

eletrônica

SETEMBRO/OUTUBRO 1967 - Nº 23

NCr\$ 1,00

LEIA NESTE NÚMERO

- Gerador de RF, FI e áudio
- Amplificador 20 W, transistorizado

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

PARA INSTRUMENTOS
MUSICAIS
E ALTA-FIDELIDADE



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

ALTOFALANTE
NOVIK

PE

Gostaríamos da sua opinião:

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

- e você?



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

NOVIK S.A. INDÚSTRIA
COMÉRCIO

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

eletrônica

volume IV - número 23 - setembro/outubro 1967

diretor responsável Adalberto Miehe
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 Finatti
fotografias Fotolabor Ltda.
clichês Clicheria Unida S. A.
serviços gráficos Escolas Profissionais Salesianas
distribuição exclusiva para todo o Brasil Fernando Chinaglia Distribuidora S. A.
R. Teodoro da Silva, 907
Rio de Janeiro
distribuição em Portugal e Províncias Ultramarinas Centro do Livro Brasileiro Ltda.
R. Rodrigues Sampaio, 30-B
Lisboa
proprietários e editores ETEGIL
Ed. Técnico-Gráfica Industrial Ltda.
redação e administração R. Sta. Ifigênia, 180
Tel. 35-4006 - C. P. 30 869
São Paulo - Brasil

PREÇOS

Exemplar avulso NCr\$ 1,00

ASSINATURA 1 ANO

Registrada NCr\$ 5,00

Aérea Registrada NCr\$ 7,00

ASSINATURA 2 ANOS

Registrada NCr\$ 9,00

Aérea Registrada NCr\$ 13,00

ASSINATURA 3 ANOS

Registrada NCr\$ 13,00

Aérea Registrada NCr\$ 19,00

As assinaturas deverão ser enviadas para

ETEGIL — C. P. 30869 — S. Paulo

ÍNDICE

GERADOR DE RF, FI E ÁUDIO	221
RECEPTORES SUPERHETERODINOS	228
REPARAÇÕES EM RECEPTORES DE RÁDIO	231
AMPLIFICADOR 20W	234
O DISPARADOR SCHMITT	236
TRANSISTORES DE POTÊNCIA — II	237
GERADORES TERMOIÔNICOS — I	241
VOLTÍMETRO DE M.A.T.	245
ENCICLOPÉDIA DOS SEMICONDUTORES — II	247
PARA O PRINCIPIANTE: AMPLIFICADOR DE 3 VÁLVULAS	251
DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA ZIOMAG EZ 535	254
NOSSA CAPA: PHILCO RÁDIO E TELEVISÃO LTDA.	256
MULTIVIBRADORES A TRANSISTORES	258

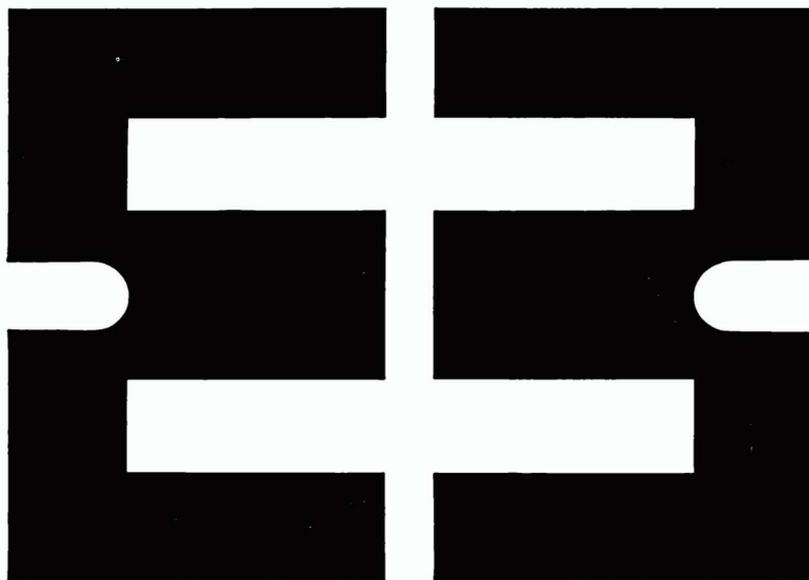
Todas as aplicações aqui descritas, utilizam materiais facilmente encontrados no mercado nacional.

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

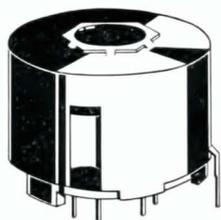
Detalhê da fabricação de transistores de silício, pelas técnicas Planar e Epitaxial Planar, na Philco Rádio e Televisão Ltda., em S. Paulo.

CAPA

componentes e materiais



produtos profissionais
para equipamento
profissional e
aplicações industriais



ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFISSIONAIS

SÃO PAULO

Com. Válvulas Valvolândia Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 299 - Tel.: 34-0004

Electro Rádio Ltda.

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

Electron News - Rádio e TV Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 349 - Tel.: 35-1967

Casa Sotto Mayor S.A.

Rua Líbero Badaró, 645 - Tel.: 36-3166
Rua Santa Ifigênia, 502 e 645
Tel.: 34-8895

Casa Rádio Teletron Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 569 - Tel.: 37-8306

Fornecedora Eletrônica Fornel Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 304 - Tel.: 34-7462

Centro Eletrônico Comércio de Materiais Eletrônicos Ltda.

Rua Santa Ifigênia, 424 - Tel.: 36-3102

Rádio Emegê S.A.

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

RIO DE JANEIRO

Eletrônica Principal Ltda.

Rua República do Líbano, 43
Tel.: 42-8346

Lojas Nocar S.A. - Rádio Eletricidade

Rua da Quitanda, 48
Tels.: 42-1510 - 42-1733

Magna-Ton Rádio Ltda.

Av. Marechal Floriano, 41 - Tel.: 43-2682

Rei das Válvulas Eletrônicas Ltda.

Av. Marechal Floriano, 22 - Tel.: 23-4104
Rua da Constituição, 59 - Tel.: 42-9787

PÓRTO ALEGRE

Iman Importadora

Maurício Faermann & Cia. Ltda.
Av. Alberto Bins, 557 - Tel.: 4-7082

Comercial Rádio-Arte Ltda.

Av. Alberto Bins, 615 - Tel.: 4-2677

BELO HORIZONTE

Moritz Rádio Eletrônica Ltda.

Rua Curitiba, 726/730 - Tel.: 2-9302

RECIFE

"ORGANTEC"

Org. Distribuidora e de Represent. Ltda.

Rua Vigário Tenório, 105
1.ª and. - conj. 102 - Tels.: 4-2229 - 4-3969

SALVADOR

BETEL - Bahia Eletrônica e Elétrica Ltda.

Rua Saldanha da Gama, 17 - Tel.: 3-6418

Eletrônica Nacional - Chuna Zimelson

Rua Guedes de Brito, 6 - Tel.: 3-2322

CURITIBA

Elétrica Argos Ltda.

Rua Mal. Floriano Peixoto, 510 - Tel.: 4-6417

FORTALEZA

A Radial - J. Araujo & Irmãos

Rua Pedro Perera, 519 - Tel.: 1-9549

BELÉM

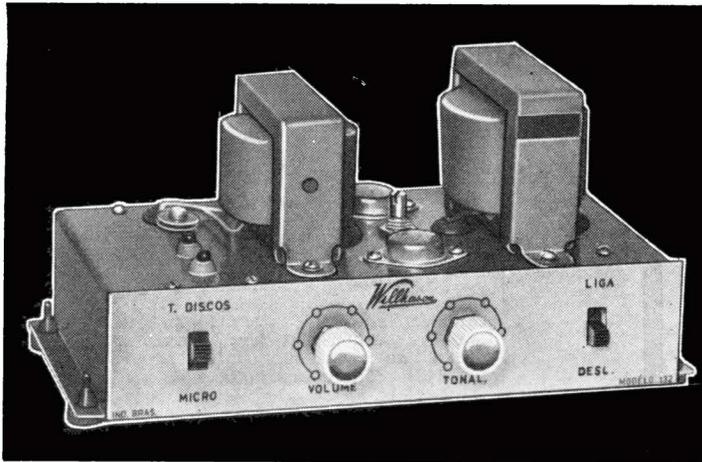
Rádio Eletra - M. Peixoto da Costa

Trav. Frutuoso Guimarães, 738 - Tel.: 3217

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

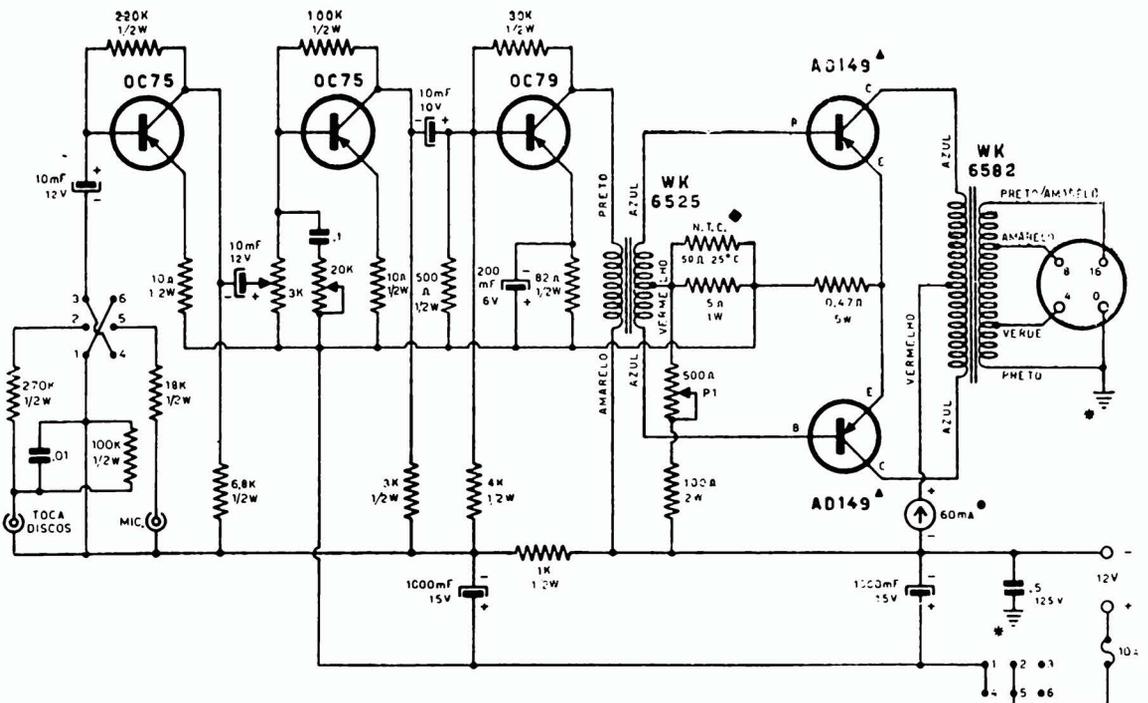
Impedância de saída:
4 — 8 — 16 ohms

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

Microfone de alta impedância
(50k mínimo) de cristal ou dinâmico.

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.

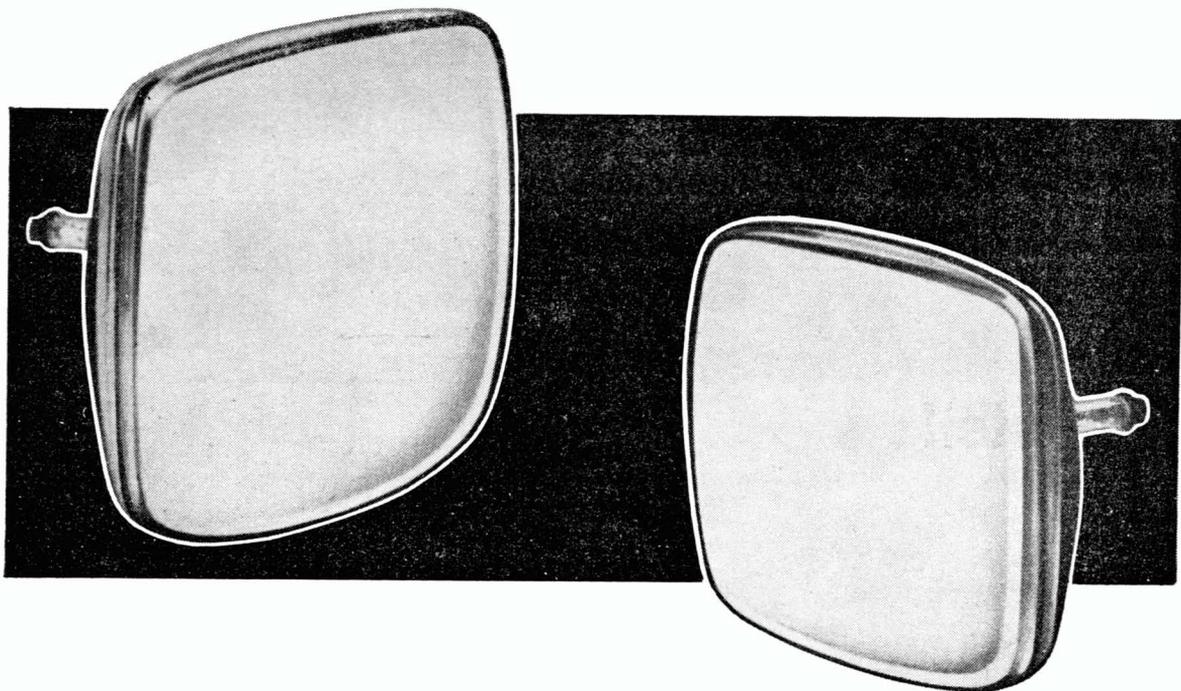
PRODUTOS ELÉTRICOS WILLKASON S. A.

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

CASA DOS TUBOS
EM SUAS
NOVAS INSTALAÇÕES
COM ESTACIONAMENTO
NO LOCAL
ATENDE MELHOR

COMPLETA
LINHA DE
TUBOS
SYLVANIA
SILVER SCREEN 85



COMPLETO ESTOQUE DE TUBOS NOVOS OU REFABRICADOS DE TODOS OS TIPOS E TAMANHOS CONDIÇÕES ESPECIAIS PARA TÉCNICOS



CASA DOS TUBOS

RUA AURORA, 292 - FONES: 34-5395 - 36-4053
SÃO PAULO

E NÃO SE ESQUEÇA: ESTACIONAMENTO PRÓPRIO NO LOCAL



E ATENÇÃO PARA A ÚLTIMA NOTÍCIA...

São Paulo (URGENTE) - Os revendedores de SYLVANIA - Produtos Elétricos Ltda., estão aparelhados para fornecer aos srs. técnicos de TV, fabricantes de kits e público em geral, os seguintes tipos de tubos:

11CP4, 11C6M45N, 19XP4, 21YP4A, 21ZP4B, 21DAP4/21DEP4, 21FAP4, 23FP4 e 23C6M60N

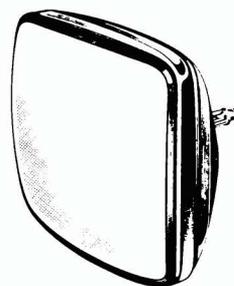
À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO

SILVER SCREEN 85

SYLVANIA

Produtos Elétricos Ltda.

IMAGEM PURA É UM PRODUTO SYLVANIA



5-18-67 - 11

ELECTRON é uma revista de alto nível, 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" — Contrôles remoto para receptores de TV — Considerações gerais sobre autorádios — Sintonizador de FM transistorizado.

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

**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 abaixo — Temos a certeza que V. será um futuro assinante.

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	

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:

R. B. RESISTÊNCIAS BRASILEIRAS S/A.

INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE COMPONENTES ELETRÔNICOS

RUA BARÃO DO RIO BRANCO, 283 — SANTO AMARO — TEL.: 267-1201
TELEGR. "ERREBESA" — CAIXA POSTAL, 3131 — SÃO PAULO



RESISTÊNCIAS R. B.

Consistem de um cilindro de porcelana dura especial, com camadas de carbono depositado por alta temperatura, de estrutura cristalina dura, para valores baixos e amorfa de forte espessura para valores altos.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DOS RESISTORES R. B.

TOLERÂNCIA

A tolerância normal das resistências R. B. é 10% ±. Tolerância especial ± 5%, a solicitação tolerâncias inferiores.

TERMINAIS

Os terminais são axiais de fio de cobre duplamente estanhado, resistem a uma torsão de 180° por mais de 5 dobradas sucessivas, a carga que quebra é superior a 5 quilos.

ISOLAÇÃO

As isolações das resistências normais consistem de uma camada protetora e uma camada de verniz sintética a forno, isolação máxima 200 volts.

ISOLAÇÃO ESPECIAL

Consiste de uma camada protetora, e mais uma camada de uma massa fenólica polimerizada de grossa espessura e uma 3.ª camada de verniz-sintética a forno, isolação até 1000 volts.

COEFICIENTE DE TENSÃO

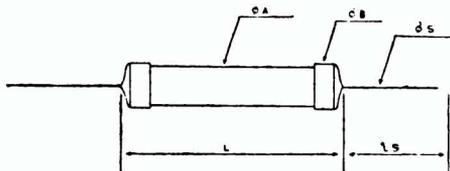
É nulo para valores baixos até ± 10K, para valores altos varia entre 0,02% / volt a 0,04% / volt.

COEFICIENTE DE TEMPERATURA

Varia 0,018% / °C para valores:

- 1/4 W até 20 K
- 1/2 W " 100 K
- 1 W " 200 K
- 2 W " 400 K
- 3 W " 600 K

E até 0,15% / °C para valores mais altos.



VARIAÇÃO COM CARGA

Para valores baixos é -3%, para valores altos varia entre -4% e -6%.

TESTE DE UMIDADE

Em câmara de + 50°C e 95% de umidade durante 125 horas os valores baixos não variam enquanto que os valores altos têm uma variação não superior a 3%.

INSTABILIDADE DE ARMAZENAGEM

Com temperatura entre + 20°C e + 40°C e umidade local em um período de 1 a 12 meses pode apresentar uma variação que está entre ± 2%.

INFLAMABILIDADE

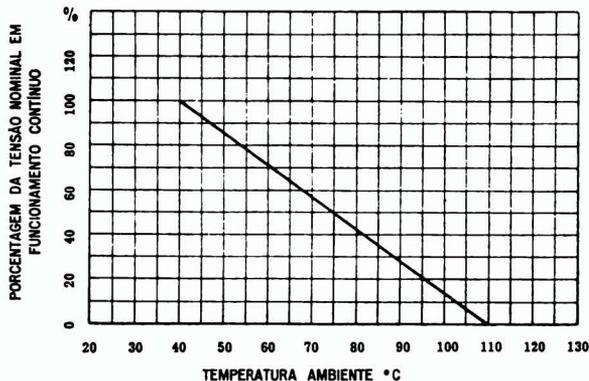
As resistências R. B. queimam com uma sôbre carga 160 vezes maior que a normal, aplicada em ± 3 segundos de tempo partindo de um zero ao máximo de carga.

RUÍDO

Não têm ruído.

TESTE DE VIDA COM CARGA EM ALTA TEMPERATURA 80°C — 200 HORAS

CURVA DE DESVIO



CURVA DA POTÊNCIA ADMISSÍVEL EM FUNCIONAMENTO CONTÍNUO

Tipo R. B.	Resistência		Potência Máxima Watt	Tensão Máxima Volt	Dimensões mm			Fio de Cobre Duplamente Estanhado	
	Min. Ω	Máx. M Ω			L	ØA	ØB	LS	ØS
TM	1	5	0,25	500	11	3	3,4	27	0,7
TN 1	3	10	0,5	700	16	5	5,5	27	0,8
TN 2	5	10	1	1000	24	7	7,5	30	0,8
TN 3	5	10	2	1000	33	9	9,3	30	0,8
TN 4	5	10	3	1400	42	9	9,3	30	0,8

Finalmente !

CONVERSOR DE UHF DE ALTA CATEGORIA

com a tradicional
QUALIDADE

STEVENSON



- **NOVIDADE:** micro-sintonia, permitindo a sintonia precisa da estação.
- **ULTRA SENSÍVEL:** o conversor é provido de uma etapa reforçadora de sinal.
- **VERSÁTIL:** saída em 2 canais. Pode ser escolhido o canal 4 ou 5 do televisor para a recepção.
- **PROTEÇÃO:** a unidade de sintonia é cuidadosamente protegida, garantindo bom contato a longo prazo.
- **FÁCIL INSTALAÇÃO** não precisa técnico, qualquer pessoa pode colocar em funcionamento o conversor, seguindo as instruções fornecidas com detalhes.
- **COMANDO ÚNICO:** duas teclas comandam simultaneamente o próprio conversor e o televisor.
- **DESEMPENHO INSUPERÁVEL.**
- **BELÍSSIMO ACABAMENTO.**

INDÚSTRIA ELETRÔNICA STEVENSON S/A.

Rua Dom Constantino Barradas, 88 - Fones: 70-1147 - 70-1148 - Caixa Postal, 4061
Enderêço Telegráfico: "Flyback" - São Paulo

À VENDA NAS CASAS DO RAMO

**COM ESTA
MÃO**

TRANSISTORES SiP DA IBRAPE

abrem novas perspectivas

PARA

os fabricantes de

RÁDIOS DE CABECEIRA

- **simplicidade de projeto**

graças à uniformidade de características e à existência de uma linha completa: um tipo para cada função.

- **superior desempenho**

sob as mais variadas condições de temperatura, o funcionamento é estável, seguro e instantâneo (basta ligar para ouvir).

- **melhor aparência**

a ausência de calor permite a utilização de ampla variedade de plásticos na confecção da caixa. O estilista tem maior liberdade de criação.

