V, eletrolítico
C ₁₅	— 470pF, cerâmica
C ₁₆	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₁₇	— 125μF x 16V, eletrolítico
C ₁₈	— 10μF x 16V, eletrolítico
C ₁₉	— 40μF x 16V, eletrolítico

Transistores

(germânio, PNP)

TR ₁	AF117
TR ₂ — TR ₃ — TR ₄	OC71

ESTEREOFONIA EM FM

Em artigo anterior, descrevemos os princípios de operação dos circuitos mais comuns para transmissão estereofônica em frequência modulada. Vamos agora, tratar de alguns circuitos para recepção desses sinais. Após passar pelos estágios de rádio-freqüência, misturador e de freqüência intermediária, em que seu processamento é totalmente normal, o sinal composto, cujo espectro de freqüências vê-se à figura 1, é detetado por um detetor de relação em cuja saída temos a tensão representada na figura 2. Esta tensão é idêntica à que se aplicou ao modulador do transmissor. Verificamos que:

- a) o valor médio, representado por uma linha pontilhada, tem a mesma forma que o sinal mono-fônico;
- b) a envolvente representada por uma linha tracejada é a informação de áudio do canal esquerdo;
- c) a informação de áudio do canal direito é a que se vê representada pela envolvente em ponto e traço.

Para se retirar a informação dos canais esquerdo e direito de áudio, é necessário então que se reintroduza a portadora auxiliar de 38kHz, que no processo de transmissão é suprimida*. Com isso, obtém-se um sinal normal de uma portadora modulada em amplitude que é facilmente detetável (figura 3). As envolventes representam respectivamente os sinais dos canais esquerdo e direito de áudio. Portanto, através da detecção da envolvente, é possível separar os sinais E (canal esquerdo) e D (canal direito) diretamente do sinal composto, não sendo necessário, primeiramente, separar-se o sinal mono-fônico (soma E+D) do sinal estereofônico (diferença E - D) e depois recombiná-los. Evidentemente, para isso são necessários dois detetores: um para retificar o lado positivo do sinal composto e outro o lado negativo (figura 5). A dificuldade que existe na detecção das envolventes do sinal composto estereofônico é a de que a freqüência da portadora (38kHz) é muito próxima à freqüência de áudio mais alta (15kHz). A escolha da constante de tempo (R e C) do detetor é baseada em um compromisso entre:

- a) distorção das freqüências mais altas de modulação;
- b) eficiência do detetor;
- c) resposta em freqüência requerida;
- d) distorção para maiores porcentagens de modulação.

Porém, é muito difícil de se poder estabelecer um compromisso satisfatório entre essas 4 fatores para nosso circuito. Além disso, êle apresenta a des-

(*) Isto é feito utilizando o sinal de 19kHz, contido na informação total transmitida, e o dobrando, para tanto utilizando um retificador de onda completa. No circuito que mostramos na figura 4 temos a vantagem de que os 19kHz não aparecem na saída.