- **economia**

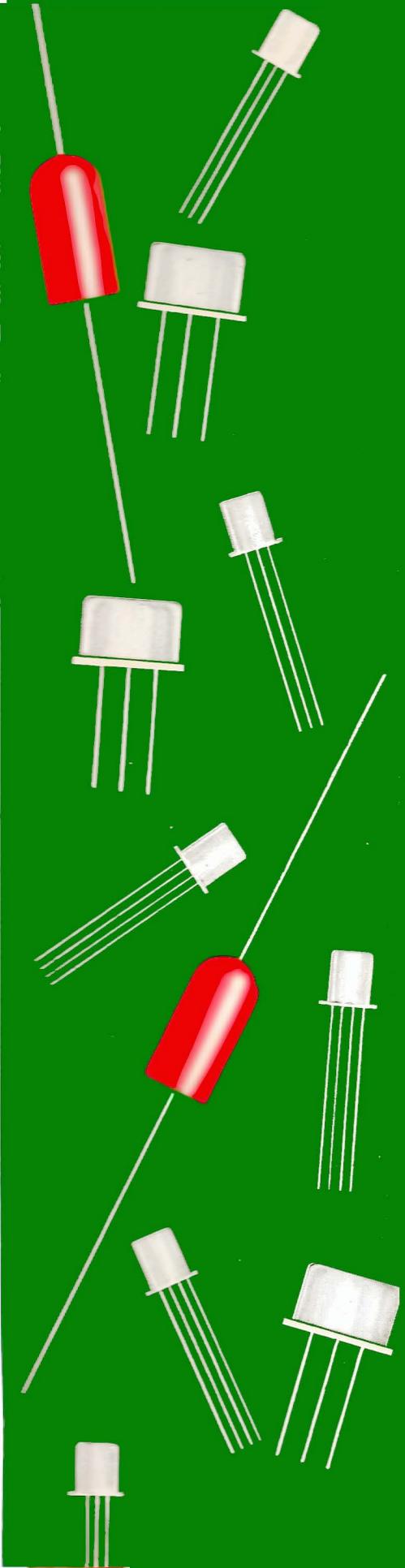
desde os componentes até o acabamento final, V. economiza tudo: espaço, peso... dinheiro!

seu rádio merece o melhor, merece SiP



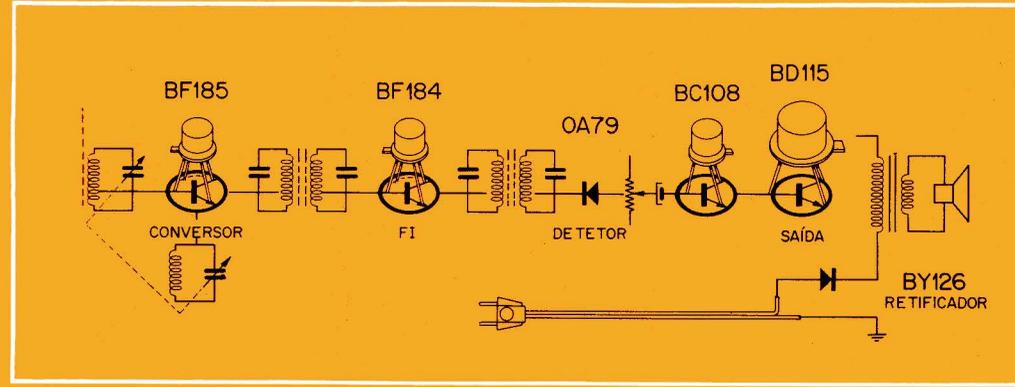
IBRAPE - INDÚSTRIA BRASILEIRA DE PRODUTOS ELETRÔNICOS E ELÉTRICOS S.A.
Rua Manoel Ramos Paiva, 506 — Fone: 93-5141 — Caixa Postal 7383 — São Paulo

**V. TOPA
QUALQUER
PARADA**



Mas, ao projetar um novo receptor de rádio, V. não pode deixar ao acaso a tarefa de escolher o melhor jogo de transistores. O seu êxito depende da criteriosa seleção dos componentes. Se V. fabrica rádios de cabeceira, a IBRAPE lhe oferece o jogo que assegura GANHO CERTO.

IBRAPE - PIONEIRA DA ELETRÔNICA NO BRASIL NA VANGUARDA DA FABRICAÇÃO DE TRANSISTORES DESDE 1960



Exemplo básico de utilização

BF185

Amplificador de RF e conversor em AM e FM. Baixo ruído	
VCEO max	20 V
IC max	30 mA
Ptot max	145 mW
Tj tip	175 °C
hFE tip	220 MHz
fT (1 MHz)	3,3 dB
F -Cre	0,65 pF

BF184

F1 em AM, FM. Conversor de AM	
VCEO max	20 V
IC max	30 mA
Ptot max	145 mW
Tj max	175 °C
hFE tip	115
fT tip	300 MHz
F (1 MHz)	3,5 dB
-Cre	0,65 pF

BC108

Pré e excitador de alto ganho	
VCEO max	20 V
IC max	100 mA
Ptot max	300 mW
Tj max	175 °C
hfe tip	300
fT tip	85 MHz
F (1 kHz)	5 dB

BD115

Saída até 2W, com alta tensão de alimentação	
VCEO max	220 V
IC max	150 mA
Ptot max	6 W
Tj max	200 °C
hFE tip	35
fT tip	65 MHz

BY126

DIODO retificador	
VRWM max	450 V
VRRM max	650 V
IFAV max	1 A
IFSM max	40 A
Tj max	150 °C
VF (IF=5A) <1,5 V	
IR (VR=650V) <10 μA	

RAYON

Conhecer o componente é ter meio projeto resolvido. A IBRAPE lhe proporciona todas as informações técnicas a respeito dos componentes de sua linha. Basta que V. preencha e envie o cupom ao lado. Faça-o agora. Não espere até que as publicações se esgotem.

IBRAPE - C. Postal 7383 - SÃO PAULO - SP

PREENCHER COM CLAREZA

NOME _____

ENDEREÇO _____

FIRMA _____

CARGO OU FUNÇÃO _____

Desejo receber as publicações assinaladas abaixo:

Transistores para Rádio

Guia de Transistores Si P para Rádio e TV

Circuitos IBRAPE

Gerador de RF, FI e áudio

FREI ANTÔNIO CURCIO

I — INTRODUÇÃO

O gerador de sinais é, sem dúvida, um aparelho de grande utilidade na bancada do rádio-técnico e do experimentador, não sendo exagêro afirmar que o seu emprêgo se torna indispensável em inúmeras circunstâncias. Há, de um modo geral, duas categorias de geradores de sinais: os de frequência fixa e os de frequência variável. Estes últimos permitem a obtenção de um sinal cuja frequência pode ser continuamente ajustada segundo a indicação dada por um ponteiro sobre um mostrador graduado, ou por um dispositivo equivalente. O projeto e a construção de um gerador dessa natureza não são simples, e o seu custo é relativamente elevado, se é que se pretende conferir ao aparelho um certo padrão de qualidade, porque a aquisição de um gerador desse tipo, de boa procedência está, na maioria dos casos, fora do alcance da bolsa do rádio-montador ou do rádio-reparador, razão que nos levou a apresentar neste artigo um aparelho do primeiro tipo, de construção relativamente simples e econômica, versátil no seu uso e capaz de satisfazer os requisitos exigidos nos trabalhos normais da oficina ou do laboratório de nível elementar.

Dos geradores de frequência fixa, o multivibrador é o mais elementar. Sua onda é de forma quadrada, e se a fundamental tiver uma frequência da ordem de 1kHz, as harmônicas (frequências múltiplas de 1kHz) em número muito grande, se estenderão desde a faixa de áudio até as faixas de ondas médias e curtas. Por essa razão, o multivibrador é muito empregado como injetor de sinais, prestando-se para a localização de um estágio defeituoso, num receptor de rádio, não sendo porém, útil quando se pretende efetuar a calibração ou alinhamento do receptor.

O gerador de frequência fixa de que trata este artigo é constituído, essencialmente, por dois osciladores independentes de RF, cujos sinais podem ser aplicados isoladamente ou simultaneamente a um misturador. No primeiro caso, obtém-se na saída do gerador a frequência fundamental e as harmônicas do sinal produzido pelo oscilador que se achar comutado; no segundo caso, o misturador fornece uma série de sinais de RF modulados por um sinal de AF resultante do batimento das frequências de RF. Como recursos adicionais, o gerador pode ainda fornecer um sinal de FI de 455kHz, não modulado, e um sinal de áudio de 200Hz.

A chave seletora no painel frontal do aparelho permite obter os seguintes sinais:

- Posição 1 : desligado;
- Posição 2 : 200kHz e suas harmônicas, sem modulação;
- Posição 3 : 400kHz (399,8kHz) e suas harmônicas, sem modulação;
- Posição 4 : 200Hz (áudio); 200 kHz e suas harmônicas, moduladas;
- Posição 5 : 455kHz, sem modulação (e harmônicas).

O gerador é totalmente transistorizado, sendo alimentado por 4 pilhas comuns do tipo lapiseira, de 1,5V. Pode-se utilizar, não obstante, uma fonte de alimentação na qual se proceda à retificação de C.A. da rede comercial e que forneça 6V, 5mA, de preferência estabilizada.

Todo o material utilizado na montagem é de fácil aquisição, incluindo-se as bobinas osciladoras. A construção é bastante compacta, mas plenamente exequível, não exigindo do montador senão a atenção e os cuidados indispensáveis na manipulação dos transistores e componentes correlatos.

II — CIRCUITO E TEORIA DE FUNCIONAMENTO

Ambos os osciladores são de mesma configuração básica, a qual é ilustrada no diagrama da fig. 1. A frequência de oscilação é determinada principalmente pelo indutor L_1 e pelo capacitor C_4 . Os capacitores C_2 e C_3 influem em menor grau na determinação dessa frequência, sendo a sua função primordial a de constituir

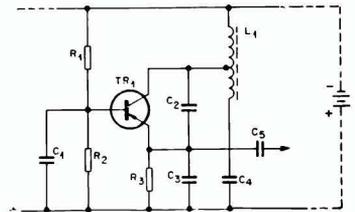


FIG. 1

Configuração básica dos osciladores do gerador

um divisor capacitivo de tensão, por meio do qual se procede à realimentação positiva de coletor para emissor, necessárias às oscilações. A taxa de realimentação é fornecida pela relação dos valores dos capacitores. Convém observar que o capacitor C_4 se acha efetivamente em paralelo com o indutor L_1 , através da fonte de alimentação, conforme indica a figura 1. Nessas condições, C_4 ressoa com o enrolamento todo de L_1 , e não apenas com a parte situada abaixo da derivação.

O oscilador é bastante estável, concorrendo para essa característica os seguintes fatores:

1 — o coletor é ligado à derivação da bobina L_1 , o que, além de permitir um melhor casamento de impedâncias, acarreta a diminuição dos efeitos da variação da capacitância de junção sobre o circuito ressonante;

2 — as capacitâncias em série C_2 e C_3 são de valor relativamente alto, decorrendo disso que o circuito ressonante torna-se ainda menos sensível às variações da capacitância de saída do transistor;

3 — a corrente através do transistor, é mantida em nível muito baixo, da ordem de alguns microamperes, minimizando a produção de calor na junção;

4 — o ponto de operação do transistor, determinado pelos valores de R_1 , R_2 e R_3 , é escolhido de tal forma, que a corrente de coletor permaneça substancialmente constante em uma grande faixa de variação da temperatura ambiente; o resistor de emissor

R_3 , que influi também na estabilização térmica do transistor, impede que a tensão realimentada através do capacitor C_2 se escoie diretamente para a massa;

5 — o sinal de saída é tomado no emissor, através do capacitor C_5 , obtendo-se uma baixa impedância de saída, e, conseqüentemente, uma grande redução da influência da carga sobre o oscilador.

O circuito completo do gerador é ilustrado na fig. 2. O oscilador de 200kHz é constituído pelo transistor TR_1 (AF 117). O transistor TR_2 (também um AF 117), constitui o oscilador de 399,8kHz. Embora os circuitos desses dois osciladores apresen-

tem algumas diferenças em relação ao diagrama básico da fig. 1, o leitor não encontrará dificuldade em identificar os principais componentes, cujas funções foram acima descritas. Convém observar a existência de um potenciômetro (P_1 ou P_2) em série com a resistência de emissor (R_3 ou R_4) de cada transistor oscilador, cuja finalidade é proporcionar o ajuste correto do ponto de operação desses transistores. O "trimmer" C_{10} se destina, por seu turno, ao ajuste do segundo oscilador para a frequência de 455kHz, quando a chave seletora estiver comutada na posição 5.

Os osciladores são desacoplados pelos filtros $R_7 - C_{12}$ e $R_8 - C_{13}$.

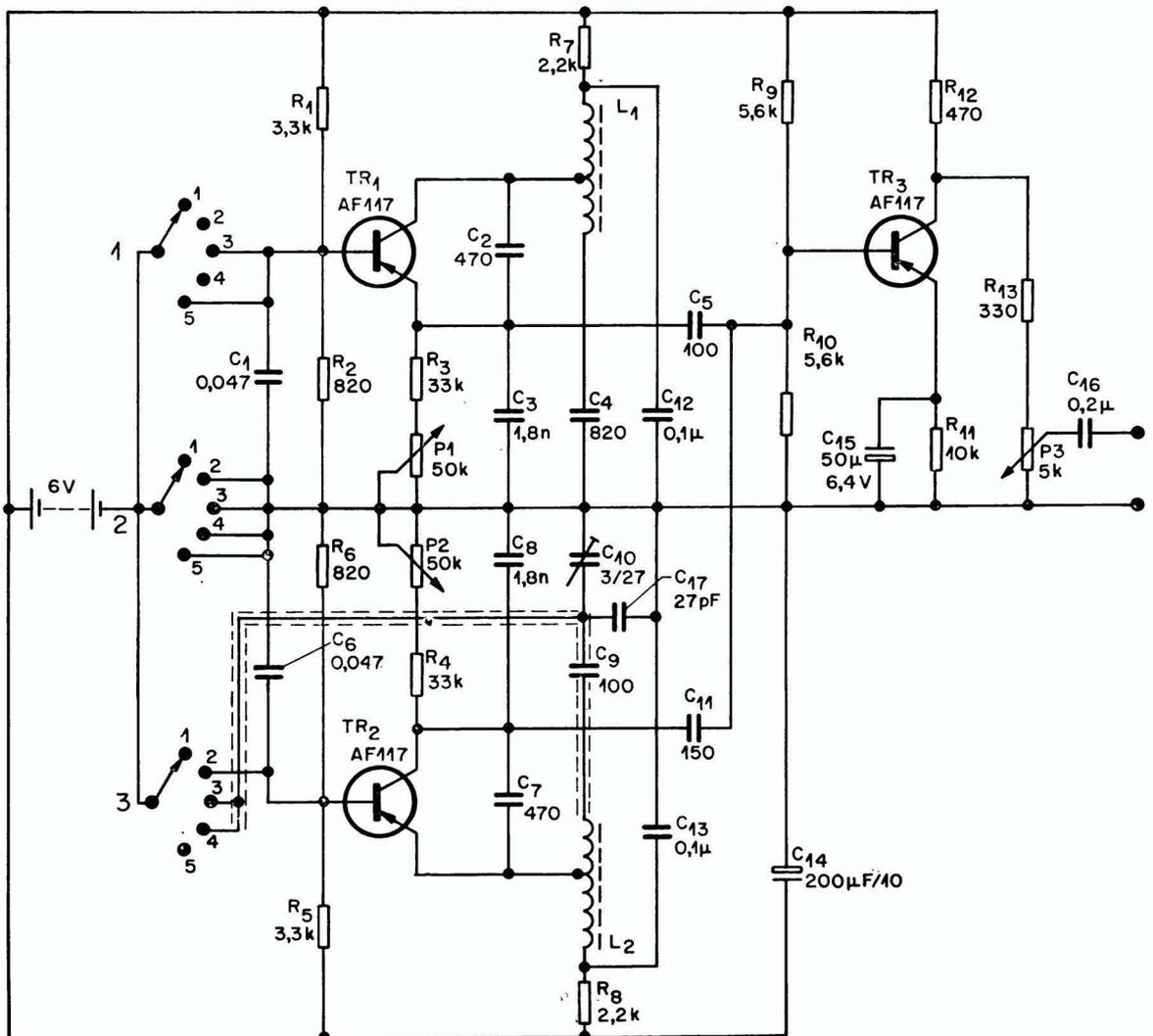


FIG. 2

Circuito esquemático completo do Gerador de RF, FI e áudio

As posições da chave estão indicadas na pág. 221

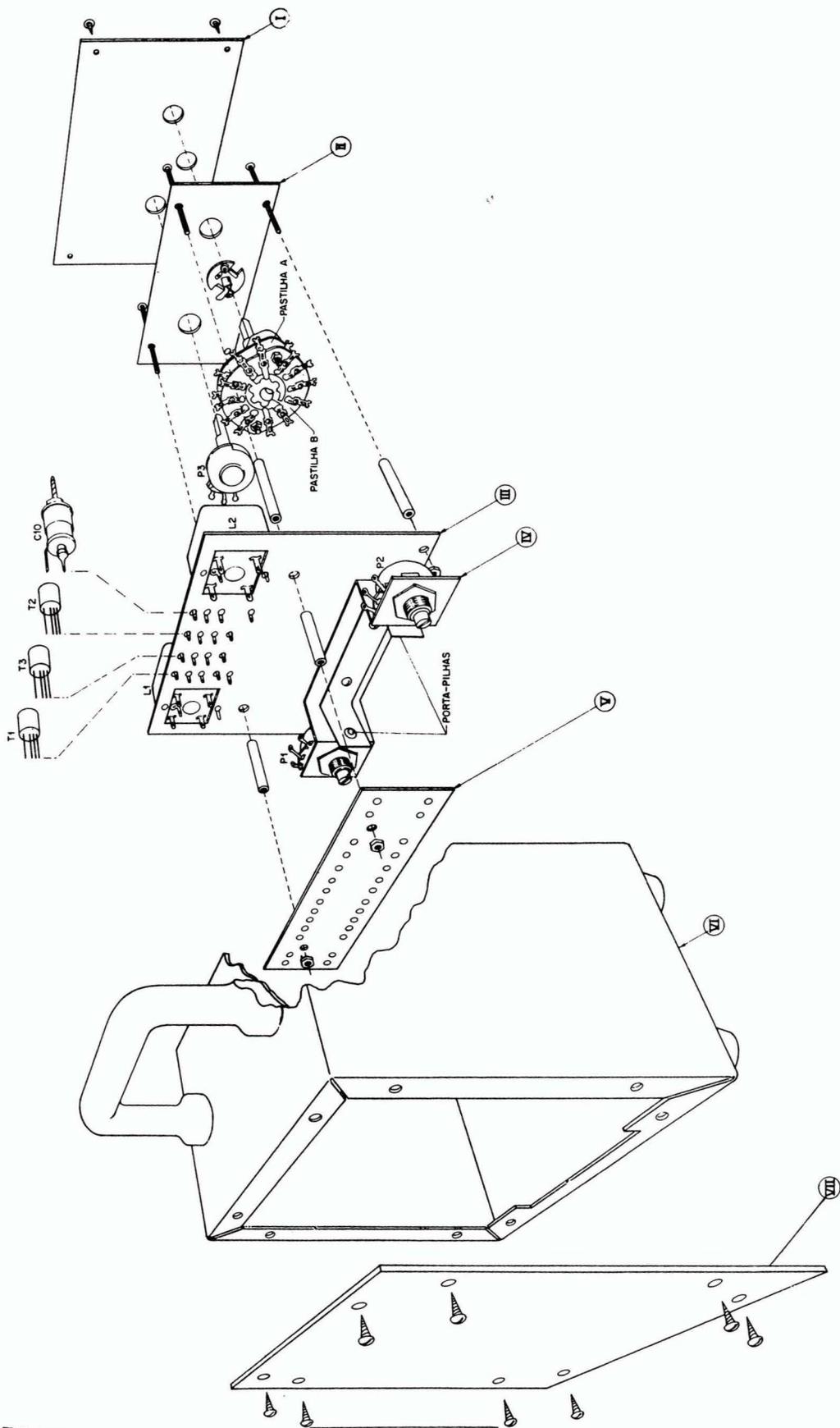


FIG. 3
 Construção mecânica do gerador de RF, FI e áudio

O transistor TR₃, do mesmo tipo que os dois precedentes, opera como um amplificador não linear, produzindo as harmônicas dos sinais de 200 e 399,8kHz, ou misturando essas frequências, conforme a posição da chave seletora. A carga desse estágio é aperiódica (não sintonizada), sendo constituída pelo resistor R₁₃ em série com o potenciômetro P₃, que serve para o ajuste do nível de saída.

A chave seletora é ligada de modo a evitar tanto quanto possível a comutação com pontos vivos de RF. Na posição 1, a fonte de alimentação fica desligada. Na posição 2, a base de TR₂ é posta ao potencial da massa, cessando a oscilação desse transistor; na saída temos então o sinal de TR₁, 200kHz, e suas harmônicas. Na posição 3, é a base de TR₁ que é ligada à massa, permanecendo em oscilação somente o transistor TR₂, o que nos fornece uma saída de 399,8kHz \approx 400kHz e suas harmônicas. Já na posição 4, os transistores oscilam simultaneamente, sendo os seus sinais misturados no estágio de TR₃, obtendo-se à saída do mesmo um sinal de 200Hz resultante da diferença entre a 2.^a harmônica do sinal de 200kHz e do sinal de 399,8kHz, além de sinais correspondentes a 200kHz e suas harmônicas moduladas pelos 200Hz (a diferença entre a 3.^a harmônica do sinal de 200kHz, ou seja, 600kHz e o sinal de 399,8kHz, dá um sinal de 200,2kHz, enquanto 399,8kHz menos o sinal de 200kHz dá 199,8kHz, por exemplo).

Finalmente, na posição 5 apenas o transistor TR₂ oscila, mas como o condensador C₁₀ fica ligado em série com C₆, a frequência de oscilação se torna mais elevada, ajustando-se para que na saída se tenha 455kHz.

III — CONSTRUÇÃO

Os componentes do gerador são de pequenas dimensões, permitindo uma construção compacta e bastante leve. Com um pouco de capricho e paciência é possível conferir à montagem um acabamento de aparência profissional. O leitor poderá construir o aparelho da maneira ilustrada na fig. 3 a 8 baseada na técnica conhecida como circuito semi-impresso: os transistores, as bobinas, os capacitores e outros componentes são montados em placas de fenolite nas quais se colocam vários ilhoses. A dispo-

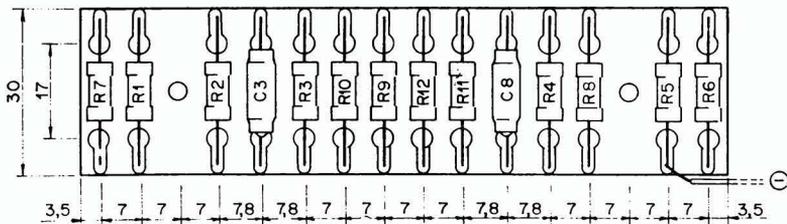


FIG. 4

Montagem de componentes na placa menor de fenolite (V)

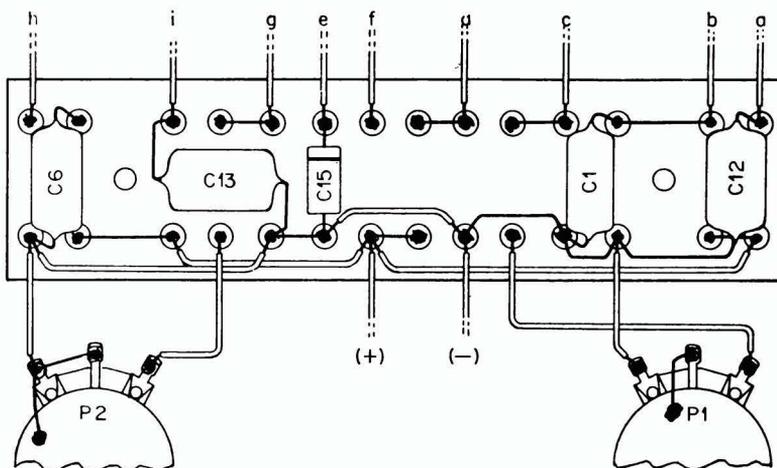


FIG. 5

Colocação dos componentes na face oposta da placa menor de fenolite e as ligações desta ao restante do circuito.

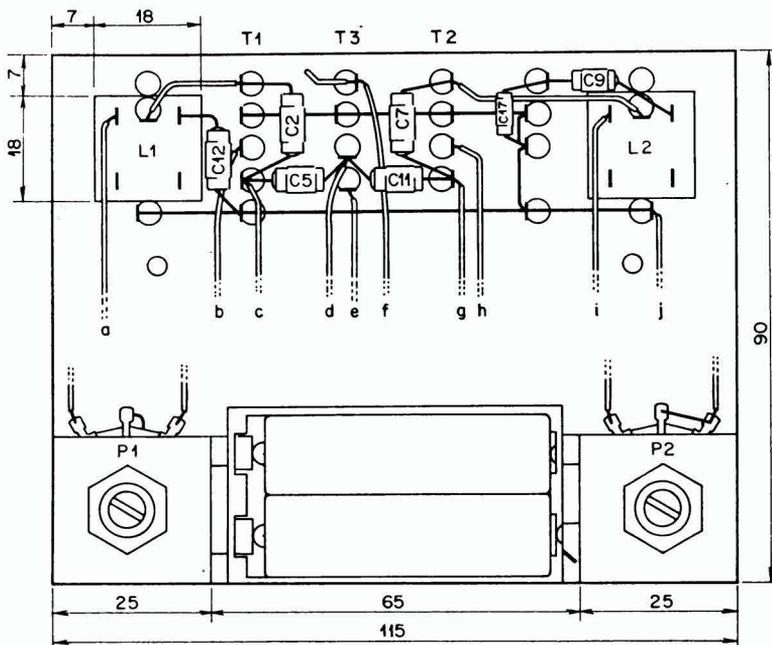


FIG. 6

Componentes e ligações da placa maior de fenolite (IV e III)

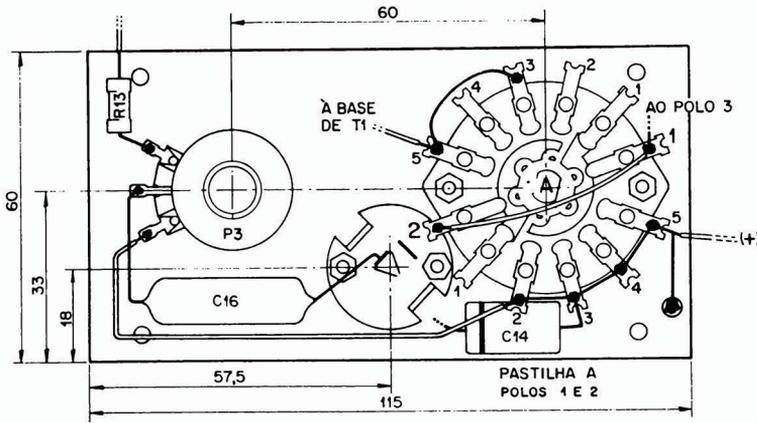


FIG. 7

Ligações da pastilha A da chave seletora e disposição dos componentes na placa II (de alumínio)

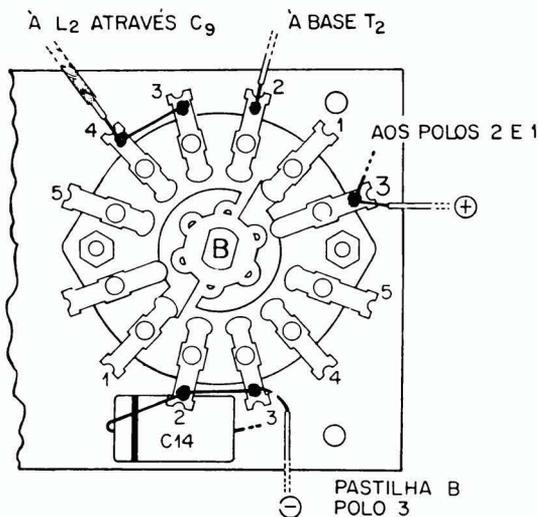


FIG. 8

Ligações da pastilha B da chave seletora

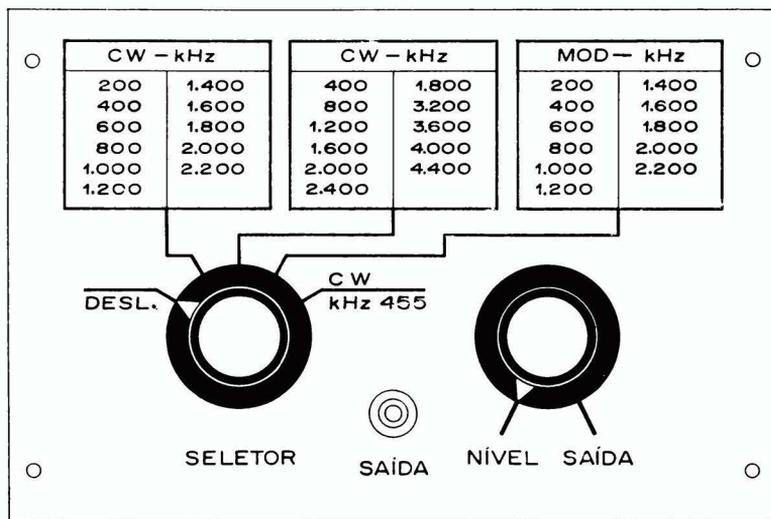


FIG. 9

Desenho do painel frontal (I)

sição dos ilhoses pode obedecer a uma arrumação irregular, determinada pela posição e pela dimensão dos componentes, ou pode ser procedida de forma regular, quadriculando-se a placa e colocando-se um ilhós em cada intersecção. O primeiro método é, às vêzes, mais conveniente, embora exija uma previsão muito cuidadosa da disposição de todos os componentes pela superfície da placa.

Na montagem mostrada na fig. 3, foi utilizado um painel frontal de alumínio, de 10x15cm (de 1,5mm de espessura) e duas placas de fenolite de 1mm, medindo a primeira 9x11,5cm e a segunda 3x11,5cm.

A placa maior é fixada ao painel por meio de parafusos de 5/32"x1 1/2", efetuando-se a separação por meio de buchas de 32 mm de comprimento. Caso não se queira deixar os parafusos à mostra no painel, emprega-se um sub-painel de 6x11,5 cm (1 mm de espessura é suficiente), ao qual se fixa a placa de fenolite. O sub-painel será fixado ao painel principal por meio das porcas do potenciômetro P₃ e da chave seletora.

Na placa maior de fenolite se fazem dois recortes quadrados de 18x18mm, destinados às bobinas L₁ e L₂. Os transistores são montados nessa placa, sendo os seus terminais soldados a 12 ilhoses.

Na parte inferior da placa coloca-se um suporte de pilhas, de tipo comercial (para 4 pilhas tipo lapiseira). O suporte é encaixado em uma lâmina flexível de bronze parafusada a uma peça de alumínio provida de duas abas (fig. 3) nas quais se fixam os dois potenciômetros P₁ e P₂.

A placa menor de fenolite é colocada atrás da primeira, podendo ser fixada por parafuso e buchas separadoras, ou por meio de pequenos pedaços de fio rígido ϕ 1mm (18 AWG), cujas extremidades são soldadas a ilhoses colocados em ambas as placas. A separação entre as duas placas de fenolite deve ser de 1,5cm, ou pouco mais.

A caixa do gerador mede 15,5 x 10,5 x 8,5cm, podendo-se usar para essa finalidade uma caixa de conduite para instalação elétrica.

A ligação do terminal vivo da bobina L₂ com o capacitor C₉, bem como a ligação do ponto comum entre C₉ e C₁₀ com a chave seletora, são feitas com fio blindado. A capacitância distribuída pelo fio é posta, dêsse mo-

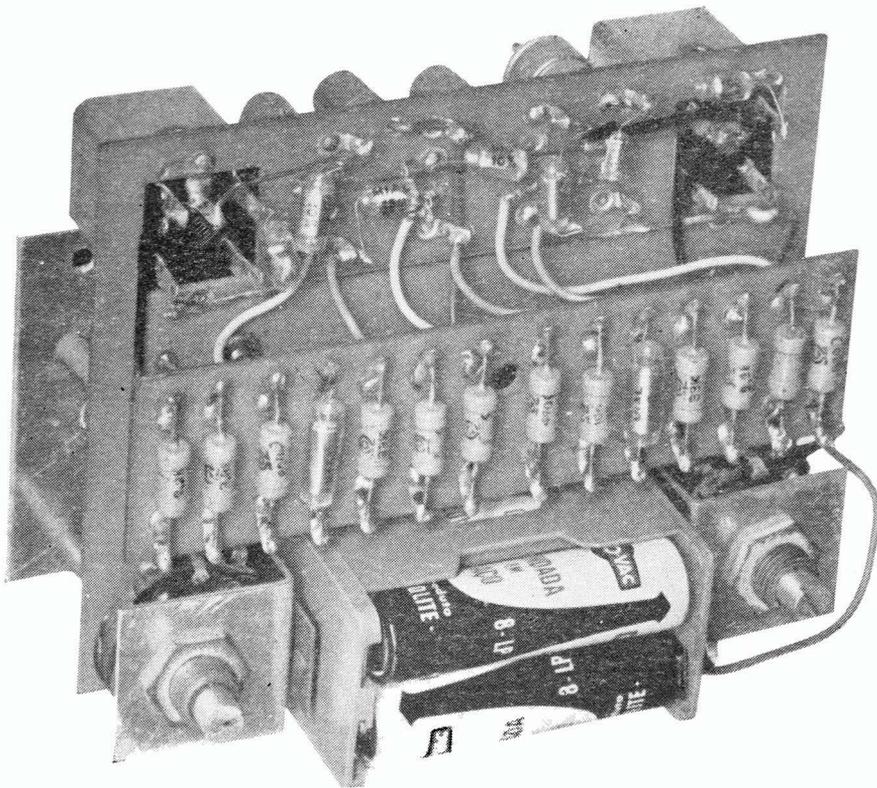


FIG. 10
Aspecto do gerador
sem a caixa. (Tamanho
natural)

do, em paralelo com o "trimmer" C_{10} , evitando-se a variação da frequência de 455kHz provocada pela irregularidade da comutação da chave ou por fatores correlatos.

O painel é pintado ou anodizado, colando-se ao mesmo os cartões com as indicações de frequência (fig. 9). Sobre o painel pode-se colocar uma placa fina de polistireno ou de outro plástico transparente rígido.

IV — AJUSTES E CALIBRAÇÃO

Os ajustes e a calibração do gerador de frequência fixa são procedidos nas seguintes etapas:

1 — Ajuste do ponto de operação de TR_1 e TR_2

a) Ponha a chave seletora na posição 2;

b) Desparafuse o núcleo de L_1 até o mesmo ficar ligeiramente para fora da forma da bobina;

c) Desligue momentaneamente o resistor R_7 e ligue em seu lugar um microamperímetro (ou um multímetro provido de escala de 0 a 50, 0 a 100 ou 0 a 500 μ A);

d) Regule o potenciômetro P_1 até obter uma leitura de 40 μ A no medidor; lacre, então, o eixo do potenciômetro, usando uma gota de esmalte;

e) Retire o medidor e torne a ligar o resistor R_7 ;

f) Passe a chave seletora para a pos. 3;

g) Efetue as operações b, c, d e e com relação à bobina L_2 , resistor R_8 e ajuste o potenciômetro P_2 para uma leitura de 20 μ A no medidor, lacrando então o eixo.

2 — Ajuste da frequência dos osciladores

Esse ajuste deve ser procedido, tanto quanto possível, com o emprêgo de um freqüencímetro de boa procedência. Na falta dêste, pode-se empregar um método não muito preciso mas eficiente do ponto de vista prático; um receptor que disponha de um mostrador bem graduado e que esteja corretamente calibrado (a verificação dêste requisito deve ser feita sintonizando-se o receptor em três estações de rádio-difusão em O.M. e de frequências conhecidas, duas nas proximidades de cada extremo da faixa e a outra na região central). Usando a ponta de prova do gerador,

ligue o pólo vivo ao terminal de antena do receptor, e a malha de blindagem ao terminal de terra. Desejando efetuar um controle visual do ajuste, ligue um voltímetro de C.C. (de alta impedância) em paralelo com a resistência de carga do detetor do receptor. Os passos para o ajuste são os seguintes:

a) Sintonize cuidadosamente o receptor em 600kHz;

b) Coloque a chave seletora do gerador na pos. 2 e abra ao máximo o botão do nível de saída;

c) Com uma chave de plástico ou de outro material isolante, parafuse lentamente o núcleo da bobina L_1 (que se achava ligeiramente para fora da forma), até ouvir no alto-falante do receptor o chiado característico de um sinal não modulado. O voltímetro, se usado, dará uma certa leitura. Ao se obter a máxima deflexão do ponteiro, o oscilador poderá estar oscilando em 227,5kHz (nós estamos assim determinando a 2.ª harmônica do oscilador que é a frequência de FI — 455kHz). Se assim fôr, o chiado será ouvido ao longo de toda a faixa do mostrador. Retorne ao ponto de 600 kHz e continue parafusando lentamente o núcleo. O chiado cessará e voltará logo depois, quan-

do o oscilador estiver em 200 kHz. Ajuste o núcleo para o máximo volume do chiado, ou, melhor ainda, para a máxima deflexão do ponteiro do medidor. Feche progressivamente o botão do nível de saída do gerador, retocando, a cada passo, o ajuste de L_1 , prosseguindo até obter uma leitura satisfatória com um sinal de nível o mais baixo possível;

d) Lacre o núcleo de L_1 com cêra;

e) Ainda com a chave seletora na pos. 2, sintonize o receptor em 800 kHz, ouvindo ao máximo o chiado característico da 4.^a harmônica do sinal de 200kHz, do gerador;

f) Passe a chave seletora para a pos. 3;

g) Comece a parafusar lentamente o núcleo da bobina L_2 (que se encontrava ligeiramente para fora da fôrma), até ouvir o chiado característico de sinal não modulado. O oscilador estará em 455kHz. Continue parafusando, até tornar a ouvir o chiado, observando a máxima deflexão do ponteiro do medidor. O oscilador está, agora, em 400kHz. Retoque o ajuste, diminuindo o nível de saída do gerador até obter o menor sinal que permita ainda uma deflexão satisfatória do ponteiro do voltímetro;

h) Verifique o ajuste, procurando o sinal em 1200 e em 1600kHz. Não lacre ainda o núcleo de L_2 ;

i) Passe a chave seletora para a posição 4;

j) Volte a sintonia do receptor para 600kHz; será ouvido, provavelmente, um sinal modulado, que se deve à pequena diferença existente entre as frequências dos dois osciladores. Parafuse ou desaparafuse o núcleo de L_2 , fazendo variar o tom da modulação. Não proceda o ajuste para um tom muito agudo, a fim de evitar uma diferença muito grande entre as frequências de ambos os osciladores. Esse ajuste é bastante delicado e deve ser feito com um movimento extremamente lento do núcleo de L_2 . Se o leitor possuir um gerador de áudio poderá ajustar a frequência em 200Hz ou outra qualquer, utilizando-se para isso de um osciloscópio (método das figuras de lissajous);

k) Verifique o ajuste, procurando ouvir o sinal modulado em 600 — 800 — 1000 — 1200 — 1400 — 1600kHz. Lacre com cêra o núcleo da bobina L_2 .

3) Ajuste de frequência de FI

a) Passe a chave seletora para a pos. 5 e abra o nível de saída do gerador ao máximo;

b) Sintonize o receptor numa frequência qualquer entre 600 e 700kHz;

c) Ajuste o "trimmer" C_{10} de modo a ouvir o chiado de sinal não modulado com a máxima intensidade. Observe a deflexão máxima do ponteiro do medidor;

d) Retoque o ajuste do "trimmer", diminuindo progressivamente o nível de saída do gerador, até obter uma deflexão satisfatória do ponteiro com o sinal mais fraco possível. Lacre com cêra o capacitor C_{10} .

Com essa operação está terminada a calibração do gerador de frequência fixa para múltiplas aplicações.

V — DESEMPENHO E UTILIZAÇÃO

O gerador descrito no presente artigo possui uma notável estabilidade de frequência, como se pode apreciar na tabela I.

Tais características permitem que o gerador possa ser empregado, com grande confiança, no alinhamento de receptores de OM e OC, bem como na calibração dos estágios de FI.

O sinal de áudio resultante do batimento dos dois osciladores pode ser usado, outrossim, para ser injetado nos amplificadores de AF de receptores de rádio e TV, nos gravadores de fita, eletrolas, etc.

O consumo de corrente é extremamente baixo — da ordem de 5mA apenas — proporcionando longa duração das pilhas.

TABELA I

Desvio medido na frequência de	200kHz	400kHz	455kHz
Com uma variação de temperatura de 25°C a 50°C.	0,03%	0,05%	
Nas condições de saída em circuito aberto e em curto-circuito.	0Hz	5Hz	10Hz
Variando-se a tensão de alimentação de 4V a 6V.	0,015%	0,022%	0,028%

LISTA DE MATERIAIS

Resistências:	C_3	1800pF	cerâmica	
R_1	3,3k Ω	C_4	820pF	cerâmica
R_2	820 Ω	C_5	100pF	cerâmica
R_3	33 Ω	C_6	0,047 μ F	poliester
R_4	33k Ω	C_7	470pF	cerâmica
R_5	3,3k Ω	C_8	1800pF	cerâmica
R_6	820 Ω	C_9	100pF	cerâmica
R_7	2,2k Ω	C_{10}	variável 3 a 27pF	
R_8	2,2k Ω	C_{11}	150pF	cerâmica
R_9	5,6k Ω	C_{12}	0,1 μ F	poliester
R_{10}	5,6k Ω	C_{13}	0,1 μ F	poliester
R_{11}	10k Ω	C_{14}	200 μ F-10V	eletrolítico
R_{12}	470 Ω	C_{15}	50 μ F-10V	eletrolítico
R_{13}	330 Ω	C_{16}	0,2 μ F	poliester
P_1	50k Ω linear			
P_2	50k Ω linear			
P_3	5k Ω linear			
As resistências e os potenciômetros são de ½ watt.				
Capacitores:				
C_1	0,047 μ F	poliester		
C_2	470pF	cerâmica		
			Indutâncias	
			L_2	} Transformadores de FI Solhar, miniaturas (455kHz).
			L_1	
				Transistores
				3 AF 117
			S_1	chave 3 pólos
				5 posições
				4 pilhas tipo lapiseira

Receptores superheterodinos

Eng. ALBERTO CARROZZO

1. O receptor de rádio O Superheterodino

Em linhas gerais, um sistema de recepção consiste de: uma **antena**, na qual as ondas de rádio induzem uma tensão (força eletromotriz), um **meio de seleção** do sinal desejado, um **sistema de detecção** ou **demodulação** desse sinal, e um **meio de tornar audível** a informação contida no sinal detetado. Um sistema que incorpora no receptor propriamente dito, somente os elementos essenciais, constitui o antigo e muito conhecido receptor a cristal, ou o "galena".

Evidentemente, para uma recepção a volume razoável, com possibilidade de se receber estações emissoras distantes, e apresentando boa seletividade, torna-se necessário o emprêgo de um equipamento mais complexo. Atende de certa forma, a essas necessidades o receptor denominado de **rádio frequência sintonizada**, ou de **amplificação direta**. Neste receptor, o sinal de rádio frequência (RF) modulado é recebido no circuito de antena e amplificado em vários estágios posteriores, todos sintonizados na frequência de recepção, até o estágio detetor. Em seguida à detecção, já em frequência de áudio, o sinal é ainda amplificado, a fim de alcançar o nível necessário ao acionamento do transdutor utilizado — alto-falante ou fones. O diagrama de blocos de um receptor desse tipo é mostrado na figura 1.

A amplificação de RF, a cargo de circuitos sintonizáveis na frequência desejada, traz uma série de desvantagens: ganho variável ao longo da faixa de sin-

tonia, seletividade pobre em frequências elevadas, exigência de vários estágios de amplificação e em consequência capacitor variável de múltiplas seções, dificuldade no alinhamento dos estágios, possibilidade de oscilações.

Como é sabido, a solução para essas dificuldades surgiu com o **receptor superheterodino**. Neste, qualquer que seja a frequência de recepção, esta é transladada para um valor pré-escolhido — frequência intermediária (FI) — em um circuito denominado **misturador**.

A amplificação e a seletividade necessárias são deixadas a cargo de um ou vários estágios permanentemente sintonizados na frequência intermediária, de valor constante, o que possibilita um único alinhamento, o qual é efetuado durante o processo de fabricação. Os valores que a amplificação, seletividade, etc., devem alcançar podem ser arbitrados já no projeto do receptor.

2. Como se dá a conversão de frequências

Se aplicarmos a uma válvula, ou transistor, polarizados convenientemente, dois sinais de frequências diferentes, obteremos, à saída do estágio, além desses sinais, também outros cujas frequências são a soma das frequências aplicadas, ou sua diferença (além dos respectivos múltiplos, ou harmônicos). Ocorreu entre aquelas duas frequências o que chamamos de **batimento**.

Se, por exemplo, aplicarmos 1300kHz e 1755kHz, teremos à saída do estágio, além dessas frequências, também 3055kHz e

455kHz. Colocando-se, na saída do estágio, um circuito sintonizado em 455kHz, todos os sinais das outras frequências serão atenuados, sobrando somente o sinal de 455kHz, para amplificação posterior. Esse estágio, pela sua função recebe o nome de **misturador**. Suponhamos que o sinal de 1300kHz seja proveniente de uma estação emissora estando portanto modulado, (ou seja, contém uma certa informação de áudio). O sinal de 1755kHz é gerado no próprio receptor, sem modulação. Obtém-se na saída do misturador, resultante do batimento de 1300kHz, modulado, com 1755kHz, um sinal de 455kHz que apresentará a mesma modulação do sinal de 1300kHz recebido, e, que após sofrer demodulação, permitirá a obtenção do sinal de áudio contido no sinal recebido.

O sinal de 455kHz, da saída do misturador, é amplificado em um ou vários estágios sintonizados nessa frequência, e que constituem o amplificador de frequência intermediária.

Se desejarmos receber outra emissora, cuja frequência seja por exemplo, 700kHz, aplicaremos ao estágio misturador, além desse sinal, captado na antena, outro de $700 + 455 = 1155$ kHz, e teremos, à saída novamente 455kHz. Assim, para a obtenção de frequência intermediária, é necessário dispor-se de um sinal cuja frequência seja igual à da emissora desejada somada ao valor da frequência intermediária.

Esse sinal é fornecido por um oscilador existente no próprio receptor, e denominado **oscilador local**. Quando uma mesma válvula (ou transistor) executa as funções de misturadora e osciladora, é costume denominá-la de **conversora**.

3. Rastreamento

Já dissemos que a diferença entre a frequência do sinal desejado e a do oscilador local é constante e igual à FI. Assim, ao variarmos a sintonia do receptor, passando de uma a outra emissora, devemos variar também a

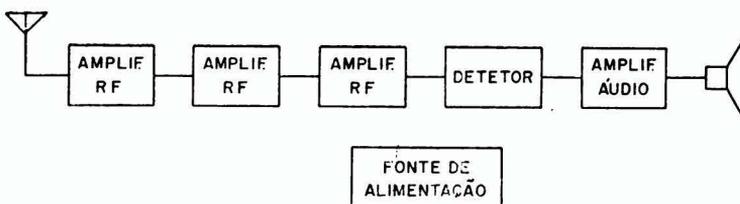


FIG. 1

Diagrama de blocos de um receptor de RFS.

sintonia do oscilador, de molde a manter constante aquela diferença.

O acompanhamento do oscilador local à variação de sintonia do receptor é denominado **rastreamento**. Este é conseguido fazendo-se com que os capacitores variáveis de sintonia do receptor e do oscilador sejam acionados através de um único eixo, e mais alguns artifícios que serão vistos oportunamente.

Em receptores de ondas médias, 530 a 1630kHz, a frequência do oscilador local situa-se acima da frequência de recepção. Assim, com uma FI de 455kHz, o oscilador local deverá ir de $530 + 455\text{kHz} = 785\text{kHz}$ a $1630 + 455 = 2085\text{kHz}$, ou seja deverá permitir uma variação tal que a maior frequência seja aproximadamente três vezes a menor. Caso o oscilador estivesse abaixo da frequência de recepção, teríamos: $530 - 455 = 85\text{kHz}$, $1630 - 455 = 1175\text{kHz}$, ou seja, uma variação total de aproximadamente 14 vezes, que não pode ser obtida com os capacitores variáveis usuais. Além disso, quando estivessemos recebendo 910kHz, o oscilador local estaria em $910 - 455 = 455\text{kHz}$ exatamente o valor de FI. O sinal do oscilador local seria amplificado pelo canal de FI, o que causaria uma interferência altamente prejudicial.