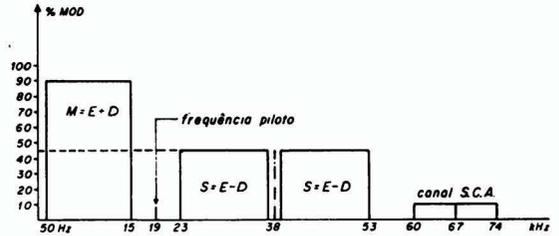


FIG. 1

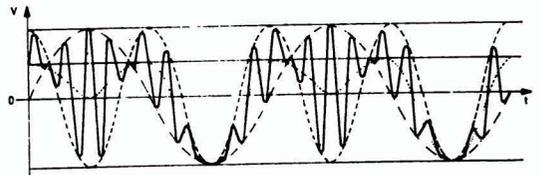


FIG. 2

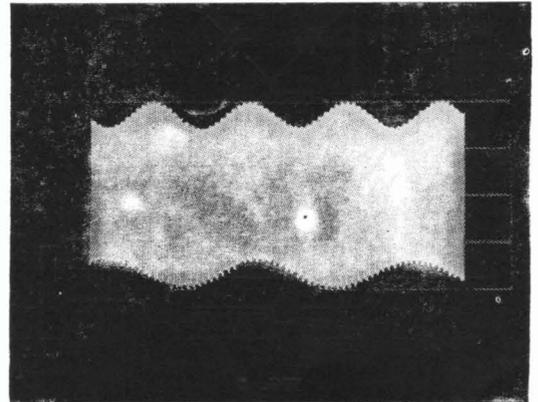


FIG. 3

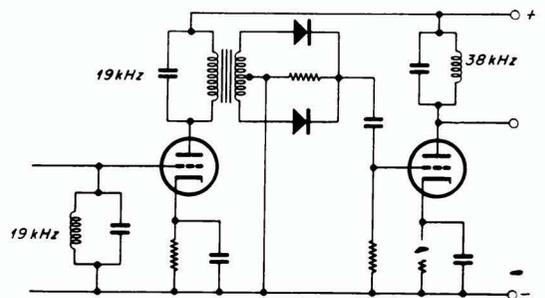


FIG. 4

vantagem de não ser compatível já que o sinal monofônico seria detetado com distorção muito alta.

Tôdas essas dificuldades são suplantadas pelo detetor em anel (figura 6), cujo princípio será explicado em seguida. Ele apresenta vantagens importantes como: introduzir uma distorção consideravelmente menor, apresentar uma característica de frequência linear e compatibilidade, que contrabalançam de modo apreciável a desvantagem de uma menor saída.

No detetor de anel, o sinal composto estéreo-fônico é chaveado com uma frequência de 38kHz entre as saídas E e D, por meio da subportadora recuperada através do sinal piloto de 19kHz. Durante o meio ciclo positivo do sinal de 38kHz de-

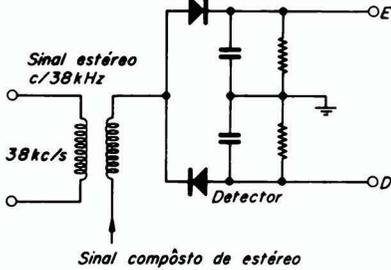


FIG. 5

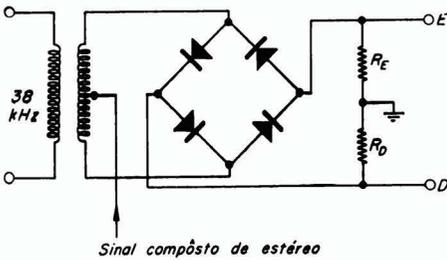


FIG. 6

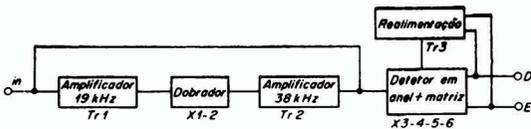


FIG. 7

envolve-se uma tensão sobre R_E e durante o meio ciclo negativo sobre R_D . Estas tensões são proporcionais aos sinais esquerdo (E) e direito (D) de áudio. O sinal de 38kHz não aparece na saída devido à conformação em ponte do circuito, não acarretando, portanto, sobrecarga do amplificador de áudio. Quando não existe a subportadora, o sinal passa sem distorção para a saída — as metades positivas através de um dos jogos de diodos e as metades negativas através do outro — o que torna compatíveis as transmissões estéreo e mono.

Todo o processamento que o sinal sofre depois de passar pelo detetor de relação é agrupado em um conjunto denominado decodificador, cujo diagrama de bloco se vê na figura 7. O esquema de um decodificador pode ser visto na figura 8. O sinal proveniente do detetor de relação é aplicado entre os pontos 1 e terra. O primeiro estágio é um amplificador de 19kHz. O circuito $S_1-C_2-C_1$, está sintonizado em 19kHz, assim como o circuito de coletor de TR_1 . A seguir, o sinal é dobrado pelos diodos X_1 e X_2 , que funcionam como um retificador de onda completa, aparecendo a tensão retificada através de R_3 (figura 9a). Detalhando um pouco mais, poderíamos dizer que durante o primeiro meio ciclo, o diodo X_1 conduz e V_{AB} aparece como uma tensão positiva através de R_3 , durante o segundo meio ciclo X_2 conduz e agora aparece V_{BE} , também positiva, sobre R_3 . A representação gráfica de V_{AB} e V_{BE} é vista na figura 9b. O sinal resultante V_{DB} , ilustrado na figura 9c, é uma retificação de onda completa do sinal de entrada e sua frequência é, portanto, o dobro de V_{AB} . A tensão através de R_3 é aplicada à base de TR_2 , cujo circuito coletor ($S_7 - C_9$) está sintonizado em 38kHz. Este sinal é aplicado ao detetor de anel (ring-modulator) cujo funcionamento vamos procurar detalhar. A função desse circuito composto dos diodos X_3, X_4, X_5 e X_6 e das resistências R_9, R_{10}, R_{11} e R_{12} é como já vimos, detetar o sinal de áudio D e E do sinal composto estéreo. A tensão através de S_7 induz tensões de polaridades inversas em S_8 e S_9 . Essas tensões são somadas ao sinal M + S, que atinge a tomada central de S_8 e S_9 através do circuito $C_5 - S_3$, que está sintonizado em 67kHz, para bloquear uma informação suplementar que eventualmente, pode estar presente (essa portadora adicional é utilizada nos E.U.A. para programas de músicas contínuas para bares, hotéis, etc.). A figura 10 dá uma idéia simplificada, do que acontece: a tensão V_{AB} é a soma da tensão produzida pelo estágio dobrador e do sinal M + S sendo que a fase do sinal de 38kHz supri-