Em frequências elevadas de recepção, todavia, tais limitações não ocorrem, podendo a frequência do oscilador estar acima ou abaixo da frequência de recepção.

4. Frequência imagem

Imaginemos um receptor cuja frequência intermediária seja de 455kHz e esteja sintonizado para receber 600kHz. Seu oscilador local estará entregando ao estágio misturador um sinal de frequência 1055kHz. Se, entretanto, um sinal proveniente de outra emissora que irradia em 1510kHz, atingir os circuitos de entrada do receptor, e chegar ao misturador, ocorrerá aí também, com esse sinal, o **batimento** com o proveniente do oscilador local, 1055kHz e a diferença coincidirá com os 455kHz, valor da FI.

Essa frequência, 1510kHz, é denominada **imagem** e é um inconveniente do receptor superheterodino, pois a emissora em 1510kHz apesar de não desejada, também será ouvida. Evita-se tal inconveniente não permitindo a

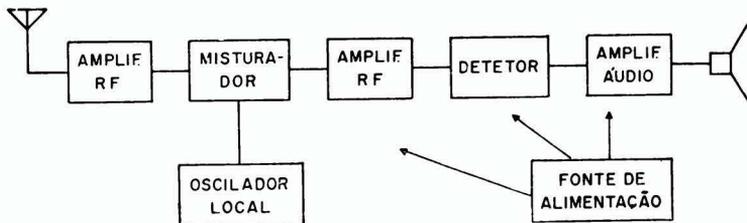


FIG. 2

Diagrama de blocos de um receptor superheterodino

chegada do sinal imagem ao estágio misturador. Isto exige seletividade **antes** desse estágio.

Note-se que a diferença entre o sinal desejado e sua imagem é de duas vezes o valor da FI. Quanto mais elevado o valor da FI, mais fácil se torna eliminar a frequência imagem, pois mais afastada ficará do sinal desejado. Todavia, não se pode elevar o valor da FI à vontade visando afastar a frequência imagem. À medida que se adota um valor da FI mais elevado, diminui-se a seletividade do próprio estágio de FI e esta seletividade é responsável pela rejeição de interferência de emissoras vizinhas à desejada.

Assim, existem certos valores de compromisso, como por exemplo 455kHz — FI de receptores de ondas médias e curtas para entretenimento, 1650kHz — FI de receptores especiais para ondas curtas — 10,7MHz, FI para receptores de frequência modulada, etc.

5. Constituição do receptor

A seletividade antes do misturador é obtida através de circuitos sintonizados, em estágios amplificadores de rádio frequência. A amplificação desses estágios contribuirá também para minimizar outro inconveniente do receptor superheterodino, que é o ruído produzido na conversão, pois o sinal chega ao misturador já amplificado, sobrepondo-se destarte, ao ruído gerado no estágio misturador. Todo estágio, amplificador ou misturador, acrescenta algum ruído ao sinal. Todavia, o ruído produzido no misturador é várias vezes maior que o provocado pelos estágios amplificadores.

Após a conversão, o sinal é amplificado no estágio de FI, e entregue ao detector de áudio. Em seguida ao detector, o sinal de áudio resultante é ainda entregue a um transdutor adequado — fone ou alto-falante.

A figura 2 mostra em blocos, o esquema de um receptor superheterodino.

6. Níveis de sinal necessários

Qual o sinal necessário na entrada de antena do receptor para termos, em seu alto-falante, som na potência acústica desejada, e razoavelmente livre de ruídos e distorções?

Em próximos artigos serão estudados de per si cada estágio do receptor. Consideremos, todavia, em linhas gerais, um receptor a válvulas de desenho comum.

De acordo com padrões internacionais, os níveis e amplificações de um receptor são determinados para uma saída mínima de áudio de 50 miliwatts. (o sinal padrão é modulado a 30% por um tom de 400Hz).

Nosso receptor teria a constituição da figura 3.

A válvula V1 (ECH81) cumpre as funções de misturadora (seção heptodo) e oscilador local (triodo); V2 (EBF89) é amplificadora de FI (seção pentodo) e detetora (duplo diodo); V3 (ECL82) é pré-amplificadora de áudio (triodo) e amplificadora de potência (pentodo).

Para termos 50 miliwatts sobre a carga, no caso o alto-falante, se considerarmos de 80% o rendimento do transformador de saída, deveremos ter, no primário do mesmo cerca de 63mW.

A carga recomendada para a ECL82, pentodo, é de aproximadamente 4000 ohms. Para se calcular a tensão sobre essa carga (refletida no primário do transformador), consideraremos:

$$\text{Potência (watts)} = \frac{(\text{tensão de áudio, volts rms})^2}{\text{carga (ohms)}}$$

$$\text{Tensão} = \sqrt{\text{Potência} \times \text{Carga}}$$

$$V = \sqrt{0,062 \times 4000} \cong 16 \text{ volts}$$

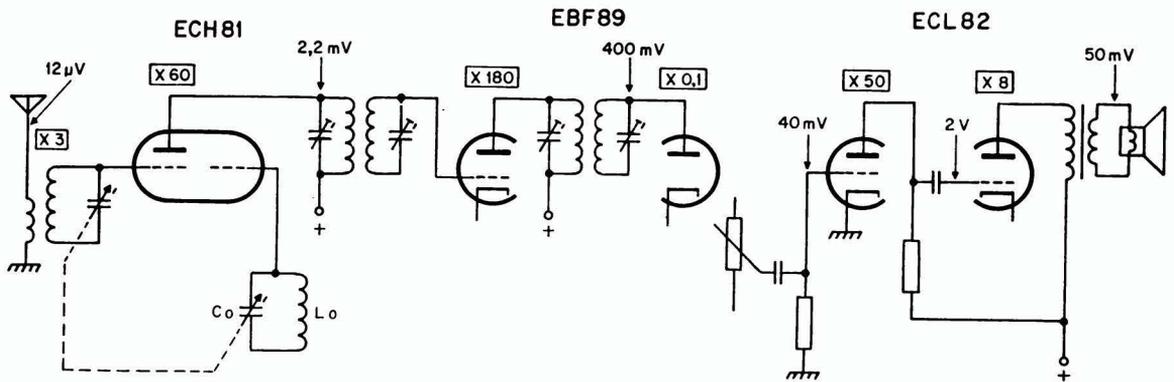


FIG. 3

Circuito esquemático de um receptor superheterodino típico, mostrando os vários níveis de sinal, e o ganho dos diferentes estágios.

Pelo manual de válvulas, o ganho em tensão dessa válvula é de 8 vezes. Assim, precisaremos de 2 volts de sinal em sua grade de comando.

A seção triodo da ECL82 tem uma amplificação de cerca de 50 vezes. Necessitaremos em sua grade, dessa forma, de $2/50 = 0,04V$ ou 40 milivolts (mV).

Um detetor do tipo comum, como será visto mais adiante, causa uma diminuição na amplitude do sinal (considerando-se a relação: tensão de FI/tensão de áudio resultante) de aproximadamente 10 vezes. Ou seja, apresenta um "ganho" de 0,1. O sinal de FI aplicado ao diodo deverá ser de $40/0,1 = 400mV$.

O estágio de FI, já considerando as perdas nos transformadores sintonizados, etc., apresenta, em termos gerais, um ganho de tensão de 180 vezes. Assim, é necessário na entrada do estágio uma tensão de sinal de FI de $400/180 = 2,2mV$.

Em ondas médias, o estágio conversor proporciona, normalmente, um ganho de 50 a 60 vezes, considerando-se a relação: tensão de sinal de FI para tensão de RF na grade da válvula. O circuito sintonizado da antena (L_1, L_2, C_2) contribui com um aumento de tensão de cerca de 3 vezes, o que dá um total de $3 \times 60 = 180$ vezes.

Necessitaremos, pois na antena, um sinal de $2,2/180$ ou 12 microvolts, aproximadamente, para termos, na saída do receptor, 50 mW de áudio.

Em ondas curtas, na faixa de 6 a 18MHz, o ganho do conjunto — circuito de antena e conversor — é menor, apresentando valores da ordem de 80 a 100.

Nesse caso, a sensibilidade do receptor diminui, exigindo um nível de sinal, na antena, de 18 a 25 microvolts.

7. Controle automático de ganho

Com sinais maiores que os citados anteriormente a saída seria proporcionalmente maior. Todavia, a fim de evitar que a amplitude média do sinal de áudio seja por demais afetada por variações na intensidade do sinal recebido na antena, usa-se um circuito que controla automaticamente o ganho do receptor. As variações do sinal na entrada podem ser causadas por desvanecimento (fading), por mudança de condições da recepção nos receptores móveis, na sintonia de diferentes estações transmissoras, etc.

O controle automático de ganho comanda a amplificação dos estágios de RF e FI, e em alguns receptores, também do estágio conversor. Tal controle se torna possível mediante a utilização, nos estágios citados, de válvulas de fator de amplificação variável. O ganho de cada estágio é função direta do fator de amplificação da respectiva válvula. Em receptores transistorizados, um processo semelhante é empregado para se conseguir esse controle mediante variação da corrente de base dos transistores incluídos no circuito de controle.

A tensão para o controle é obtida no detetor, como será visto detalhadamente, por ocasião do seu estudo.

Mediante o controle automático de ganho, consegue-se fazer com que variações de sinal na

entrada de antena, de 10 microvolts a 10.000 microvolts (relação de 1 para 1000) causem na saída variações de apenas 10 vezes, ou menos ainda.

O controle manual de volume, na entrada do pré-amplificador de áudio, permite escolher o nível sonoro que se deseja obter no alto-falante.

8. Ruído

Um fator importante a ser levado em conta é a tensão de ruído normalmente presente na antena do receptor. Em ondas médias esta tensão poderá atingir valores elevados, que dependerão obviamente, do local onde se acha instalada a antena, hora do dia, proximidades de fontes de ruído, tais como motores elétricos ou de explosão, aparelhos eletro-médicos, etc.

Em qualquer caso, todavia, a tensão de sinal, na antena, para uma audição razoável, deverá ser no mínimo 10 vezes superior à de ruído. Em artigo próximo será estudada a modificação que essa relação sinal/ruído, presente na antena, sofre nos vários estágios, até a obtenção de áudio.

9. Conclusões

Vimos qual o princípio de funcionamento de um receptor superheterodino, suas vantagens e inconvenientes. Foram apresentados os vários estágios que compõem o receptor, e alguns problemas ligados a seu desenvolvimento.

Em artigos seguintes, a Revista ELETRÔNICA, apresentará com maiores detalhes, cada um dos estágios mencionados.

Reparações em receptores de rádio.

ADAUTO CONDE

Iniciamos aqui uma série de artigos sobre reparações de receptores com válvulas, destinada àqueles que já tenham algum conhecimento de eletrônica e desejam ingressar no setor de serviços em rádio.

I

Os defeitos apresentados por receptores são variadíssimos e mesmo uma longa série de artigos não seria suficiente para descrevê-los, com os detalhes que se fazem necessários. Felizmente, no entanto, cerca de 90% dos casos se resumem a três ou quatro sintomas bem determinados, o que permite que através de um programa bem elaborado seja possível a localização rápida e segura da causa do defeito. Os demais sintomas apresentados variarão praticamente de rádio para rádio, mas um certo grau de habilidade em pouco tempo adquirido, será suficiente para proporcionar ao próprio técnico condições de estabelecer uma rotina de pesquisa para cada caso particular.

Abordaremos a seguir os seguintes sintomas de defeitos:

- a) Sem som;
- b) Com ronco, e
- c) Baixo volume.

O conhecimento das técnicas de eliminação desses defeitos e a prática através dos consertos que vão sendo efetuados, trará, sem dúvida, uma maior compreensão dos fundamentos da eletrônica, que poderá ser utilizada não só na solução de outros tipos de defeito, como também na expansão de conhecimentos em eletrônica geral.

SEM SOM

Este é, sem dúvida, o sintoma que mais frequentemente se apresenta. Será, assim discutido com muito mais detalhes que os demais casos.

O primeiro passo para a localização do defeito, consiste no exame visual dos filamentos das válvulas*. Em receptores com transformador de força (fig. 1), no caso de "queima" de uma válvula, apenas essa permanecerá apagada; em receptores C.A.—C.C. (fig. 2), a descontinuidade no filamento de qualquer válvula, interromperá a corrente de filamento nas demais, já que estão ligadas em série. No primeiro caso, a válvula defeituosa deve ser substituída sem necessidade de testes adicionais (ver adiante, em retificadoras). Em receptores C.A.—C.C. as diversas válvulas serão testadas uma a uma até a localização do filamento in-

(*) Pode acontecer que a ligação da rede ao receptor esteja interrompida, no próprio plugue, no fio duplo de interconexão ou na chave geral do aparelho, mas essas são verificações evidentes.

Antes de se iniciar a reparação, propriamente dita, de um receptor, convém sempre fazer-se uma inspeção visual, com o aparelho desconectado da rede. Nessa inspeção serão verificados casos de válvulas trocadas ou quebradas, resistores chamuscados, capacitores vazando, curtos, soldagens deficientes, fios soltos, etc.; o odor característico de transformador de força queimado indicará a deficiência desse componente.

Uma vez efetuada essa revisão inicial, liga-se o aparelho. Se algum dos itens acima foi observado e devidamente corrigido, é bem provável que o receptor já apresente funcionamento perfeito.

terrompido; nestes receptores entretanto, convém fazer uma verificação da fiação do filamento (para se precaver de possíveis curtos) antes da substituição da válvula.

Se com essa verificação visual das válvulas, nada fôr constatado, dá-se início à busca no próprio circuito. Como ponto de partida, procede-se sempre, à localização da **etapa defeituosa**.

A primeira etapa a ser verificada é a fonte de alimentação. Uma medição da tensão +B (A), dará rapidamente, uma indicação sobre seu estado. Se não houver tensão ou se esta fôr muito reduzida, os diversos componentes, da etapa, serão verificados. Como na maioria dos casos, os defeitos nesse circuito são causados por válvulas fracas ou queimadas, o primeiro teste a ser efetuado será o teste da válvula. Quando fôr necessária a instalação de uma válvula nova, antes, deve-se verificar (com o aparelho desconectado da rede) se existe curto entre o +B e a massa. Se fôr constatada a existência de um curto-circuito, procede-se a sua localização. Seguindo-se a linha de distribuição dessa tensão (em linha cheia nos diagramas) a partir do filamento ou catodo da válvula retificadora, desconnectam-se um a um, os diversos componentes aí ligados. Na ramificação, que ao ser desligada ocasionar a cessação do curto, estará localizado o defeito. Em alguns casos, uma simples verificação visual da linha, poderá mostrar um curto. Convém também retirar as válvulas dos soquetes, já que estas poderão ser responsáveis pelo defeito. Na maioria dos casos de +B em curto, um dos capacitores eletrolíticos de filtro é o responsável.

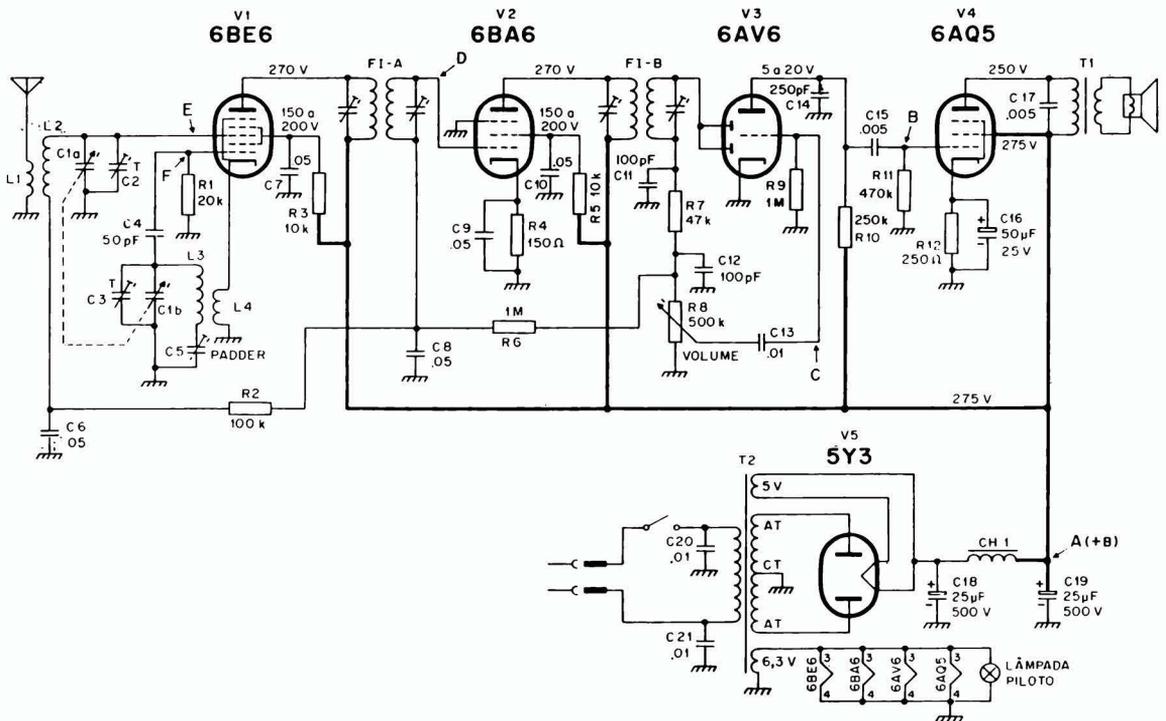


FIG. 1

Receptor com transformador de força típico. A válvula V1 exerce as funções de osciladora e conversora; V2 amplifica o sinal de frequência Intermediária; V3 deteta o sinal de RF ("transforma" em sinal de áudio — função da secção duplo-diodo) e amplifica o sinal de áudio (triódio); V4 é a válvula amplificadora de potência (de saída) e V5 retifica a corrente alternada ("transforma" em corrente contínua).

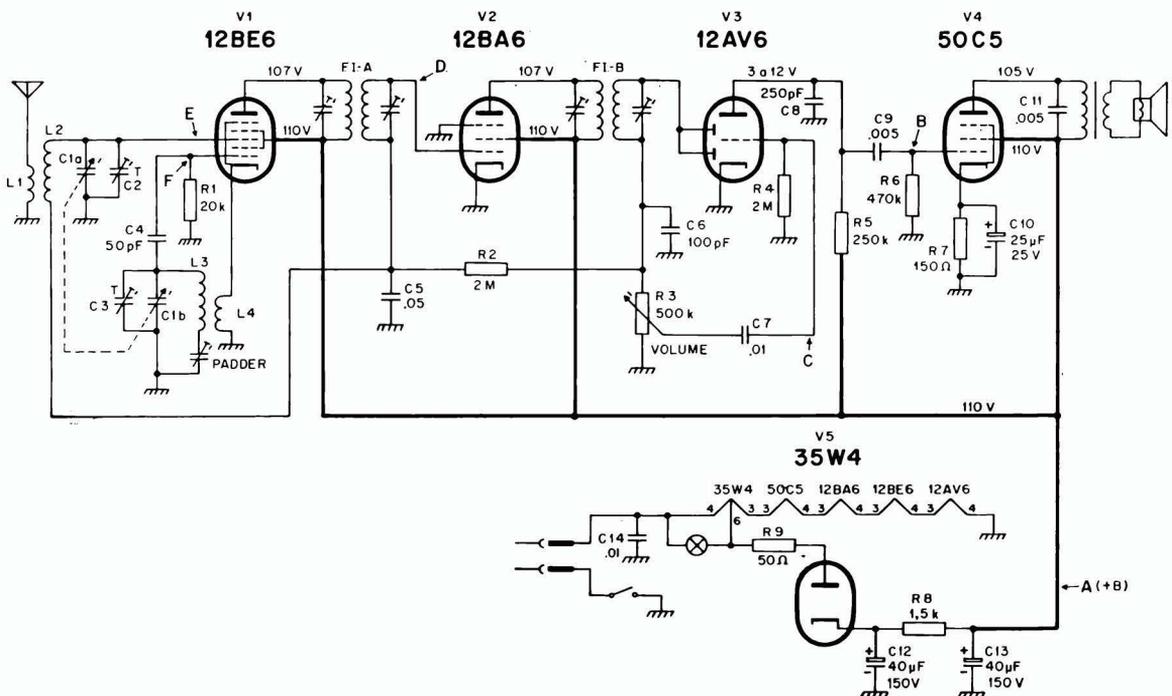


FIG. 2

Receptor para C.A. e C.C. típico. As funções das válvulas são as mesmas da figura 1. Nestes receptores quando uma das válvulas "queima", interrompe-se a alimentação de filamento em todas as válvulas do receptor (nenhuma das válvulas "acende").

No caso da tensão +B apresentar-se normal, procede-se ao exame das etapas do receptor, propriamente dito: etapas de saída, pré-amplificadora, amplificadora de FI e osciladora-convertora. Será agora usado um injetor de sinais (ver Revista Eletrônica n.º 14) ou um gerador de sinais.

Quando se utiliza injetor de sinais, este deve ser acoplado primeiramente à grade de controle da válvula de saída (B). Se for ouvido o apito característico no alto-falante, o sinal deve ser injetado na grade de controle da válvula pré-amplificadora (C); a seguir, na grade de controle da válvula amplificadora de FI (D) e finalmente na grade de controle 2 da válvula osciladora-convertora (E). Entre o estágio em que for ouvido o apito e o estágio em que este não for mais ouvido, estará localizado o defeito.

Quando se utiliza gerador de sinais, deve-se selecionar o sinal adequado para cada etapa e seguir o mesmo método usado com o injetor. Em (B) e (C) injeta-se um sinal de áudio. Em (D) e (E) injeta-se um sinal de 455 ou 465KHz, dependendo da FI do receptor.

Uma vez localizado o estágio defeituoso, procede-se ao seu exame individual. Inicia-se pela medição das tensões de placa e grade auxiliar. Nos esquemas das figuras 1 e 2, estão indicados os valores aproximados encontrados nesses eletrodos. Se for constatada falta de tensão ou tensão abaixo do normal, verifica-se a continuidade do componente que interliga o eletrodo em questão ao +B; se não apresentar continuidade, esse componente deve ser substituído.

Se as tensões de alimentação da válvula estiverem corretas, testa-se a válvula do estágio. Se esta não for a causa do defeito, verificam-se os demais componentes, que poderiam ser responsáveis por emudecimento total: resistores de catodo (R4 e R12 na fig. 1 e R7 na fig. 2) ou capacitores de acoplamento defeituosos, bobinas de FI interrompidas ou descalibradas, transformador de saída ou alto-falante interrompidos, etc. Em casos mais raros, o próprio terminal do soquete da válvula pode estar interrompido.