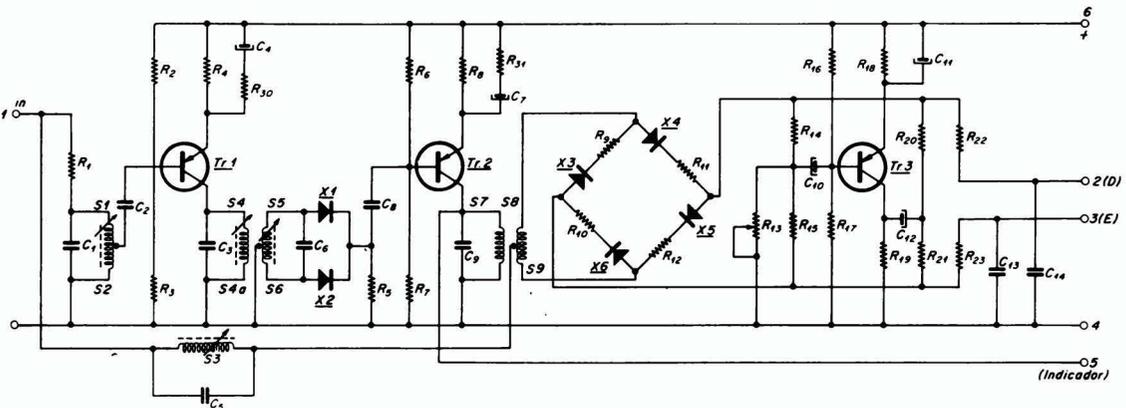


FIG. 8

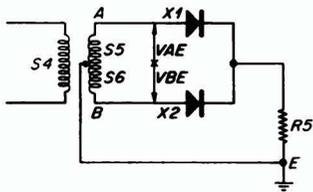


FIG. 9-a

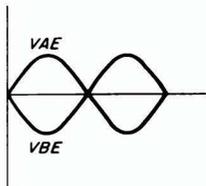


FIG. 9-b

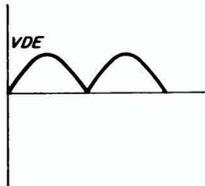


FIG. 9-c

mida na transmissão. Já a tensão V_{BE} consiste no sinal de 38kHz somado ao sinal $M+S$ porém com fases opostas. As envolventes em V_{BE} é claro, estarão em lugares opostos, quando comparadas com V_{AE} , mas continuam em fase entre si.

A figura 11 nos mostra claramente, que o diodo X_5 conduz no ciclo positivo de V_{AE} e X_3 no negativo de V_{BE} . De maneira semelhante X_4 deixa passar o ciclo positivo de V_{BE} e X_6 o negativo de V_{AE} . Resumindo, os diodos X_4 e X_5 permitem o aparecimento do sinal direito (D) em R_{14} enquanto que X_3 e X_6 asseguram sobre R_{15} o aparecimento do sinal esquerdo (E).

A tensão de 38kHz sobre S_5 resulta numa corrente que flui através de X_6 e R_{15} nos semiciclos positivos, produzindo, portanto, uma tensão positiva sobre R_{15} . Ao mesmo tempo, a tensão de 38kHz induzida em S_6 (com fase oposta à anterior) resulta em uma corrente através de X_3 e R_{15} , produzindo, uma tensão negativa sobre R_{15} . Daí resulta que em R_{15} temos duas tensões iguais, mas de polaridades diferentes que evidentemente se cancelam.