Quando o sinal do injetor ou gerador acoplado à grade de controle 2 da válvula osciladora-convertora, for ouvido no falante e ainda assim o receptor apresentar-se totalmente mudo, é quase que seguro que o oscilador local não está funcionando. Se se dispôr de um voltímetro eletrônico, é suficiente medir-se a tensão na grade de controle 1 (grade osciladora) da válvula osciladora-convertora (F), para se verificar seu funcionamento. Outro processo, consiste em se medir a corrente através do resistor de polarização da grade osciladora (R1) (para a intercalação do miliamperímetro, interrompe-se o circuito no lado massa do resistor) e pela lei de Ohm, calcula-se a tensão de grade. Uma forma simples, correntemente utilizada, para uma verificação mais grosseira, porém rápida, consiste em se aproximar

do oscilador local, a antena de um outro receptor, em perfeitas condições, sintonizado numa emissora acima de 1.000kHz e girar-se lentamente, o variável do receptor em teste, procurando-se ouvir no receptor auxiliar, o batimento do sinal irradiado pelo oscilador local, com a emissora captada. No caso desse batimento não se verificar, conclui-se que o oscilador local não funciona. Se for comprovado o não funcionamento do oscilador, procede-se ao exame de seus diversos componentes (R1, C1, C4, L3, L4); no caso de receptores com chave de onda, deve-se verificar também, a continuidade através dos contatos desse comutador.

CONCLUSÃO

Foi descrita a técnica a ser seguida para a localização de defeito em receptores totalmente emudecidos e a sua observância tornará possível solucionar qualquer caso apresentado. Deve-se afirmar entretanto, que a quase totalidade dos casos de emudecimento total se deve a alguns poucos defeitos, que se repetem com bastante frequência. Esses defeitos, por ordem de frequência, são os seguintes:

- 1 — Válvula retificadora queimada (5Y3, 80, etc.) ou com catodo interrompido (35W4, 35Z5, 6X5, 6X4, 6V4, EZ80, etc.).
- 2 — Resistência de grade auxiliar da válvula amplificadora de FI ou osciladora-convertora (R4 e R5, na fig. 1) interrompida.
- 3 — Primário do transformador de saída interrompido.
- 4 — Outra válvula do circuito queimada ou com outro defeito.

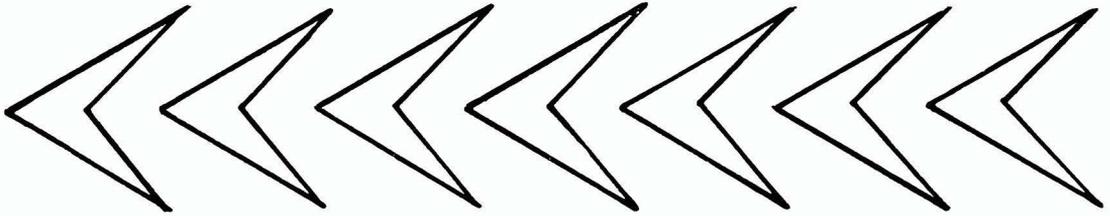
Com o passar do tempo a prática permitirá ao técnico a simplificação do seu modo de agir. Assim aproximando-se do alto-falante, por exemplo, poderá verificar a existência de um pequeno zumbido residual, o que indicará que, pelo menos a fonte de alimentação, o transformador de saída e o alto-falante estão funcionando. A inexistência do zumbido indicará deficiência numa dessas partes.

O exame visual de uma válvula retificadora poderá revelar, muitas vezes, um filamento ou catodo interrompido. Essa válvula com a placa ao rubro indicará curto-circuito na linha de +B, ou talvez nela própria.

Alguns técnicos utilizam o processo de tocar com o dedo no extremo superior do controle de volume ou na grade da válvula excitadora (C), para, ouvindo ou não o ronco característico no alto-falante, determinar o estado do estágio de áudio; esse processo entretanto deve ser evitado — com um gerador ou injetor ter-se-á uma idéia bem mais precisa do funcionamento do circuito, em tempo igualmente reduzido.

(Continua no próximo número)

Amplificador 20W



Eng. E. MENENDEZ (*)

O amplificador de áudio aqui descrito é capaz de fornecer uma potência de saída de 20W numa carga de 8Ω , a distorção harmônica a plena potência é a 1.000Hz sendo de 3%. A sensibilidade para máxima saída é de 75mV. A alimentação é feita pela rede, a tensão CC de alimentação sendo de 45V.

Tendo em vista a sua potência de saída relativamente elevada, este amplificador pode ser utilizado não somente em eletrolas de alta fidelidade como também em sistemas de "public-address" para estabelecimentos comerciais, bancos, clubes, etc.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

A figura 1 ilustra o circuito do amplificador. A etapa excitadora utiliza dois transistores AC128 em conexão emissor comum, acoplados diretamente entre si. A tensão de polarização da base de T_1 é retirada do emissor de T_2 através da rede resistiva R_2, R_3, R_4, R_5 e, deste modo, obtemos uma forte realimentação CC que garante a estabilidade dos pontos de trabalho dos dois transistores. O acoplamento à etapa final é feito por meio de um transformador excitador ("driver"), cujos

dados construtivos acham-se na figura 5.

O estágio de saída utiliza dois transistores AD149 em configuração "single-ended" (terminação simples). A sua estabilidade térmica está assegurada pelos resistores de emissor R_{15} e R_{16} , pelos divisores resistivos $R_{11} - R_{13}$ e $R_{12} - R_{14}$ e pelos dissipadores sobre os quais são montados os transistores de saída. Cada dissipador é constituído por uma chapa de alumínio de 3mm de espessura e 100cm^2 de área.

A fim de minimizarmos a distorção por "cross-over" os transistores de saída foram polariza-

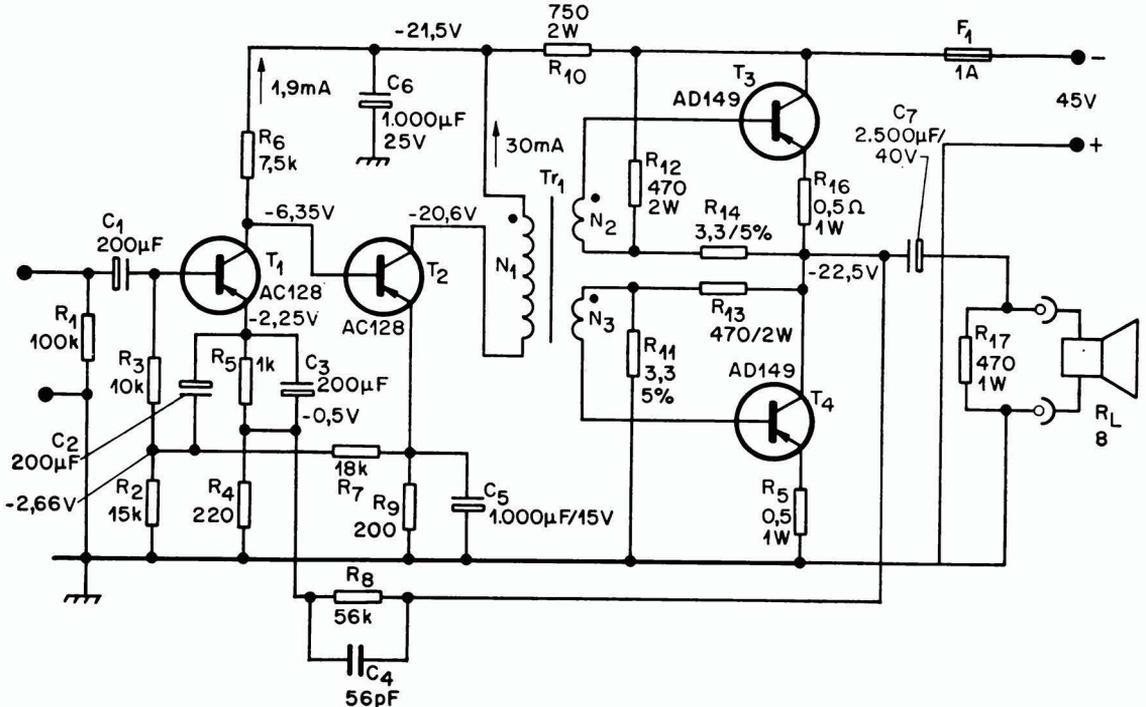


FIG. 1

Circuito completo do amplificador

Obs: O resistor de emissor de T_1 é R_{15} ; os pontos junto a N_1, N_2 e N_3 indicam o princípio dos enrolamentos.

(*) FAPESA — Laboratório de Aplicações Eletrônicas (Buenos Aires, Argentina).

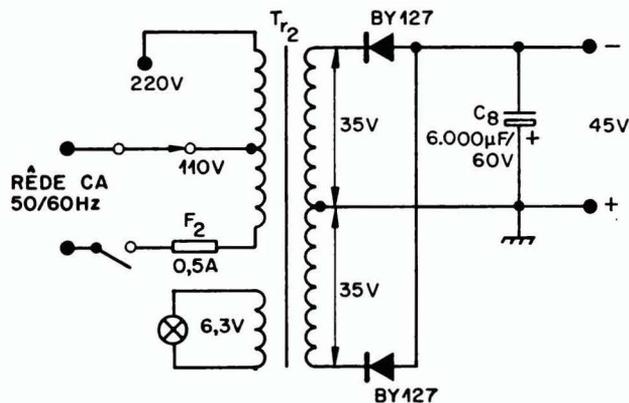


FIG. 2
Esquema da fonte de alimentação

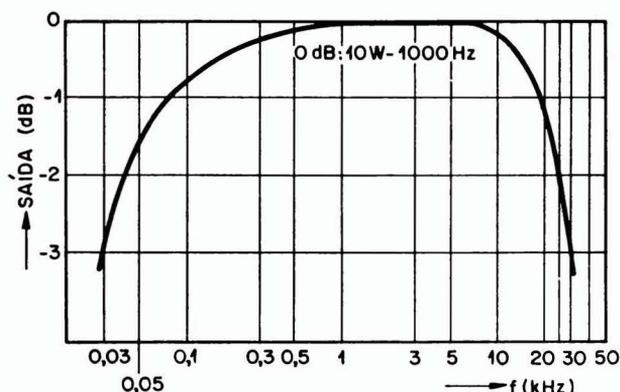


FIG. 3
Resposta em frequência. O nível zero dB corresponde a uma potência de saída de 10W, a frequência sendo de 1.000Hz.

dos de tal modo que a corrente quiescente é de 30mA.

A malha R_s, C_4 introduz realimentação CA negativa, a qual, a uma frequência de 1.000Hz é de -11dB .

A fonte de alimentação é convencional, do tipo onda completa, fornecendo uma tensão CC de 45V quando não há sinal na entrada do amplificador e 40V quando a potência de saída do amplificador é máxima. Nesta última condição a corrente média fornecida pela fonte é de 0,8A aproximadamente.

DESEMPENHO

A resposta em frequência está ilustrada na figura 3, o nível

FIG. 5

Transformado: excitador ("driver"). Primário (N_1): 500 espiras de fio de cobre de 0,25mm de diâmetro. Secundário ($N_2 + N_3$): 166 espiras, enrolamento bifilar, fio de cobre de 0,40mm de diâmetro.

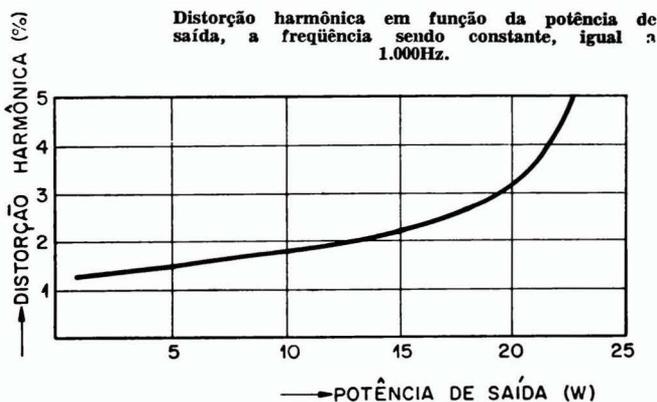
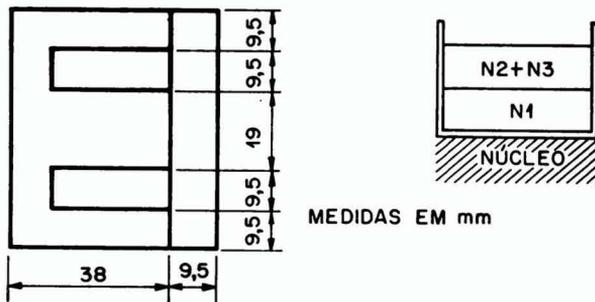


FIG. 4

Distorção harmônica em função da potência de saída, a frequência sendo constante, igual a 1.000Hz.



MEDIDAS EM mm

0dB correspondendo à uma potência de saída de 10W a 1.000Hz. Nestas condições, as frequências de corte inferior e superior (a -3dB) foram de 30 a 30.000Hz, respectivamente.

Na figura 4 vamos encontrar o gráfico da potência de saída em função da distorção harmônica, as medições tendo sido efetuadas com sinal de frequência de 1.000Hz.

Além das duas medições mencionadas acima, foram também efetuadas as seguintes:

- Sensibilidade a 1.000Hz para 10 e 20W de saída: 50 e 75mV, respectivamente.
- Impedância de entrada a 1.000Hz: $32\text{k}\Omega$.
- Impedância de saída a 1.000Hz: $0,18\Omega$.
- Tensão de zumbido medida na saída da fonte de alimentação: 70mV (sem sinal na entrada do amplificador) e 225mV (quando o amplificador está fornecendo a máxima potência de saída).

Finalmente, esclarecemos que todas as medições foram realizadas com tensão de rede nominal.

O disparador Schmitt

Um dos circuitos mais relegados a um segundo plano pelos técnicos em Eletrônica é o disparador de Schmitt (Schmitt Trigger), provavelmente devido a um desconhecimento das possibilidades que o mesmo oferece.

A principal propriedade desse circuito é a de transformar uma onda qualquer em onda quadrada ou retangular de um modo muito mais perfeito do que um ceifador.

Ao contrário de um ceifador, os tempos de subida e descida da onda gerada por um disparador Schmitt não são dependentes da amplitude do sinal de entrada. Essa propriedade permite que o circuito gere ondas quadradas praticamente perfeitas com sinais de pequena amplitude.

No ramo das comunicações, a sua aplicação mais imediata seria a de transformar a saída de ondas senoidais de um gerador de áudio ou mesmo a saída de áudio de um gerador de RF em ondas quadradas comparáveis às geradas por um instrumento de alto custo. O seu princípio de funcionamento pode ser entendido facilmente a partir da figura 1.

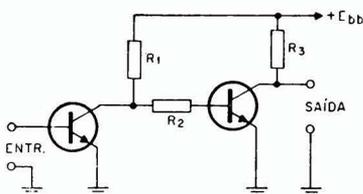


FIG. 1

Diagrama de princípio do disparador Schmitt

Nela observamos um amplificador de dois estágios acoplados diretamente. A única diferença que se nota relativamente a um amplificador convencional é a de

que polarizamos TR_1 , de modo que o mesmo esteja em corte e TR_2 , através de R_1 e R_2 na saturação.

Nessas condições, a tensão coletor de TR_1 , será a própria tensão de alimentação e o coletor de TR_2 estará a uma tensão muito baixa ($< 0,5V$). Apliquemos agora na base de TR_1 uma tensão senoidal, para efeito de simplificação do raciocínio. Nos semi-ciclos positivos (fig. 2) TR_1 conduzirá diminuindo assim a sua tensão de coletor e consequentemente a polarização de base de TR_2 , fazendo com que a tensão de coletor do mesmo aumente.



FIG. 2

Formas de onda encontradas no circuito da Fig. 1

Quando a amplitude do sinal de entrada for suficientemente grande, TR_1 passará para a saturação e TR_2 para o corte, dando como saída a forma de onda representada em linha cheia na fig. 2. Nos semi-ciclos negativos o circuito permanecerá nas condições iniciais.

Até aí, temos simplesmente um ceifador convencional. Adicionamos, porém, a resistência R_4 no circuito (fig. 3). Essa resistência terá seu valor ajustado de modo a introduzir uma forte realimentação positiva que levaria o circuito à oscilação não fosse o fato de TR_1 , estar cortado, de modo que as condições iniciais do circuito não mudam.

Ao aplicarmos, porém, um sinal positivo na base de TR_1 o mesmo sairá do corte e o ganho do elo de realimentação sendo suficientemente grande fará com que TR_1 , atinja imediatamente a saturação e TR_2 fique cortado.

Nessas condições, o tempo de subida é determinado pelos parâmetros de comutação dos transistores. O circuito também só voltará a condição de repouso

(Continua na pág. 266)

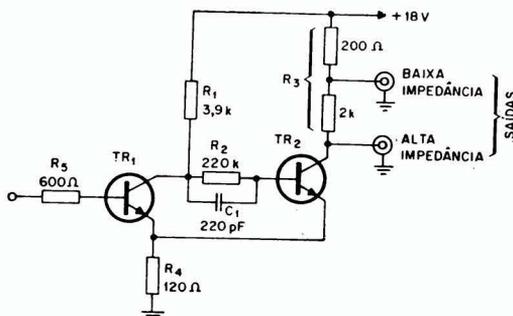


FIG. 3

Circuito completo do disparador com os valores dos componentes $TR_1, TR_2 = 2N2926$

Transistores de Potência

II

ASSOCIAÇÃO EM PARALELO

Como vimos, a potência máxima que pode ser dissipada pelo transistor é, na prática, bem inferior a que se pode deduzir pela leitura de suas características típicas. Portanto, frequentemente, faz-se necessário a associação de um certo número deles em paralelo, a fim de se obter a dissipação necessária para a utilização que se tem em vista.

Não teríamos, evidentemente, problema algum se, ao conectar vários transistores em paralelo não precisássemos tomar nenhuma precaução particular: utilizando dois transistores poderíamos esperar que a dissipação térmica pura e simplesmente dobrasse.

Infelizmente, os transistores de um mesmo tipo não possuem em geral, as mesmas características, e, se não tomarmos certas precauções, os dois transistores podem ser conduzidos a uma situação de dissipar potências bem diferentes; como caso extremo poder-se-ia mesmo pensar que um deles dissiparia toda a potência

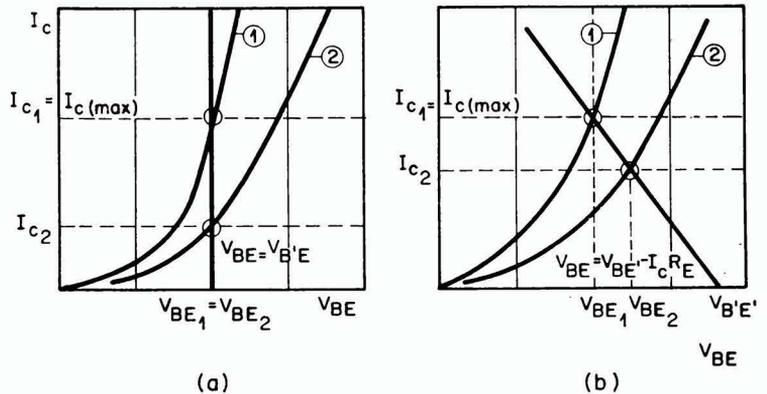


FIG. 2

Curvas de transcondutância de dois transistores do mesmo tipo escolhidos ao acaso. Quando os transistores estão em paralelo, sem resistência de emissor, as tensões base emissor são iguais ($V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$) e os pontos de funcionamento são diferentes ($I_{C1} > I_{C2}$) (a). Pelo contrário, com uma resistência de emissor, os pontos de funcionamento que correspondem às intersecções das características de transcondutância com a reta de carga do emissor $V_{BE} = V_{B'E'} - I_C R_E$ são tanto mais próximos quanto maior for R_E (b).

cia enquanto que o outro permaneceria completamente bloqueado.

Consideremos inicialmente, os dois transistores da Fig. 1a, colocados simplesmente em paralelo. Se traçarmos as curvas de transcondutância, I_C em função de V_{BE} , de dois transistores tomados ao acaso e numerados (1) e (2) (Fig. 2a), vemos que elas podem estar bastante separadas uma da outra.

As tensões V_{BE} dos dois transistores em paralelo são necessariamente idênticas e correspondem a uma reta paralela ao eixo I_C ; a corrente I_{C2} determinada por V_{BE} é consideravelmente inferior a I_{C1} que é igual a $I_{C,max}$. Em nosso exemplo, sem nenhum exagero, três quartos da potência serão dissipados no transistor (1).

Uma primeira solução nos ocorre então: a seleção dos tran-

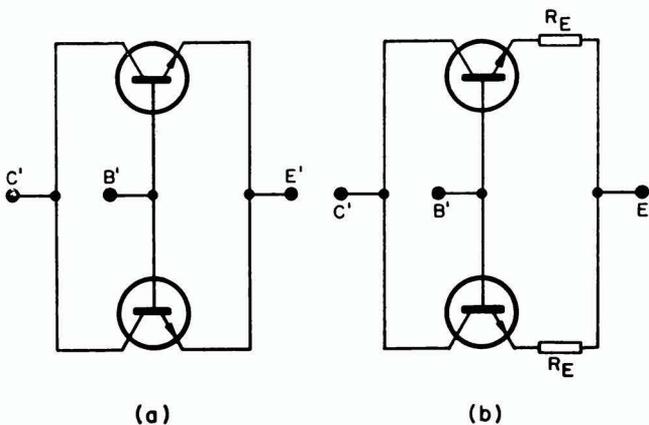


FIG. 1

Associação paralela de dois transistores (a). Transistores em paralelo com resistências individuais de emissor (b).

sistores que serão colocados em paralelo, de tal maneira que os parâmetros difiram muito pouco e as potências se repartam convenientemente. Os inconvenientes desta solução são numerosos: não somente aparece o problema da substituição de um dos transistores, como também o da própria seleção, que é bem difícil e antieconômica. Além disso, não devemos nos esquecer que os parâmetros dos transistores podem variar com o tempo e que portanto um conjunto de transistores, equilibrado, pode após certo tempo de utilização, vir a se desequilibrar.

É necessário portanto, procurar remediar de outra maneira as causas do desequilíbrio, a fim de se poder associar em paralelo transistores quaisquer, obtendo sempre uma distribuição satisfatória de potências entre eles.

Experimentemos colocar no emissor de cada transistor (Fig. 1b) resistências idênticas R_E . Considerando a aproximação $I_C = I_E$ (o que supõe um ganho de corrente infinito) como válida, obtém-se nos terminais de

cada transistor uma tensão efetiva cuja expressão é dada por

$$V_{B1E1} = V_{B'E'} - I_{C1}R_E$$

$$V_{B2E2} = V_{B'E'} - I_{C2}R_E$$

O ponto de polarização efetivo estará na interseção da reta $V_{BE} = V_{B'E'} - I_C R_E$ e da característica de transcondutância dos transistores (Fig. 2b). A melhora resultante, como se pode ver, não é desprezível; ela é tanto mais pronunciada quanto mais a reta é inclinada, isto é, quanto maior for R_E — cujo valor será limitado exclusivamente pela sua dissipação.

Assim, portanto, quando associamos em paralelo transistores que funcionam em regime linear, é de todo interessante que se coloque no circuito de emissor resistências de valores convenientemente escolhidos.

Inversamente, a colocação de resistências individuais de base teria um efeito prejudicial, porque elas acrescentariam às dispersões de transcondutância, as de ganho de corrente que podemos considerar, em primeira aproximação, independentes das primeiras.

Quando, porém, temos o caso de transistores funcionando em regime não linear, a situação se modifica: pelas mesmas razões, é sempre necessário prever resistências individuais de emissor; além disso, no caso, há interesse também em se utilizar resistências individuais de base.

É indispensável, com efeito, que cada transistor esteja saturado, sob pena de ser destruído por uma dissipação excessiva; entretanto, não é conveniente que sua corrente de base ultrapasse o valor máximo permitido, porque senão ele seria igualmente destruído: o papel da resistência de base é o de limitar a corrente de base máxima para os transistores de alta transcondutância, assegurando no entanto aos transistores de baixa transcondutância uma situação de plena saturação.

Pode-se tornar necessário, evidentemente, por qualquer outra razão, colocar resistências comuns de emissor, base ou coletor, em série com o conjunto de transistores; torna-se claro do exposto acima que essa disposição não permitirá, em nenhuma hipótese, que haja uma distribui-

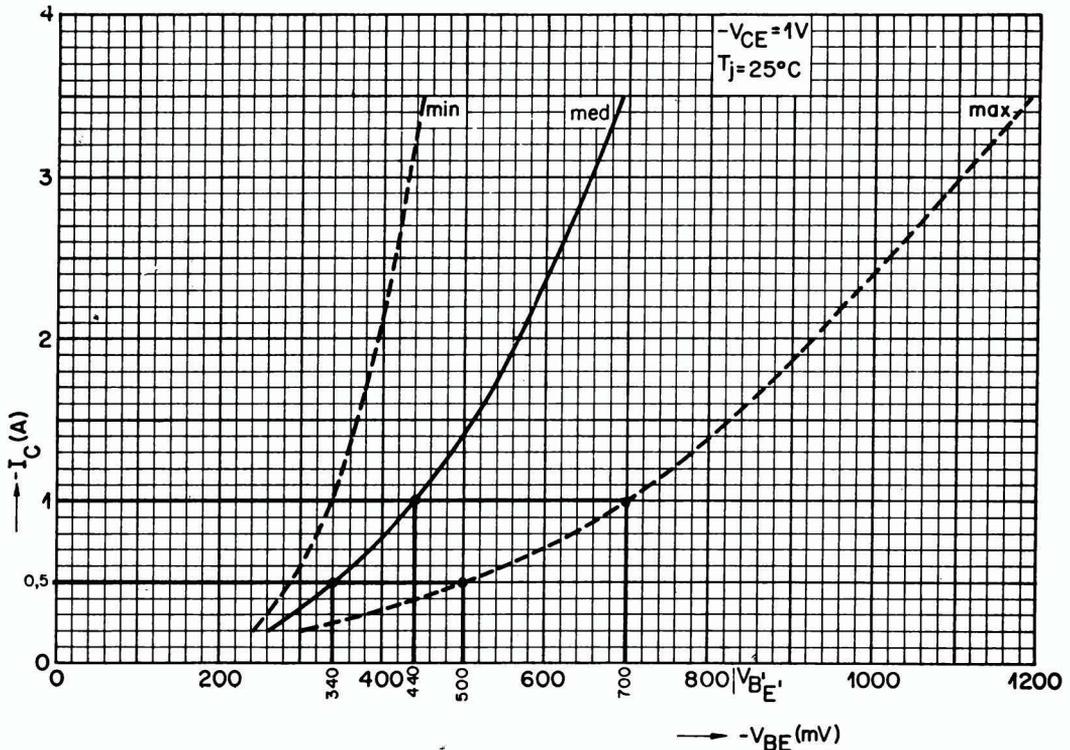


FIG. 3

Curva característica do transistor AD 149, com exemplos de construção da Tabela 1.

ção de correntes equilibrada entre os transistores.

EXEMPLOS TÍPICOS DE ASSOCIAÇÃO EM PARALELO DE VÁRIOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

Após essas considerações gerais, vamos abordar alguns exemplos práticos, onde os princípios enunciados serão aplicados. Escolhemos para tanto o transistor AD149. O que vai ser dito a seguir aplica-se, entretanto, a todo e qualquer outro transistor, seja ele de germânio ou de silício, desde que os parâmetros necessários constem do manual (o que nem sempre, infelizmente, acontece).

As características típicas do AD149, a 25°C e uma tensão coletor-emissor de -1V, são as seguintes: (obtidos no manual Philips de semicondutores) (Fig. 3).

Alguns fabricantes não fornecem o valor mínimo de V_{BE} para uma dada corrente I_C . Se tal fôr o caso podemos calculá-lo, fazendo a suposição de que o valor típico (ou médio) é a média geométrica dos valores máximos e mínimos, ou seja,

TABELA I

Corrente coletor I_C	V_{BE} valor típico	V_{BE} max.
-0,5A	-0,34V	-0,50V
-1,0A	-0,44V	-0,70V
-2,0A	-0,56V	-0,93V
-3,0A	-0,65V	-1,10V

$$V_{BE \text{ min.}} = \frac{(V_{BE \text{ tip}})^2}{V_{BE \text{ max.}}} \quad \text{Essa}$$

aproximação é evidentemente grosseira mas é justificada pela prática, conduzindo a resultados satisfatórios. As curvas de que nos utilizamos são as que se vêem na fig. 3 sôbre as quais é necessário fazer algumas considerações:

a) as inclinações das curvas min. e máx. são de pouca importância, pois o que importa verdadeiramente é a posição da curva.

b) as variações de V_{BE} são desprezadas já que na prática elas são bem pequenas.

c) seria necessário na verdade colocar em ordenadas I_E e não I_C , para que se pudesse considerar o ganho de corrente do transistor. No entanto, em nossa análise vamos desprezar a corrente de base, como já foi dito atrás ($\beta = \infty$), já que uma precisão muito grande nesse tipo de cálculo é desnecessária.

d) no entanto, a tensão V_{BE} varia rapidamente com a temperatura (V_{BE} decresce aproximadamente 2mV para um aumento

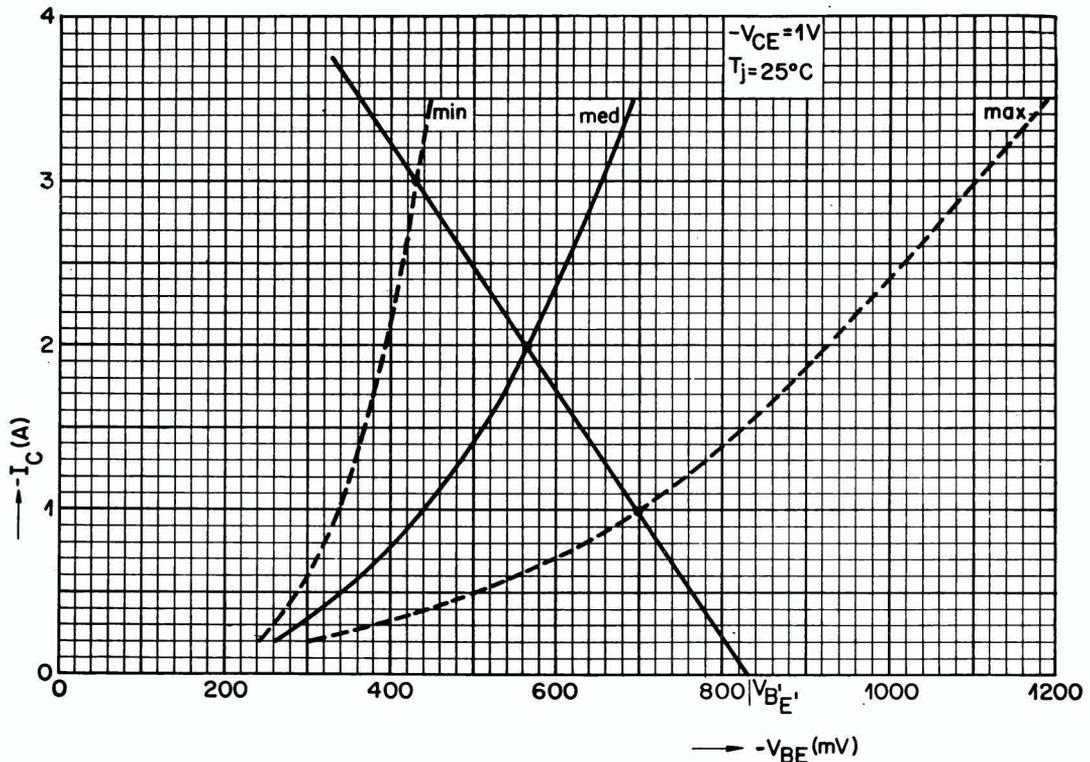


FIG. 4

Determinação da resistência de emissor no caso em que o número de transistores é pré-determinado, isto é, quando se fixa de início $I_{C \text{ max}}$ e $I_{C \text{ med}}$.

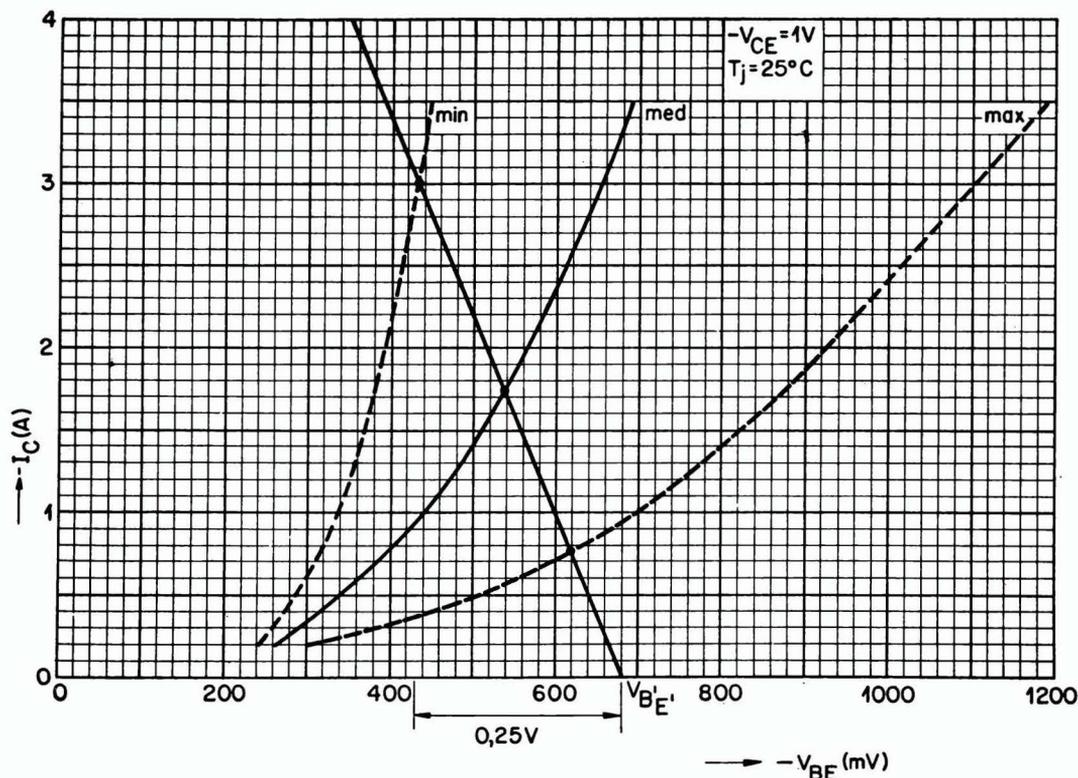


FIG. 5

Quando se deseja otimizar o rendimento, escolhe-se, de início uma queda de tensão máxima entre os terminais da resistência de emissor.

da temperatura de 1°C). Este efeito pode ser desfavorável e seria necessário levá-lo em conta nos casos extremos em que os aquecimentos dos transistores são diversos; com efeito é o transistor cuja curva de transcondutância obedece à curva mínima que se aquece mais fazendo com que sua curva de transcondutância se desloque mais para a esquerda, o que aumenta assim, a sua dissipação. Entretanto, não iremos considerar esse efeito em nossa análise já que na maioria dos casos essas variações são suficientemente pequenas para que se as possa desprezar sem maiores cuidados.

UTILIZAÇÃO DAS CURVAS

1. Número pré-determinado de transistores em paralelo.

Nesse caso, a noção de rendimento não é considerada, ou seja, nessas condições, as resistências de emissor podem dissipar uma potência qualquer.

Suponhamos para fixar as idéias, que queremos uma corrente de coletor inferior a 3A ($I_{C \max}$) e que procuramos limitá-la em 2A ($I_{C \text{ tip}}$ ou $I_{C \text{ med}}$).

O resultado é a reta de carga do emissor que se vê na fig. 4, obtendo-se como valor mínimo para I_C ($I_{C \min}$), através de um transistor que apresente característica de transcondutância coincidente com a curva máx. o valor de 1A. As resistências de emissor têm o valor de $0,135\Omega$, obtido substituindo-se na expressão da reta de carga do emissor: $V_{BE} = V_{B'E'} - I_C R_E$, os valores relativos a um ponto da mesma: $V_{B'E'} = 0,830V$; $V_{BE} = 0,560V$ para $I_C = 2A$, portanto:

$$0,560 = 0,830 - 2 \cdot R_E \text{ e}$$

$$R_E = \frac{0,270}{2} = 0,135\Omega$$

A queda de tensão média nas resistências será igual a $0,135 \times 2 = 0,270V$ (o valor médio ou valor típico de I_C é 2A) e a potência dissipada poderá ser igual à dos transistores, quando estes estiverem saturados.

2. Rendimento pré-determinado.

Suponhamos que os transistores levados à saturação tenham

um V_{CE} de 1V e que se queira que as resistências não dissipem mais de um quarto do que dissipam nessas condições os transistores. A queda de tensão média nos seus terminais não deve portanto ultrapassar 0,25V (a corrente I_C que circula pelo transistor sendo a mesma que circula pela resistência R_E , para que a potência dissipada em R_E seja não maior do que um quarto da potência dissipada no transistor, a tensão sobre a resistência deve ser um quarto da tensão V_{CE} do transistor).

A construção geométrica é simples: é suficiente ligar o ponto correspondente a 3A na curva mín. com o ponto médio (da curva med.) de maneira que a intersecção com o eixo $I_C = 0$ se situe a 0,25V da tensão correspondente ao ponto de 3A (fig. 5). A esta reta de carga corresponde uma corrente de coletor média ($I_{C \text{ med}}$ ou $I_{C \text{ tip}} = 1,75A$ e a uma corrente mínima através de um transistor do tipo máx. de 0,75A. A resistência de emissor deve ser igual a $0,08\Omega$, calculada como se segue: $V_{B'E'} = 0,680V$;

(Continua na pág. 264)

GERADORES TERMOIÔNICOS

A válvula comum de rádio utiliza um dos princípios mais antigos da eletrônica — um princípio descoberto acidentalmente em 1883 por Thomas Alva Edison, o prolífico inventor norte-americano, que tinha mais de 1.300 patentes em seu nome, quando morreu, aos oitenta e quatro anos, em 1931. Em um dos estágios da produção de lâmpadas, Edison colocou dois filamentos independentes em cada bulbo ligando somente um circuito. Quando esse filamento se interrompia, a lâmpada era girada no soquete, colocando então o segundo filamento no circuito. Realizando testes com essas lâmpadas, Edison descobriu que uma pequena corrente podia ser retirada do filamento que não estava ligado. Claro estava, que alguma eletricidade estava se movendo através do vácuo no bulbo, do filamento quente para o frio. Na realidade, o bulbo estava atuando como uma válvula (diodo), na qual a aplicação de calor ao catodo acarretava a emissão de elétrons de sua superfície, os quais fluíam para o anodo e daí para o circuito externo, constituindo uma corrente elétrica (fig. 1); a válvula funcionava pois, como um dispositivo de conversão direta, convertendo o calor, aplicado ao catodo, em eletricidade.

Num diodo típico usado em rádio a potência de entrada exigida para aquecimento do catodo pode situar-se ao redor de 10W, enquanto que a potência de saída no anodo poderá ser de um microwatt (10^{-6} W). Portanto, a potência de entrada de aquecimento excede a potência elétrica de saída por um fator de dez milhões, ou em outras palavras, a eficiência desse diodo, como con-

versor de energia térmica em elétrica é de 0,00001 por cento!

Essa eficiência extremamente baixa não é importante nas aplicações típicas do diodo em radioreceptores (por exemplo, como detetor), onde deve passar apenas uns poucos microamperes de corrente; para energia em larga escala, entretanto, eficiências um milhão de vezes superiores seriam as mais baixas que poderiam ser consideradas. Pode parecer quase impossível, elevar-se a eficiência um milhão de vezes ou mais. Não obstante, isso foi conseguido; nas últimas experiên-

cias realizadas com diodos de potência, foram obtidas eficiências da ordem de vinte por cento, o que começa a parecer promissor para geração econômica em larga escala.

A eficiência não é o único fator a ser considerado, e mais adiante abordaremos os outros problemas de ordem prática (alta temperatura, etc.). Antes disso, para se compreender como esse aumento de eficiência tão marcante pode ser obtido, faz-se necessário examinar mais detalhadamente, o que acontece no interior de um diodo.

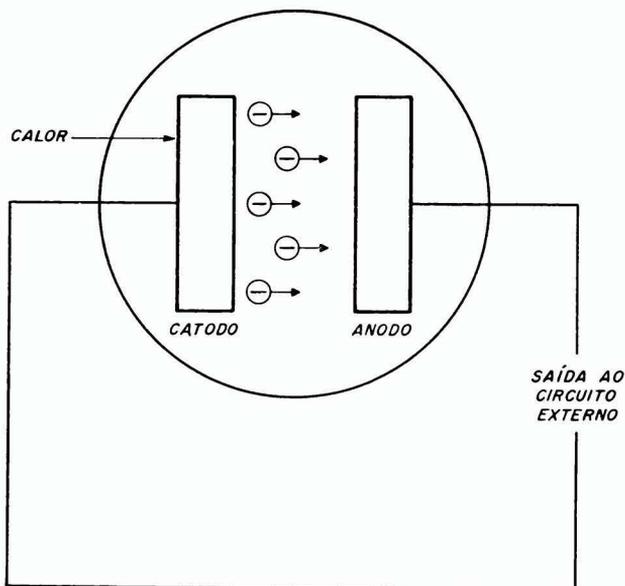


FIG. 1

Princípio básico da geração termo-iônica: os elétrons emergem da superfície do catodo e fluem para o anodo, constituindo uma corrente elétrica.

OS ELÉTRONS NO DIODO

Num bom condutor metálico existem aproximadamente 10^{21} elétrons livres por centímetro cúbico. Esses elétrons estão em constante agitação, que será tanto maior, quando maior for a temperatura. A temperaturas comuns, esses elétrons estão impedidos de escapar do metal, por uma barreira de potencial elétrico em sua superfície. Essa barreira de potencial se verifica devido à atração de elétrons próximos à superfície pelas cargas positivas de átomos do metal. Um elétron no interior do metal é circundado por cargas positivas, como mostra a figura 2a. Esse elétron não sofre propriamente, uma atração: para toda carga po-

se remover completamente um elétron da superfície, é chamada "função de trabalho" da superfície em questão; para os materiais de catodo de diodos comuns, a função de trabalho é de alguns volts.

Como já foi mencionado, em temperaturas comuns, nenhum dos elétrons do catodo de um diodo pode adquirir energia suficiente no seu movimento de agitação, para superar a barreira de potencial e escapar da superfície. Quando o catodo é aquecido, entretanto, o movimento errático aumenta em violência e alguns elétrons adquirem energia suficiente para "evaporar" da superfície do catodo, penetrando no vácuo entre os eletrodos. (O processo é, na realidade, semelhante à evaporação das moléculas de

água da superfície de água fervente). O nome técnico dado a essa "evaporação" de elétrons é "emissão termoiônica"; por vezes esse fenômeno é dito "efeito Edison", em homenagem ao seu descobridor.

Outro nome associado com a emissão termoiônica é o do Professor Owen Richardson, que estabeleceu a lei que relaciona a densidade da corrente de emissão* com a temperatura, função de trabalho, etc. Mantendo-se as demais condições, a corrente de emissão aumenta rapidamente com a elevação da temperatura do catodo.

A figura 3 ilustra o comportamento dos elétrons emitidos pelo catodo de um diodo. O potencial no catodo é tomado como zero e a barreira de potencial da superfície (função de trabalho) representada por V . Quando o catodo é aquecido, os elétrons com energia maior do que V escapam para o espaço entre catodo e anodo. Quando um elétron alcança o anodo, faz cair a barreira de potencial, correspondente à função de trabalho U do anodo, e a energia assim liberada é novamente convertida em calor no anodo. Entretanto, se a função de trabalho do anodo é menor que a do catodo, restará uma energia $V-U$ (igual a dois volts no exemplo representativo da fig. 3a.) que

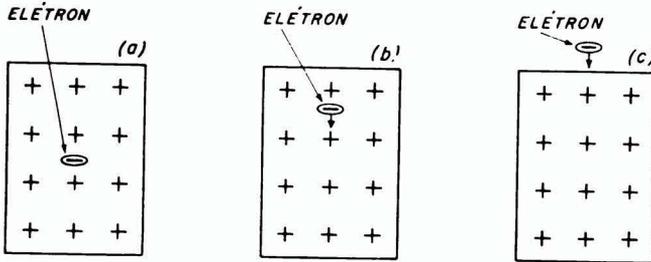


FIG. 2

(a) Um elétron, no interior do metal, não sofre propriamente uma atração: as atrações individuais das cargas positivas ao seu redor, cancelam-se mutuamente. (b) Um elétron na superfície sofre uma atração para dentro do metal, pois as maiores das cargas positivas puxam-no em direção ao centro do metal. (c) Um elétron fora do metal, próximo à superfície sofre uma forte atração para o metal: todas as cargas positivas no metal, puxam-no na mesma direção

sitiva atraindo-o para a direita haverá outra carga positiva atraindo-o para a esquerda; para toda carga positiva situada em cima ou à sua frente, haverá uma outra numa posição correspondente em baixo ou atrás. Para um elétron da superfície, entretanto, (fig. 2b) haverá muito mais carga positiva atraindo-o para o metal do que carga positiva atraindo-o para fora do metal. Para um elétron localizado fora do metal, próximo à superfície (fig. 2c), a combinação das forças atrativas de todas as cargas positivas resulta numa atração desse elétron para o metal.

Portanto, para escapar definitivamente do metal, um elétron deve deixar a superfície com velocidade suficiente para se afastar além do campo dessas forças; não é suficiente, que o elétron deixe a superfície e se fixe num ponto próximo a esta, pois seria imediatamente atraído de volta ao metal. A energia exigida para

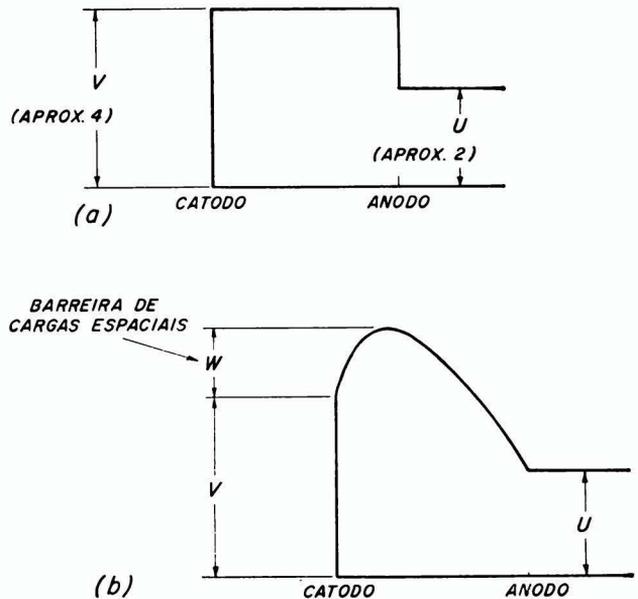


FIG. 3

O diagrama da energia potencial de elétrons no diodo termoiônico: a — não considerando a carga de espaço; b — considerando a carga do espaço. (Os números em (a) indicam volts).