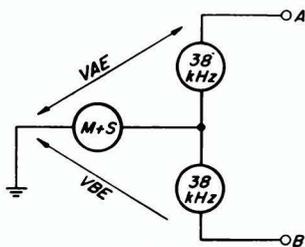


FIG. 10

Sobre R_{14} , as tensões geradas pelo sinal de 38kHz, cancelam-se da mesma forma. Assim, na saída do detetor não aparecerá nenhum sinal de 38kHz.

Os resistores R_9 , R_{10} , R_{11} e R_{12} têm dupla função. Para sinais estéreo eles asseguram que o circuito S_1 e C_1 não seja muito amortecido. Quando recebemos sinais monofônicos eles atenuam a distorção não-linear devida aos diodos. A figura 12 nos mostra o detetor de anel recebendo um sinal monoaural. As metades positivas passam através de X_4 e X_6 e as negativas de X_3 e X_5 . Conseqüentemente, o sinal total monoaural é obtido através de R_{14} e R_{15} . As características dos diodos sendo não-lineares, o sinal sofrerá distorção, embora ela seja atenuada pelos resistores acima mencionados.

O circuito de TR_3 é um compensador de diafonia, já que na prática resulta na presença, depois do detetor em anel, de um pouco do sinal direito juntamente com o esquerdo e vice-versa.

Supõe-se que sobre R_{15} , está presente uma tensão de 4V (E) + 1V (D), e através de R_{14} , uma tensão de 4V (D) + 1V (E). Por R_{14} , começa a circular uma corrente como resultado das tensões através de R_{14} e R_{15} . Ambos resistores, formam com R_{13} , um divisor de tensão de 1 a 10. Assim nos extremos de R_{13} se encontra:

$$\frac{4V (E) + 1V (D) + 4V (D) + 1V (D)}{10} = 5V (E) + 5V (D) = 0,5V (E) + 0,5V (D)$$

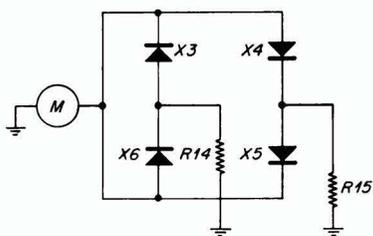
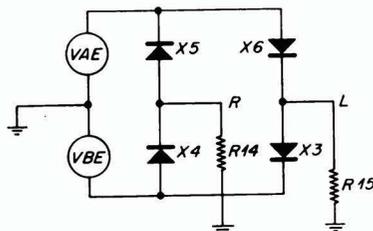


FIG. 11

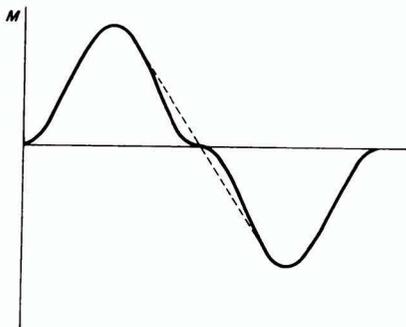


FIG. 12

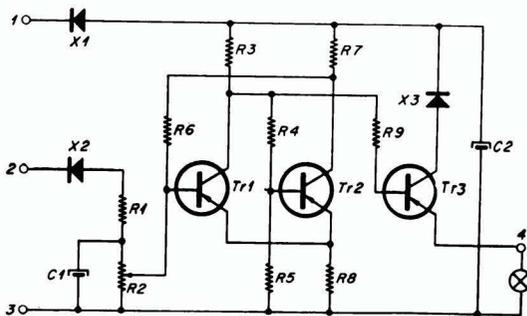


FIG. 13

Este sinal é amplificado por T_{33} e defasado em 180° . Supondo que o fator de amplificação seja igual a 2, se aplica a cada canal (0,5V esquerdo + 0,5V direito) $\times (-2) = -1V$ esquerdo - 1V direito.

O sinal (-) indica que houve inversão de sentido do sinal.

Agora, observando a tensão para o canal esquerdo (portanto, ponto 3 com relação à terra), resulta que o sinal esquerdo é:

4V esquerdo + 1V direito - 1V esquerdo - 1V direito = 3V esquerdo.