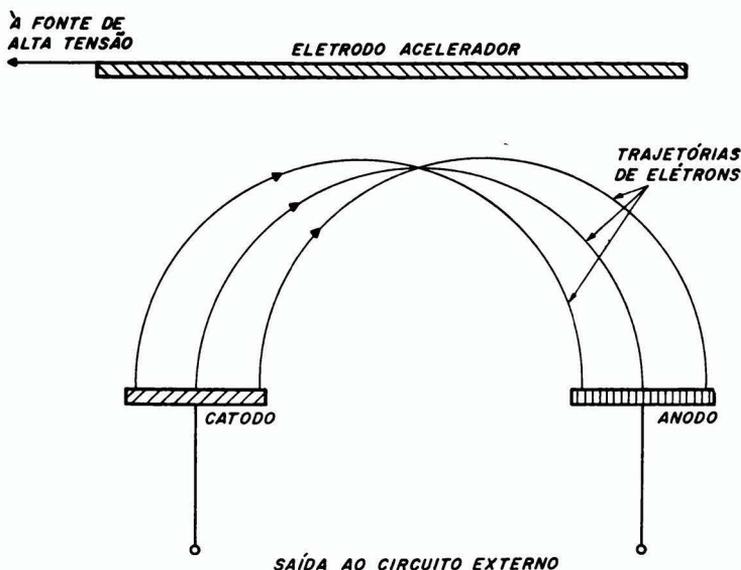


FIG. 4

Triodo magnético conversor. O catodo e o anodo são dispostos lado a lado; uma alta velocidade é conferida aos elétrons pelo eletrodo de aceleração, e sua trajetória é encurvada em direção ao anodo pelo campo magnético perpendicular ao plano do papel. (As bobinas de campo não aparecem na ilustração).

pode fornecer corrente a um circuito externo e executar trabalho útil.

Essa descrição foi simplificada, não sendo considerados dois efeitos, conhecidos como "emissão secundária" e "carga de espaço".

Emissão secundária é a emissão de elétrons que se verifica na superfície do anodo, quando do impacto de elétrons provenientes do catodo; essa corrente de emissão tende a opor-se à corrente principal do catodo e reduz, portanto, a saída do diodo. A emissão secundária pode ser reduzida, mantendo-se o anodo tão frio quanto possível; retornaremos a tratar desse assunto, no item seguinte.

O efeito de carga de espaço verifica-se devido à repulsão mútua de elétrons: um elétron, escapando do catodo encontra-se num feixe de outros elétrons, todos igualmente carregados, pelos quais é repellido. Isso fará com que grande parte dos elétrons retornem ao catodo, antes de ter uma oportunidade de alcançar o anodo.

Um diagrama mais real da energia potencial para um diodo com carga espacial é visto na figura 3b, pela qual se torna claro que somente elétrons emitidos pelo catodo, com energia no mínimo de $V+W$ estarão em condições de superar a barreira de potencial da carga de espaço e alcançar o anodo. Devido ao

caráter estatístico das energias dos elétrons que deixam o catodo, poder-se-ia ainda esperar que alguns desses elétrons tivessem energia suficiente para alcançar o anodo; eles se constituem, no entanto, em apenas uma pequena fração do número total de elétrons emitidos. Está claro portanto, que a corrente em direção ao anodo, será fortemente limitada pela carga de espaço — razão principal da baixa eficiência do diodo comum de rádio.

AS EFICIÊNCIAS EXIGIDAS

Estamos agora em condição de estabelecer os principais requisitos para altas eficiência e saída de um conversor termoiônico. São eles:

- (i) A temperatura do catodo deve ser elevada;
- (ii) A função de trabalho do catodo deve ser alta (dentro de certos limites *);
- (iii) A temperatura do anodo deve ser baixa;
- (iv) A função de trabalho do anodo (U) deve ser baixa;

(*) Um estudo mais detalhado, além do alcance deste artigo, mostra que a eficiência não cresce indefinidamente com o aumento de V , mas atinge um máximo para um certo valor (elevado) de V ; a função de trabalho do anodo, por outro lado, pode sempre, ser tão baixa quanto possível.

(v) A carga espacial deve ser removida ou neutralizada.

Naturalmente esses critérios não são mutuamente independentes, de forma que, na construção de um conversor prático, um certo compromisso deve ser procurado.

Por exemplo, o fato de aquecermos o catodo fará com que o anodo também se aqueça, já que este recebe calor por irradiação do catodo; ou ainda, o método usado para reduzir a carga de espaço pode afetar as funções de trabalho dos eletrodos.

As pesquisas atuais com materiais para catodo são dirigidas no sentido de se combinar alta função de trabalho, com a capacidade de suportar altas temperaturas (até 2.200°C), sem evaporação excessiva, fusão ou outra deterioração mecânica. A seleção inicial é feita submetendo-se uma lâmina de 1,2mm do material à temperatura de operação, durante 1.000 horas; se houver evaporação antes de completado esse número de horas, o material não pode ser utilizado como catodo.

Para materiais de anodo, o problema consiste em se combinar baixa função de trabalho com alta reflexividade a radiações infravermelhas (calor). Esta última característica é necessária para se evitar aquecimento excessivo do anodo por radiação do catodo, minimizando assim a emissão secundária. A temperatura de trabalho típica do anodo deve ser de um ou dois mil graus abaixo da temperatura de trabalho do catodo.

As tabelas I e II apresentam as propriedades de alguns materiais para eletrodos.

Os dados das tabelas não são exatos, já que a superfície de um eletrodo (e portanto sua função de trabalho) será influenciada pela quantidade e natureza do tratamento recebido.

REMOÇÃO DA CARGA DE ESPAÇO

O maior fator isolado que limita a eficiência do diodo como conversor de energia térmica em elétrica é, sem dúvida, o efeito da carga de espaço, e não é de surpreender portanto, que um número considerável de proposições engenhosas venham sendo apresentadas, seja para sua remoção seja para sua redução. Os métodos que foram mais seriamente considerados, podem ser classificados, de modo geral, como se segue:

TABELA I — CARACTERÍSTICAS DE MATERIAIS DE CATODO

Material de Catodo	Função de trabalho V (volts)	Faixa de Temperaturas (°C)
Tungstênio impregnado com bário	1,7	850 - 1200
Tório sobre tungstênio	2,55	1800 - 2000
Césio sobre tungstênio	1,7	1350 - 1650

TABELA II — CARACTERÍSTICAS DE MATERIAIS DE ANODO

Material de Anodo	Função de Trabalho V (volts)
Óxido de bário/óxido de estrôncio sobre níquel	1,0
Césio sobre óxido de prata	0,75
Césio sobre óxido de tungstênio	0,71

(i) Distância pequena entre os eletrodos;

(ii) Elétrons a alta velocidade;

(iii) Neutralização por íons positivos.

O princípio do primeiro método é reduzir o tempo de trânsito dos elétrons através do vácuo, colocando os eletrodos bem próximos um do outro: quanto menor o tempo que os elétrons gastam no espaço entre os eletrodos, menor a oportunidade que têm de se aglomerarem e formarem uma carga espacial. Os cálculos feitos pelo Dr. Hilary Moss, nos E.U.A., demonstraram que seria necessário um espaçamento de 0,013mm entre os eletrodos — assumindo-se que sejam planos paralelos — para se remover a carga de espaço por esse processo. Quando esse resultado foi publicado, em 1957, supunha-se que era virtualmente impossível manter-se tal espaçamento sem os riscos dos eletrodos entrarem em contato, causando um curto circuito. Mesmo que os eletrodos pudessem ser feitos suficientemente planos e alinhados com a precisão necessária, pensava-se que inevitavelmente haveria “empenamentos” após um funcionamento contínuo a altas temperaturas.

Tal é o progresso da técnica nesse campo, que pouco mais de um ano depois, diodos com esse espaçamento, ou ainda menores, foram construídos com sucesso nos laboratórios do Massachusetts Institute of Technology e da Thermo Electron Engineering Corporation, e em fins de 1960 a American General Electric Company colocou no mercado um diodo de um watt para aplicações especiais, usando esse espaçamento.

Parece que agora o desempenho do diodo de “espaçamento reduzido” é limitado exclusivamente por uma outra consideração: com espaçamento tão pequeno entre os eletrodos, grande parte do material evaporado no ca-

todo se condensa no anodo; isso significa que, com o tempo, a função de trabalho do anodo se aproxima da do catodo, ocasionando uma queda na saída, pois como já vimos (figura 3), a tensão disponível no circuito externo é V-U, a diferença entre as funções de trabalho do catodo e do anodo.

O segundo método de remoção da carga de espaço é baseado num princípio originalmente empregado na válvula magnetron usada em radar. A figura 4 ilustra a incorporação do princípio, num conversor termoiônico, chamado triodo magnético. O dispositivo é chamado triodo ao invés de diodo, porque dispõe de três eletrodos — o catodo e o anodo dispostos lado a lado, a frente de um eletrodo de aceleração. Uma alta tensão aplicada a esse eletrodo de aceleração confere alta velocidade aos elétrons, que são então, forçados pelo campo magnético perpendicular a se moverem para o anodo. A fonte de alta tensão e a energia suprida às bobinas de campo magnético (não mostradas na figura 4) apresentam uma certa perda de energia, que poderia se tornar proibitiva, com os projetos atuais devido às altas densidades de corrente exigidas para potências de saída elevadas.

O primeiro e o segundo métodos removem a carga espacial não dando aos elétrons qualquer possibilidade de se aglomerarem no espaço entre os eletrodos; o terceiro neutraliza a carga espacial dos elétrons, fazendo com que íons positivos estejam presentes em igual número no espaço intereletrodico. Os íons positivos podem ser injetados de uma descarga auxiliar ou gerados no espaço entre os eletrodos. Ambos os métodos foram experimentados: o último, por ser mais direto, promete maior eficiência.

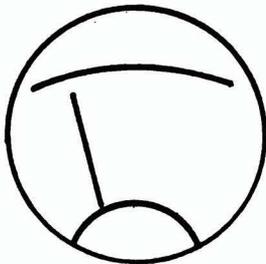
A geração de íons positivos no espaço intereletrodico pode ser conseguida pela introdução de um gás adequado a baixa pres-

são nessa região. Por “adequado” entendemos um gás que se ionize rapidamente. O potencial de ionização de um gás é a energia em volts necessária para remover o elétron orbital mais externo de um átomo neutro de gás, dando o aparecimento a um íon positivo e um elétron livre. Se esse potencial de ionização é menor do que a função de trabalho do catodo, i.e., menor que a energia dos elétrons emitidos pelo catodo, os átomos do gás serão ionizados por colisões com tais elétrons. Dessa maneira forma-se um plasma, que se estende do catodo ao anodo.

Para neutralização completa, a densidade de íons deve ser igual à densidade de elétrons, já que os elétrons — inclusive aqueles produzidos pela ionização do gás — estão sendo continuamente captados pelo anodo, enquanto que os íons positivos, muito mais pesados, permanecem praticamente estacionários. Essas exigências torna necessário o cálculo da pressão do gás. Naturalmente, esse cálculo depende da temperatura de operação e densidade de corrente, mas a pressão de gás típica estará sempre entre um milésimo e um milionésimo de pressão atmosférica. Nesse tipo de diodo, o césio, com um potencial de ionização de 3,89 volts é geralmente empregado como gás, e o tungstênio, com uma função de trabalho de 4,52 volts, como catodo, embora outros materiais de catodo estejam sendo investigados.

A alta função de trabalho exigida da superfície do catodo, torna necessário o uso de temperaturas muito altas (acima a 1.600°C) para se obter a emissão de elétrons desejada. Devido à temperatura de combustão limitada dos combustíveis convencionais e às perdas associadas, parece que os melhores resultados com diodos de césio, serão obtidos com combustível nuclear e talvez com radiação solar.

(Continua no próximo número)



Voltímetro de M. A. T.

O CIRCUITO

Geralmente, o técnico se vê frente a grandes dificuldades ao necessitar de medir tensões muito elevadas. Vamos procurar neste artigo resolver esse problema através de um instrumento que representa uma solução original e interessante, além de relativamente acessível do ponto de vista econômico.

Básicamente o aparelho se constitui em um circuito em ponte de resistores e baterias, apresentando em um dos ramos um transistor. Como a impedância coletor-emissor deste transistor varia de acordo com a corrente base-emissor, as variações da corrente de base produzem variações no equilíbrio da ponte. Colocando entre os ramos da ponte um miliamperímetro, obteremos, conseqüentemente, indicações de corrente diretamente proporcionais à corrente de base do transistor.

O CIRCUITO

A fig. 1 representa o circuito teórico do aparelho.

O circuito em ponte contendo T_1 , B_1 , B_2 , R_1 e R_2 pode ser equilibrado pelo ajuste da resistência R_2 (ajuste de zero). Nestas condições, o medidor M não indica nenhuma deflexão.

Entretanto, se for aplicada uma tensão aos terminais de entrada do aparelho, haverá passagem

de corrente entre a base e o emissor do transistor, reduzindo-se a impedância coletor-emissor. Com isso, o equilíbrio da ponte se desfaz e o medidor indica uma certa deflexão.

O prévio ajuste da chave S_2 e do controle de sensibilidade R_3 , assegura a calibração correta do medidor. Como a aplicação de muitos milhares de volts destruiria o transistor, é necessário colocar uma resistência de alto valor, R_5 , em série com a entrada. Devido às suas grandes dimensões, o ideal é colocar esse resistor em uma ponta de prova adequada.

A chave S_3 serve para a reversão da polaridade e permite a medida de tensões tanto positivas como negativas em relação à massa.

A mesma pode ser também usada como chave viva-desliga, localizada em S_{3B} no circuito em ponte.

A introdução do interruptor quente — frio, S_1 , permite que o instrumento seja usado com grandes variações de temperatura ambiente o que é necessário em virtude da condutividade do transistor aumentar com a elevação da temperatura.

CONSTRUÇÃO

Toda a construção poderá ser feita numa chapa de fenolite, montada numa caixa de conduíte de 15 x 15cm. Os componentes, inclusive as bate-

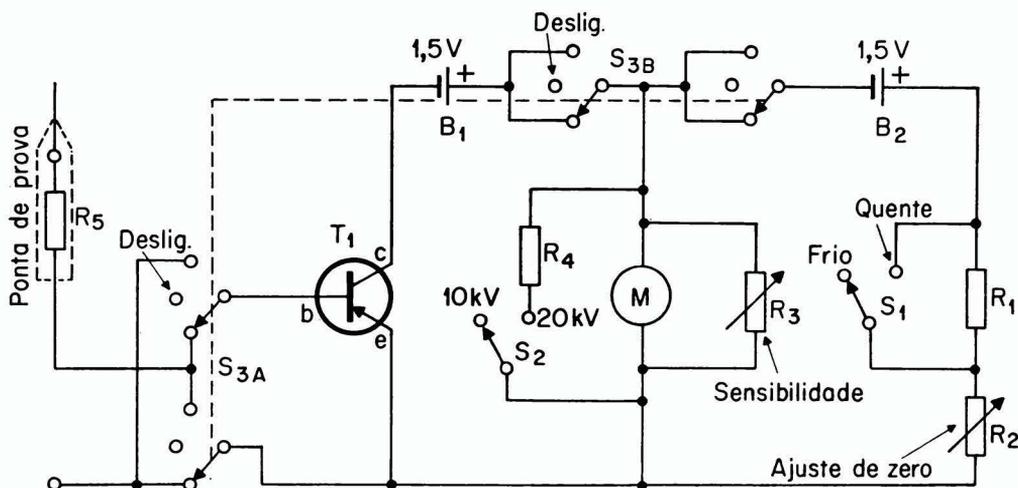


FIG. 1

Circuito esquemático do voltímetro de M.A.T.

rias e o medidor, acham-se montados sob a chapa com os terminais e contrôles situados na face superior.

Naturalmente outras montagens podem ser efetuadas, dependendo de cada caso em particular.

Este tipo de construção têm a vantagem de ser simples.

PONTA DE PROVA

Esta é a peça mais importante do equipamento, pois reduz uma tensão de entrada de muitos milhares de volts para menos de um volt. É essencial, pois, que seja de construção robusta e muito bem isolada.

Compreende um resistor, R_1 , de 200 megohms com uma ponta, todo o conjunto envolvido em várias camadas de material altamente isolante, e provida de um anteparo de plástico contra formação de arcos. Várias maneiras de construir a ponta de prova podem ser imaginadas.

Nota: Embora tenham sido feitos todos os esforços para produzir um instrumento seguro, é aconselhável que, antes de usá-lo, se teste as propriedades isolantes e de resistência da ponta de prova com um ohmímetro.

AJUSTE

Antes de se usar o instrumento, devem ser feitos os seguintes ajustes:

- 1 — Ligue a chave e, depois de curto-circuitar os terminais de entrada, ajuste o controle de zero para deflexão nula do instrumento. (Se isso se tornar difícil, poderá ser necessário fazer funcionar o interruptor quente e frio).

- 2 — Ligue o instrumento a uma fonte de tensão de valor conhecido, e ajuste o ponteiro do medidor por meio do controle de sensibilidade, a fim de que a medida do medidor possa estar em correspondência direta com a tensão lida pelo instrumento.

Nota: Se ocorrer uma grande variação de temperatura durante o uso, pode-se tornar necessário o reajuste dos contrôles do medidor.

LISTA DE COMPONENTES

- T_1 Transistor OC71
- M Medidor CC 0—1mA
- R_1 Resistor de carvão de 47 ohms 1/2W
- R_2 Potenciômetro linear de 50K Ω
- R_3 Potenciômetro linear de 20K Ω
- R_4 Resistor de carvão de 5 — 10K Ω 1/2W (*)
- R_5 Resistor de 200M Ω especial para alta tensão, ou ponta de prova de tipo comercial. Pode-se usar também associação em série, com as necessárias precauções para trabalho em alta tensão.
- S_1 Chave de 1 polo, 2 posições
- S_2 Chave de 1 polo, 2 posições
- S_3 Chave de 4 polos, 3 posições
- $B_1 - B_2$ Pilhas de 1,5V

(*) Este resistor deverá ser ajustado de acordo com as características individuais do transistor usado.

HUGO GERNSBACK

(1884-1967)

Faleceu em 19 de agosto último em Nova York, aos 83 anos de idade, Hugo Gernsback. Distinguiu-se no meio Eletrônico como escritor, editor, educador, inventor e profeta.

Nascido em Luxemburgo a 16 de agosto de 1884, Gernsback diplomou-se Engenheiro Eletricista no Technikum em Bingen (Alemanha). Em 1904 chegava aos EUA para explorar uma invenção: uma bateria seca melhorada. Um ano depois fundava a Electro Importing Co., a primeira loja de rádios do mundo.

Em 1906 Gernsback fundou "Modern Electronics", a primeira de uma longa série de revistas técnicas de rádio. Em 1912 vende essa revista, que após uma série de combinações vem tornar-se uma das formadoras da Revista "Popular Science". A seguir, Gernsback dá início a uma revista ainda maior, o "Electrical Experimenter" (que em 1921 torna-se "Science and Invention"). Em 1919, funda uma revista dedicada exclusivamente ao rádio: "Rádio Amateur News". Em 1920 essa revista passa a se chamar "Rádio News" e ainda existe sob o nome de "Electronics World". Quando "Radio News" tem sua direção mudada, Gernsback funda uma nova revista: "Radio-Craft" (agora, "Radio Electronics"), que aparece nas bancas pela primeira vez em 1929. Outras revistas também de sua fundação foram "Television" (1929) e "Television News" (1932/33). Também publicou diversas outras revistas técnicas, bio-médicas e de aviação. Em 1926 ele funda a primeira revista mundial de ficção científica, "Amazing Stories" (ainda existente). Gernsback é conhecido como o pai da moderna ficção científica.

Sempre um defensor do rádio entusiasta, amador, experimentador ou profissional, a cruzada de Gernsback pelos direitos dos primeiros rádio amadores levou a Liga Americana de Rádio Amadores (A.R.R.L.) a referir-se a ele certa vez, como o Pai do Rádio Amadorismo. Sua "WIRELESS LEAGUE OF AMERICA", fundada em 1909 era um antigo grupo de amadores. Ele incentivou e patrocinou o "Institute of Radio Engineers (agora IEEE) e tentou fundar uma organização de rádios-técnicos o "OFFICIAL RADIO SERVICE MEN ASSOCIATION" (ORSMA).

Como inventor, Gernsback obteve cerca de 80 patentes inclusive de um capacitor do tipo de compressão (o princípio usado em trimmers) e do uso da condução óssea como auxílio a surdos.

Mais conhecido pelo público como profeta, a mais notável predição de Gernsback foi a descrição do radar, que apareceu em "Modern Electronics" na série "Ralph 124 C 41 +". Na mesma série, previu as viagens espaciais, o micro filme, a intercomunicação por televisão, os raios germicidas, os gravadores de fita (com fita de 6,25mm!), jogos noturnos, seda e lã artificiais e lâmpadas fluorescentes.

É autor de três livros: "The Wireless Telephone" — O telefone sem fio (1908), "Radio for All", Rádio para todos (1922) e "Ralph 124 C 41 +" que apareceu em forma de livro em 1925. Em 1950 foi publicada a segunda edição e em 1958 outra edição. Em 1964, foi traduzido para o Russo em Moscou. Em 1928, sua estação de rádio a WRNY em Nova York, foi a primeira a transmitir televisão em horários regulares; a imagem foi bem recebida por mais de 2.000 amadores em seus receptores de TV.

Gernsback deixou três filhas e um filho, Harvey Gernsback, este último, atualmente editor de "Rádio Electronics".

ENCICLOPEDIA DOS SEMICONDUTORES

II

Corrente de saturação do coletor (I_{CEO}) para base em circuito aberto.

É a corrente de coletor que se obtém quando aplicamos entre coletor e emissor uma tensão conveniente, deixando a base em circuito aberto o que corresponde de a uma corrente de base nula. Se medirmos a tensão entre base e emissor, nessas condições, veremos que a mesma tem exatamente o valor que se obteria da curva da fig. 1, para o ponto em que $-I_C = I_E$ e portanto $I_B = 0$.

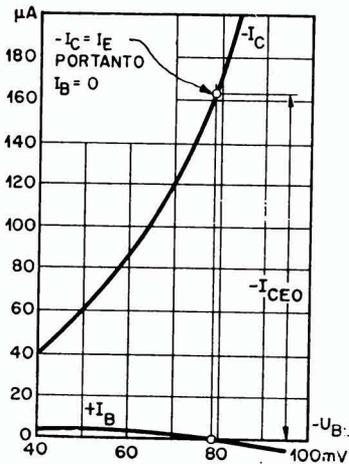


FIG. 1

No caso portanto se aplicássemos entre a base e o emissor uma tensão de -79mV , a corrente que mediríamos na fig. 2 no microamperímetro seria exatamente I_{CEO} .

O valor de I_{CEO} é sensivelmente maior do que o de I_{CBO} ou I_{CC}^* sendo obtido pela multiplicação de I_{CBO} pelo fator de amplificação da corrente que corresponde ao valor de I_{CEO} .

A fig. 3 nos dá uma idéia das três correntes de saturação do coletor que examinamos.

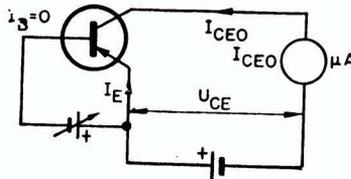


FIG. 2

Tensão de saturação, ou de jôelho, do coletor (V_{CEK}).