Desta forma, a diafonia se compensa, visto que não há nenhuma informação direita no sinal esquerdo. O mesmo se pode dizer para o canal direito.

figura 13, pode ser visto o esquema de princípio. Quando há presença de um sinal multiplex, temos um sinal de 38kHz, entre o ponto 5 do decodificador e a terra (vide fig. 8). Esta tensão é aplicada ao ponto 2 do indicador. Por retificação, aparece na base de TR_1 (fig. 13), uma tensão contínua, a qual se pode regular com o auxílio de R_2 . Esta tensão é negativa com respeito à terra. TR_1 é um transistor PNP, motivo pelo qual, a corrente de coletor, aumentará a medida que a tensão de base seja mais baixa. Em consequência, também aumenta a queda de tensão através de R_3 . Por sua vez, a tensão através de $R_4 - R_5$ será menor, sendo menos negativa. Por isso, diminui a corrente de coletor de T_2 e, assim, diminui a tensão através de R_7 ,

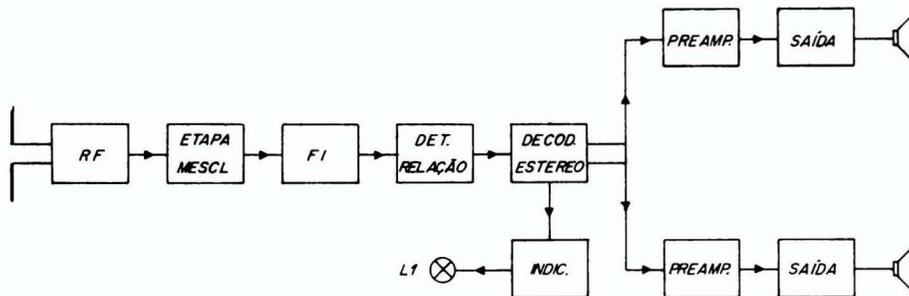


FIG. 14

Na prática resulta (a consideração anterior é naturalmente teórica) que uma relação de diafonia de 28dB é folgadoamente suficiente para um bom efeito estereofônico.

Observação: R_{13} é ajustado na fábrica e não se pode reajustar com auxílio de uma emissão normal estereofônica. Para isso se necessita um gerador estereofônico.

O INDICADOR DE ESTEREOFONIA

Para indicar se uma emissão é ou não estereofônica, se usa um indicador de estereofonia. Na

motivando o aumento de corrente do coletor de TR_2 (fica mais negativo). Esta tensão se aplica a $R_6 - R_7$. O fenômeno provocado pela retificação do sinal de 38kHz, fica amplificado, sendo pois um fenômeno acumulativo. A corrente de coletor de TR_3 depende da tensão de base, a qual depende, por sua vez, da tensão através de R_3 . Quando esta tensão fôr suficientemente alta, circulará corrente suficiente para acender a lâmpada L_1 , a qual dará uma indicação de que se trata de uma emissão estereofônica.

A figura 14 ilustra um diagrama em bloco do receptor de F.M., que pode receber ainda sinais estereofônicos.



GERADORES TERMO-ELÉTRICOS

(Continuação da pág. 137)

Existe um considerável incentivo para se desenvolver semicondutores que não se tornem intrínsecos antes de $1.100^\circ C$ e um grande número de materiais estão sendo investigados, principalmente nos E.U.A., pela Westinghouse Corporation. Uma possibilidade muito estudada atualmente parece ser a adição de pequenas quantidades de impurezas devidamente escolhidas, a substâncias que são normalmente isolantes. O óxido de níquel puro, por exemplo, é um isolante, mas quando modificado pela adição de três por cento de lítio enfraquece as forças de ligação que prendem alguns elétrons orbitais aos átomos de níquel, de forma que êsses elétrons podem ser facilmente libertados e transportar corrente quando o material é aquecido.

Existe ainda um problema na fabricação desses novos semicondutores. A adição de certas impurezas parece dar certo em alguns casos e falhar em outros; e, não é importante somente achar-se a impureza adequada, mas a proporção em que esta deve ser adicionada, a qual é muito crítica. A teoria simplificada dos semicondutores descrita ante-

riormente, nem sempre fornece uma explicação satisfatória desses caprichos aparentes, e a necessidade de um quadro teórico mais adequado, está atualmente sendo admitida pelos estudiosos da matéria.

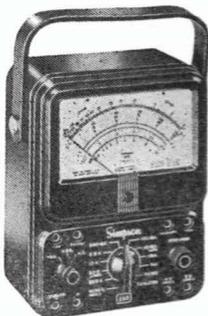
Outros problemas estão ainda associados com a utilização desses novos materiais em termopares e a montagem desses em termopilhas completas. A montagem, obviamente, deve ser feita de forma a diminuir a resistência elétrica de contato entre os diferentes materiais empregados, já que uma alta resistência de contato teria o mesmo efeito que uma alta resistência interna do material, reduzindo a eficiência do gerador.

As termopilhas, em temperaturas de 260 ou $3150^\circ C$ devem ser protegidas do ambiente para se evitar corrosão e a conseqüente deterioração das junções. Para se manter as perdas térmicas baixas, cada elemento deve ter pequena área de secção transversal, evitando assim que o calor passe da junção quente para a junção fria. Por outro lado, essa área não deve ser tão pequena que dificulte o fluxo da corrente elétrica. Geralmente, um compromisso efetivo deve ser determinado para cada material.

(Continua no próximo número)

INSTRUMENTOS DE MEDIÇÕES ELÉTRICAS

JAGUIME



LABORATÓRIO
ESPECIALIZADO
EM
CONCERTOS
DE:

Pirômetros, reguladores, indicadores, multitester, voltímetros, amperímetros tipo padrão, painel, etc., nacionais e estrangeiros.

Rua Santa Ifigenia, 370 - 2.º and, s/6
Fone 36-4053 - Ramal 6
SÃO PAULO

ESQUEMAS INVICTUS

Em meados de agosto será lançado no mercado a 2.ª edição deste livro que tanto sucesso alcançou em sua primeira edição.

A obra foi completada e atualizada, incluindo agora TODOS OS ESQUEMAS DOS RÁDIOS E TELEVISORES INVICTUS, fabricados até fim de 1966.

Reserve desde já o seu exemplar, ao preço de NCr\$ 7,00.

Pedidos, acompanhados de cheque, vale postal ou carta com valor declarado devem ser enviados a:

ETEGIL

EDITORA TÉCNICO GRÁFICA
INDUSTRIAL LTDA.

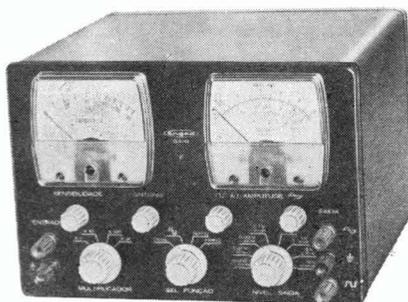
Rua Sta. Ifigênia, 180 - C. Postal, 30869,
São Paulo



instrumentos...

Engro

GERADOR DE ÁUDIO E
FREQUÊNCIMETRO
MODELO GA-10



a) **Gerador de onda senoidal**

- 1 — Faixa de freqüência: 10 Hz a 100 kHz em 4 faixas
- 2 — Precisão da indicação de saída: $\pm 5\%$
- 3 — Distorção menor que 1,5% entre 20 Hz e 20 kHz

b) **Gerador de onda quadrada**

- 1 — Faixa de freqüência: de 10 Hz a 100 kHz
- 2 — Amplitude de saída: 0-2 VPP sôbre $Z = 10\text{ k ohms}$

c) **Freqüêncímetro**

- 1 — Faixa de freqüência: 10 Hz a 100 kHz
- 2 — Precisão: $\pm 3,5\%$
- 3 — Sensibilidade: 0,2 V rms

**INSTRUMENTOS ELÉTRICOS
ENGRO S. A.**

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

NOVIDADES EM LIVROS

EM PORTUGUÊS

	NCr\$		
E. J. BLACK — Corrente Contínua de Magnetismo — 128 páginas	3,70	L. SMIT — Iluminação — 222 páginas, 125 ilustrações, Brochura	5,50
L. V. BOFFI e J. A. M. COUTINHO — Elementos de Análise de Sistemas Lineares — 258 páginas	6,30	E. J. CASSIGNOL — Semicondutores — Física e Eletrônica — Teoria e Prática — 660 páginas, encadernado	26,00
Z. FUZESI — Aplicações da Teoria do Tráfego Telefônico — 306 páginas	15,00	E. J. CASSIGNOL — Semicondutores Física e Eletrônica — 344 páginas, encadernado	15,00
A. PICQUENARD — Propagação das Ondas Radioelétricas nos Meios Naturais — 377 páginas, 179 ilustrações	16,20	Manual de Válvulas e Cinescópios Miniwatt — Com suplemento 1963/70 — 60 páginas	7,50

—0—

EM CASTELHANO

	NCr\$		
ARBÓ — The Radio Amateur's Hndbook — 618 páginas	28,50	MARANTONIO — Electronica Industrial ..	48,00
GALABRU — Obras de Fabrica y Metalicas	36,00	MAZZILLI — Soldadura al Arco	7,20
PAZ — Tractores	11,40	SCORIAZZA — La Herramienta	14,00
APRAIZ — Fundiciones	9,60	BRAY — Metalurgia Extractiva de los Metales	44,00
APRAIZ — Aceros Especiales	24,00	BRADLEY — Recubrimientos Protectores Metales	52,00
TAYLOR — Fundicion para Ingenieros ...	28,90	BALBOA — Tratado de Resistencia Soldadura	20,00
MORSE — Centrales Electricas	57,80	TRINKS — Fundamentos de la Laminacion	56,00
HOLZBOOK — Instrumentos de Med. y Control	46,90	LOPEZ — Problemas Res. de Mecanica-Fisica	48,00
SIEGEL — Computadoras Digitales	54,10	TECNICAS — de Transformacion de los Materiales	56,00
MIT — Circuitos Electricos	57,80	WENDEHORST — Tablas Numericas para la Construccion	26,00
HANSEN — Diseño Mod. Estruc. Mareira .	36,80	SANJUAN — Compendio de Res. de Materiales 2 Vls.	66,00
PALMER — Mecanica de los Materiales ..	46,90	RAIIS — Trat. de Calef. Vent. Acond. Aire	96,00
SIMONDS — Plasticos Formulacion	32,60	AFA — Defectos de Fundicion	14,00
PEZZANO — Manual de Dibujo Tecnico ..	51,00	ZEMANSKY — Calor y Termodinamica ..	24,00
ESTRADA — Termodinamica Tecnica	66,00	BURTON — Metalurgia Aplicada	36,00
WAGANOFF — Hornos Industriales	30,00	MACHU — Galvanotecnica Moderna	36,00
WAGANOFF — Fundicion Centrifuga	28,50	TOST — Corrosion y Proteccion	52,00
WAGANOFF — Prensa Hidraulicas	54,00	JONES — Manual Universal de la Tec. 2 Vls.	79,60
FREYRE — Tecnologia Mecanica	39,00	LE GRAND — Nuevo Manual de Taller Mec. 2 Vls.	120,00
INGERSOLL — Mecanica de los Fluidos ..	43,50	MILLES — Energia Mediante Vapor Aire ..	24,00
POHLMANN — Manual de Tecnica Frigorifica	40,00	HONER — Alrredor del Trab. de la Madeira	14,00
VIRASORO — Dibujo Tecnico	45,10	BARTSCH — Alrredor del Torno	14,00
ZOPPETTI — Centrales Hidroeletrica ...	55,00	GERLING — Alrredor Maq. Herramientas .	14,00
ESTEBAN — Tecnologia de los Metales ..	36,00	MAYNARD — Manual de Ing. de la Produccion Ind.	136,00
CHAPMAN — Transmision del Calor	48,00	REVERTE — Manual del Aluminio	88,00
WAGANOFF — Diccionario de Fundicion Basico	10,50	HUTTE — Manual del Ing. del Taller 2 Vls.	138,00
ROSSI — Utijales Mecanicos	39,20		
ROSSI — Estampado en Frio de la Chapa .	39,20		
SCIOZA — Motores Endotermicos	48,00		

FAÇA UMA VISITA A NOSSA LOJA

ETEGIL

Editôra Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 180 — CAIXA POSTAL 30.869 — END. TELEGRÁFICO: "GRAFTRON"
SÃO PAULO

SEMICONDUCTORES

GENERAL ELECTRIC

C 106-SCR de baixo custo, 200 V 2A, ideal p/ controle de motores em aparelhos domésticos, conversores de CC para CA, contadores em anel etc.

TRIAC: substitui dois SCR em rede de 110 ou 220 V. Acionado com sinal de 3 V (positivo ou negativo) conduz em ambas as direções. Ideal para dimmers, controle de temperatura, máquinas automáticas etc.

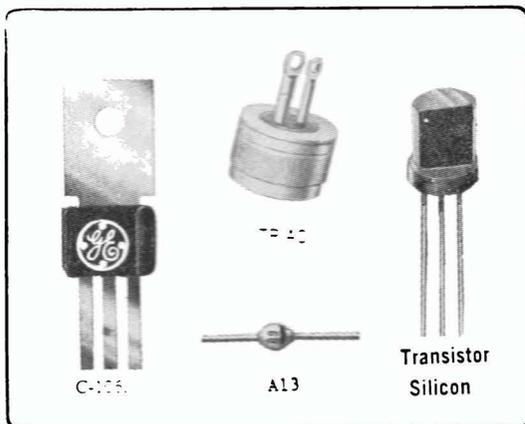
A 13: minúsculo retificador, fechado hermêticamente em vidro, de superfície passivada. fornece 1 A a 50°C sem dissipador. Corrente (do pico) 30 A, PIV até 600 V.

TRANSISTORES DE SILÍCIO: 43 tipos de baixo custo, para todas as frequências, desde áudio até UHF.

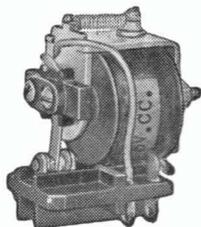
Informações e vendas em:

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS
ARTIMAR LTDA.

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



RELÉS



TIPO AB 1
1, 2 e 3 pólos reversíveis



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

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

RELÉS ESPECIAIS PARA TRANSISTORES
PRODUTOS ELETRÔNICOS METALTEX LTDA.

METALTEX

R. JOAQUIM FLORIANO, 307 — SÃO PAULO
Tel.: 8-6850

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 500 Volts — qualquer capacidade
Solicitem catálogos à

SAFCO S/A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO

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

EDIÇÕES PBC

Manual de válvulas PBC	17,00
Livros esq. de transmissão e recepção	7,50
Livros esq. de amplificadores	7,50
Livros esq. de gravadores . . .	7,50
Livros esq. de instrumentos .	7,00
Livros esq. rádio p/ auto — vol. 1	3,50
Livros esq. rádio p/ auto — vol. 2	3,50
Livros esq. p/ rádios transistorizados - tomo 1	4,50
Livros esq. p/ rádios transistorizados - tomo 2	4,50
Livros esq. p/ rádios transistorizados - tomo 3	4,50
Livros esq. p/ rádios transistorizados - tomo 4	4,50
Livros esq. de televisão - vol. 1	8,50
Livros esq. de televisão - vol. 2	8,50
Livros esq. de televisão - vol. 3	8,50
Equivalência de válvulas	7,00
Equivalência de transistores .	9,00

PBC empresa editora Ltda

R. Timbiras, 502 - Salas 201 - 204 -
205 - Tel.: 36-7203 -

C. Postal, 30.202 - S. Paulo
Atendemos por reembolso

SENHOR INDUSTRIAL

Confie seus instrumentos de medição e registro a uma firma especializada, garantida por uma longa tradição de bons serviços e devidamente credenciada pela General Electric norte-americana para a manutenção dos instrumentos de sua fabricação (Galvanômetros, Potenciômetros Registradores, Megôhmetros, Wattômetros, Pirômetros, Multímetros, etc.)

IMPORTANTE: Todos os instrumentos da linha GE, dentro da garantia, serão reparados sem ônus algum.

FUNDADA EM 1944

**Bernardino, Migliorato
& Cia. Ltda.**

Rua Vitória, 562 - Sobreloja - Cj. 12
Tel.: 36-1250 - SÃO PAULO

ELETRÔNICA CENTENÁRIO



COMPLETO ESTOQUE
DE MATERIAL PARA
RÁDIO, TELEVISÃO
E ELETRÔNICA EM
GERAL.



OS MELHORES PRE-
ÇOS DA PRAÇA.

SOLICITEM LISTAS
DE PREÇOS

ELETRÔNICA CENTENÁRIO LTDA.
RUA DOS TIMBIRAS, 227
TEL. 34-7837 - SÃO PAULO