A tensão de saturação do coletor é definida (geralmente em montagem emissor comum) como sendo a tensão de coletor para a qual a corrente de coletor para um determinado valor constante da tensão entre base e emissor ou para uma corrente de base constante praticamente atinge o seu valor máximo. Em outras palavras, a medida que vamos aumentando o valor da tensão entre coletor e emissor a partir de zero a corrente de coletor cresce rapidamente até que a partir de uma certa tensão, que é a tensão de saturação, o seu valor se torna praticamente constante.

O valor da tensão de saturação do coletor é sempre menor para

$-U_{BE} = \text{cte}$ do que para $-I_B = \text{cte}$. Além disso depende do valor da corrente de coletor para a qual foi medida, crescendo para valores crescentes de I_C (fig. 4).

Para transistores de germânio de liga pode alcançar alguns milivolts enquanto que para alguns transistores de silício pode atingir até alguns volts. Se dividirmos a tensão de saturação pela correspondente corrente de coletor obtemos a resistência de saturação. Em amplificação de grandes sinais ela determina o limite da variação possível da tensão de coletor.

Considerando a fig. 5, vemos que a tensão de saturação pode ser definida também como aquela para a qual, para uma dada corrente de coletor, a resistência de saída do transistor sofre uma brusca mudança de valor. Como a resistência de saída é dada pelo inverso da tangente trigonométrica do ângulo formado pela curva característica (de $-I_B = \text{cte}$) com o eixo horizontal, e como o valor da tangente é maior quanto maior fôr o ângulo, vemos que na região à direita de V_{CEK} a resistência de saída

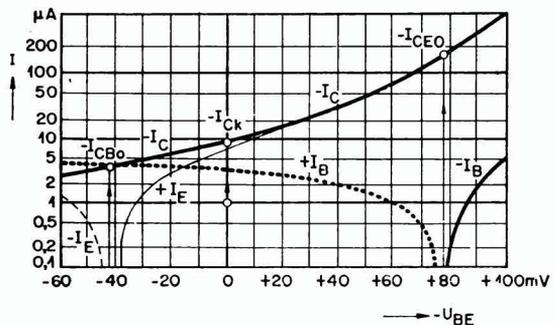


FIG. 3

(*) I_{CC}^* é a corrente de saturação do coletor para curto circuito entre base e emissor ($U_{BE} = 0$) e é maior do que I_{CBO} .

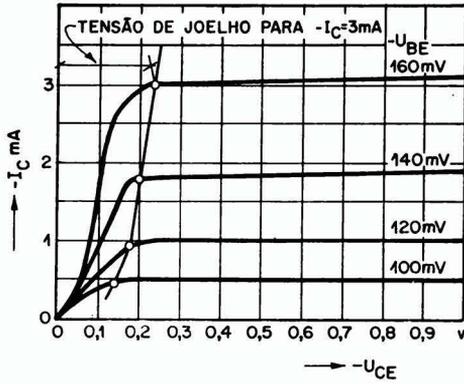


FIG. 4

é alta pois os ângulos obtidos (α por exemplo) são sempre muito pequenos. Já para tensões meno-

Como a corrente de coletor é sempre maior do que a de base o ganho de corrente na monta-

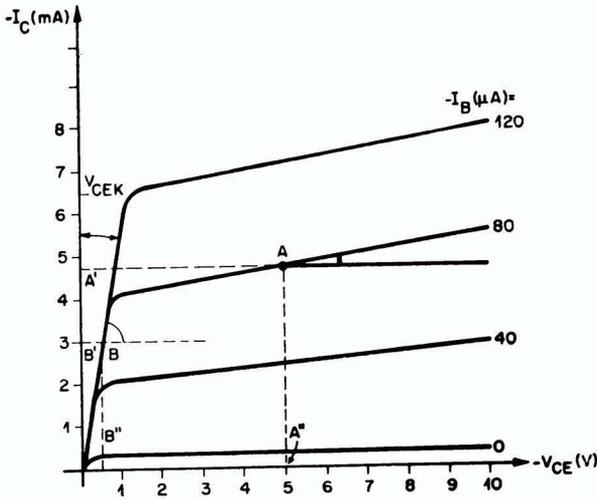


FIG. 5

res do que V_{CEK} , a resistência de saída do transistor é muito baixa correspondendo a ângulos muito grandes, como β ; nêsse caso a potência dissipada no transistor é muito pequena.

Ganho de corrente do transistor (h_{ie} , h_{21} , β).

O ganho de corrente de um transistor é definido como a relação entre as amplitudes do sinal de saída e do sinal de entrada, para a saída em curto-circuito.

Para o circuito emissor comum o ganho de corrente é o quociente da corrente de saída (coletor) pela corrente de entrada (base) correspondente.

gem emissor comum é sempre maior do que um. Os valores de β variam normalmente entre 20 e 150, sendo que dentro de cada tipo de transistor há também uma grande dispersão o que provoca às vezes uma reclassificação desses transistores em faixas de variação de β , codificadas segundo pintas coloridas.

A determinação do valor de β ou de h_{ie} pode ser feita através das curvas características do transistor da seguinte maneira:

Consideremos a fig. 6. Se assumirmos que $-V_{CE} = 5$ (ponto A do eixo $-V_{CE}$) e levantarmos uma perpendicular pelo ponto A, determinamos os pontos B e C respectivamente na curva de $-I_B = 10\mu\text{A}$ e $-I_B = 20\mu\text{A}$.

A projeção dos pontos B e C sobre o eixo $-I_C$ nos dá os pontos B' e C' respectivamente. Se o ponto de trabalho se mover de B para C, a corrente de base aumenta de $10\mu\text{A}$ para $20\mu\text{A}$ e a corrente de coletor sofre uma variação de B' para C'.

Como B' corresponde a $600\mu\text{A}$ e C' a $1200\mu\text{A}$, a uma variação de corrente de base de $10\mu\text{A}$ correspondeu uma variação da corrente de coletor de $600\mu\text{A}$. Dizemos então que o ganho de corrente para um transistor na situação do ponto B é dado pela relação entre a variação de corrente de coletor correspondente a uma certa variação de corrente de base feita a partir

$$\text{dos } 10\mu\text{A, no caso } \frac{600}{10} = 60.$$

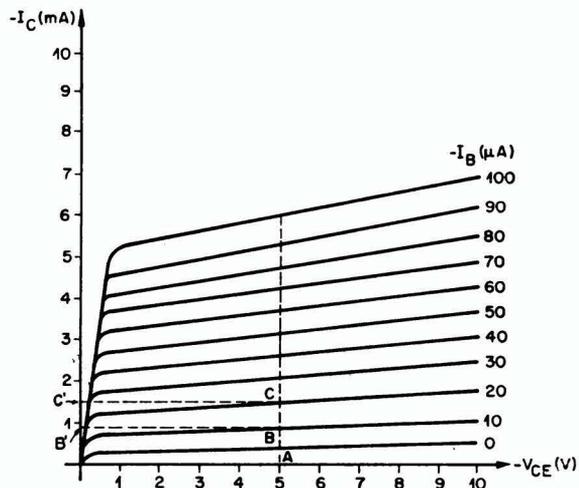


FIG. 6

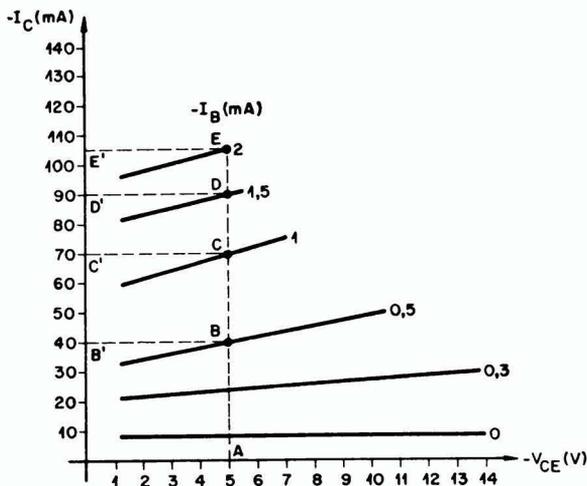


FIG. 7

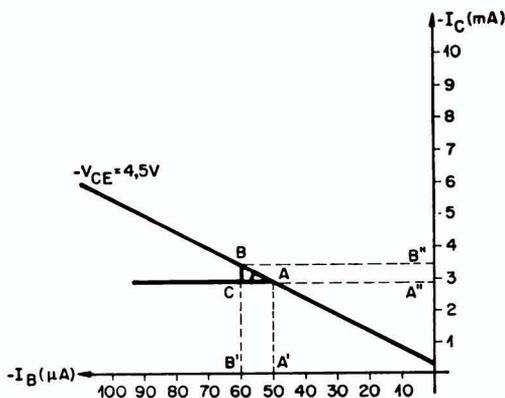


FIG. 8

Para transistores de potência como o OC72, as características de $-I_C$ em relação a $-V_{CE}$ para $-I_B$ = cte tem a forma da fig. 7.

Considerando novamente que na ausência de sinal $-V_{CE} = 5V$ (ponto A), levantando uma perpendicular por esse ponto obtemos os pontos B para $-I_B = 0,5mA$; C para $-I_B = 1mA$, D para $-I_B = 1,5mA$ e E para $-I_B = 2mA$ respectivamente.

As projeções desses pontos sobre o eixo de $-I_C$ nos dão os pontos B', C', D' e E' correspondentes a uma corrente de coletor respectivamente de 40mA, 70mA, 90mA e 105mA.

Se o ponto de trabalho varia de B para C, a corrente de base aumenta de 0,5mA para 1mA, sofrendo uma variação de 0,5mA, enquanto a corrente de coletor

passa de 40mA para 70mA, com uma variação total de 30mA. De acordo com o critério usado anteriormente, o ganho de corrente para uma situação correspondente ao ponto B seria igual

$$a \frac{30}{0,5} = 60.$$

Já uma variação de ponto de trabalho de D para E, provocaria uma variação da corrente de base de 0,5A e uma variação da corrente de coletor de 15mA o que corresponde a um β de 30.

Concluimos portanto que para transistores de potência em montagem emissor comum o ganho de corrente diminui à medida que a corrente quiescente de coletor aumenta (isto na prática é válido no entanto apenas a partir de um certo valor de $-I_C$).

Podemos ainda determinar o ganho de corrente do transistor, utilizando as curvas da corrente de coletor em função da corrente de base para uma certa tensão entre coletor e emissor ($-V_{CE} = cte$). Na figura 8 o ponto A' representa uma corrente de base de $50\mu A$, para a qual corresponde uma corrente de coletor (A'') de 2,8mA, determinada pela projeção do ponto A sobre o eixo de $-I_C$, sendo que A é resultante da intersecção da perpendicular levantada por A' com a curva que representa a relação entre coletor e emissor ($-V_{CE} = 4,5V$).

Da mesma forma o ponto B' correspondente a $60\mu A$ de corrente de base, determina pelo processo descrito linhas atrás, uma corrente de coletor de 3,4mA (B'').

Ora, o ganho de corrente do transistor, para o ponto A é dado por $h_{fe} = \Delta I_C / \Delta I_B$ onde ΔI_C representa a variação de corrente de coletor, medida a partir do ponto A, correspondente a uma certa variação da corrente de base ΔI_B (medida também a partir do ponto A).

A linha AA'' corta a linha B'B no ponto C e $CA = B'A' = \Delta I_B = 60 - 50 = 10\mu A$ representa a variação da corrente de base para a qual corresponde uma variação (ΔI_C) igual a $BC = B''A'' = 3,4 - 2,8 = 0,6mA = 600\mu A$.

Portanto o ganho h_{fe} para o ponto A é de 60 vezes:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

Quando consideramos a relação existente entre o ganho de corrente e as condições de operação, devemos distinguir entre transistores para amplificação de pequenos sinais e transistores de alta potência. Para transistores do primeiro tipo, a curva que representa a relação entre a corrente de coletor e a corrente de base para uma certa tensão $-V_{CE}$ é praticamente uma reta, qualquer que seja o valor de $-V_{CE}$. Isto significa que qualquer variação ΔI_B , corresponderá a uma variação ΔI_C tal que a relação entre ΔI_C e ΔI_B seja constante, o que significa que o ganho de corrente é de acordo com a aproximação feita constante e independente do valor da corrente de coletor.

Já para transistores de grande potência, a curva característica que representa a relação entre $-I_C$ e $-I_B$ é a que se vê na fig. 9.

Se calcularmos o ganho de corrente para o ponto de trabalho A, que corresponde a uma corrente de base de $800\mu A$, obtemos um valor de 50 vezes: o

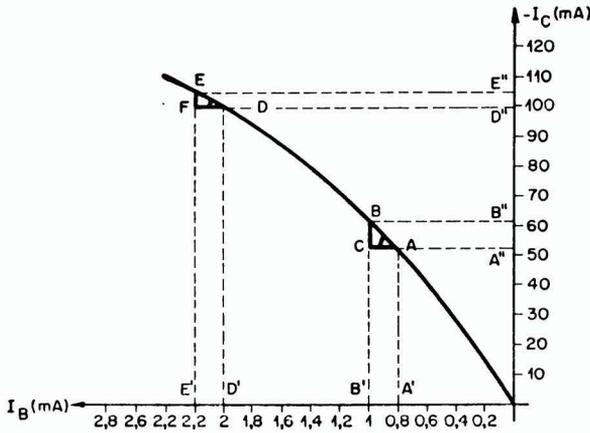


FIG. 9

ponto A corresponde a uma corrente de coletor de 52mA (ponto A'') e supondo que $-I_B$ seja 1mA, em vez de 0,8mA (ou seja supondo uma variação para $-I_B$ de $200\mu A$) obteremos para $-I_C$ o valor de 62mA, correspondente, pois a uma variação da corrente de coletor de 10mA. O ganho de corrente h_{fe} é igual a:

$$\frac{62 - 52}{1 - 0,8} = 50.$$

Se agora consideramos a mesma variação ΔI_B para $-I_B = 2mA$ (pontos D, D' e D'') correspondente a uma corrente de coletor de 100mA obteremos um ganho de corrente de 20, já que a variação que sofre a corrente de coletor é de apenas 4mA (varia de D'' para E'', ou seja de 100mA para 104mA).

$$\text{Ora } \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{4}{0,2} = 20,$$

o que comprova mais uma vez que o ganho de corrente para transistores de potência diminui com o aumento de corrente de coletor.

Na prática, eliminando-se as aproximações feitas anteriormente, as curvas que representam a variação de h_{fe} com I_C para tran-

sistores de pequena e alta potência são as que se vêem nas figuras 10 e 11, respectivamente.

Analisando a variação de h_{fe} para diversos valores de $-V_{CE}$, obtemos a curva da fig. 12, o que nos mostra que o ganho de corrente é praticamente independente da tensão entre coletor e emissor.

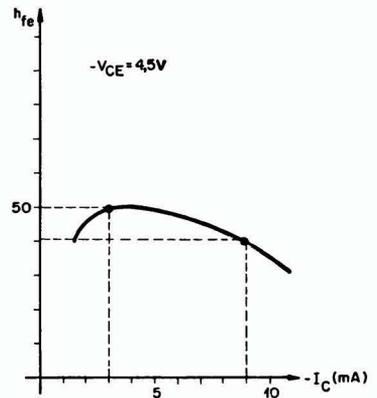


FIG. 10

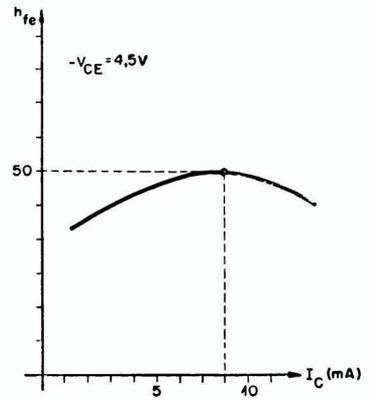


FIG. 11

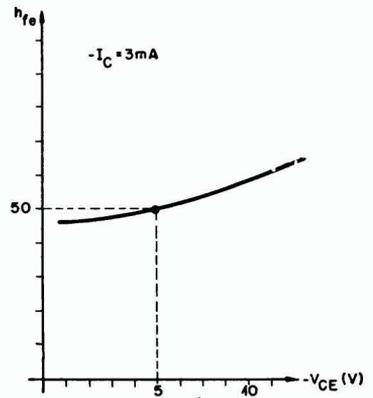


FIG. 12

Analiseemos agora a influência da frequência do sinal de entrada sobre o ganho de corrente. Supondo que o transistor esteja operando em condições tais que a impedância do gerador que o está excitando seja igual à sua impedância de entrada e sua impedância de saída seja igual à carga que nêle está aplicada, a curva que obteremos para o ganho de corrente, variando a frequência do gerador, é a da figura 13, que nos mostra que o ganho de corrente é praticamente constante para frequências baixas, caindo rapidamente em frequências altas.

O ponto A, que representa um valor igual ao valor máximo do ganho de corrente dividido por raiz de 2, caracteriza a frequência chamada frequência de corte do transistor.

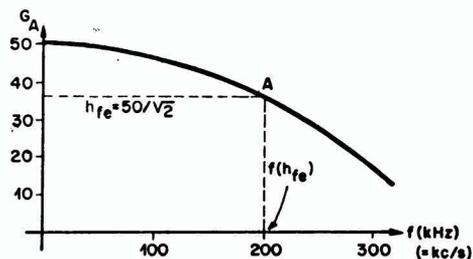


FIG. 13

Para o Principiante:

Amplificador simples, de 3 válvulas

Apresentamos neste artigo um amplificador de áudio de três válvulas, bastante simples, que será de grande interesse, não só aos que se iniciam em eletrônica, mas também ao técnico habilitado que deseja possuir um amplificador simples, como sobressalente para seu equipamento de áudio, ou mesmo como um auxiliar em seus serviços de reparações.

O CIRCUITO

A figura 1 ilustra o esquema em blocos do amplificador, e a figura 2, seu circuito esquemático.

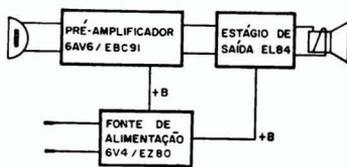


FIG. 1

Esquema em blocos do amplificador

co. A válvula 6AV6 atua como válvula pré-amplificadora de áudio e a válvula EL84 como amplificadora de potência de saída. O duplo-diodo EZ80 retifica a corrente alternada da rede em contínua.

FILAMENTO

As três válvulas utilizadas têm tensão nominal de filamento de 6,3V, que são fornecidos pelo transformador de força, através de seu enrolamento de 6,3V. Os filamentos são ligados em paralelo.

TENSÕES DE ANODO E GRADE DE BLINDAGEM (+ B)

A tensão presente na rede é C.A. e seu valor 110 ou 220V. A tensão exigida para a alimentação dos anodos das válvulas 6AV6 e EL84 e grade de blindagem é de 250V.

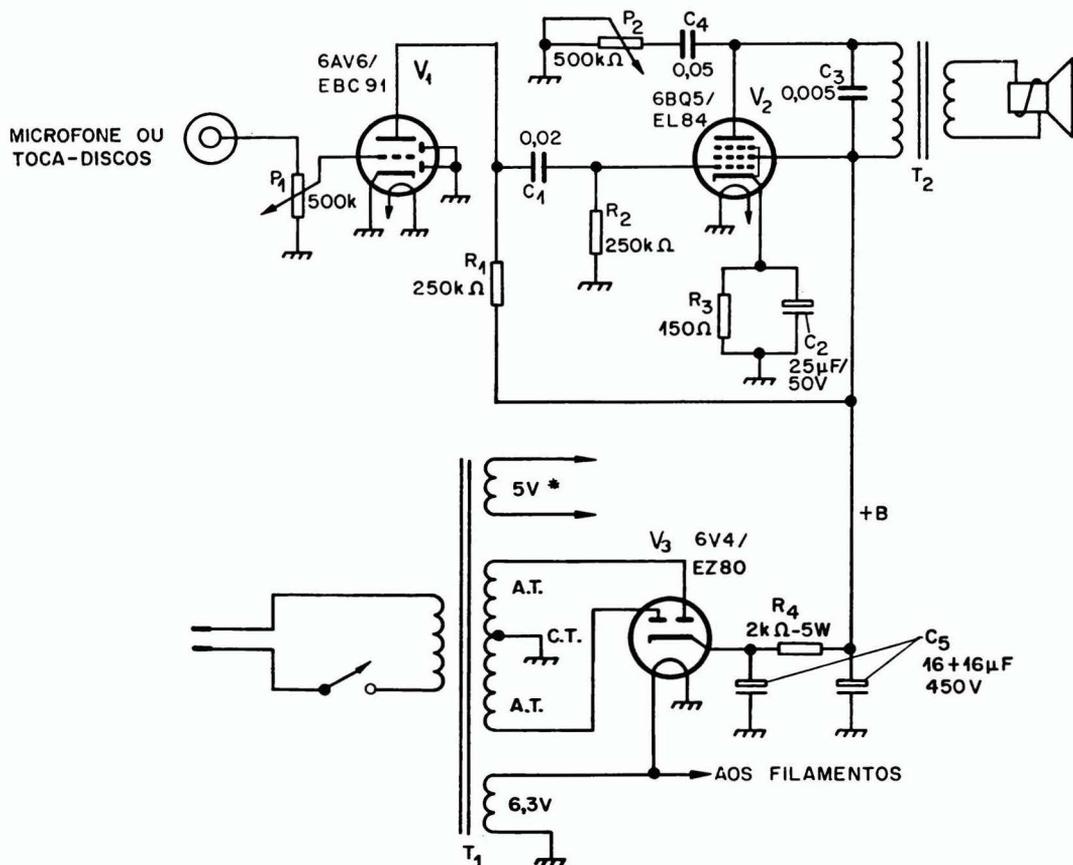


FIG. 2

Circuito esquemático do amplificador

(*) enrolamento sem ligação.

dagem da EL84 deve ser contínua (C.C.) e de alta tensão (200 a 250V). A tensão necessária é obtida do secundário de alta tensão do transformador (A.T.). A válvula EZ80 retifica essa tensão (C.A.) em corrente contínua, dada a sua condutibilidade unidirecional; como a corrente só pode fluir na direção catodo-anodo a sua intercalação entre o transformador e o amplificador proporciona ao circuito uma tensão com polaridade definida (C.C.). A retificação é de onda completa, já que os diodos da válvula conduzirão alternativamente nos semiciclos positivo e negativo. A corrente contínua obtida será ainda pulsante, pois entre os semiciclos retificados haverá uma queda da tensão C.C. a zero volt. Esse problema é solucionado pela intercalação de um circuito de filtro entre a saída da C.C. pulsante (catodo da retificadora) e amplificador. Esse circuito é constituído por dois capacitores eletrolíticos e um resistor. Durante a condução da válvula retificadora os capacitores armazenam energia, para torná-la no instante em que a tensão cai a zero volt. O resistor limita a corrente de carga do segundo eletrolítico, ajudando assim a aplainar a tensão. No circuito da figura 2 os capacitores eletrolíticos são representados por C_3 (duplo) e o resistor de filtro, por R_4 . A tensão C.C. que alimenta os anodos e grades de blindagem das válvulas é denominada da tensão +B.

PRÉ-AMPLIFICADOR

Como o nível do sinal do toca-discos ou microfone é baixo demais para ser injetado diretamente na grade da válvula de saída, faz-se necessária uma pré-amplificação. A válvula 6AV6 é aqui usada para essa finalidade. Essa válvula é constituída de um triodo (amplificador de áudio) e dois diodos (detetores de RF) com catodo comum. Como os dois diodos não são aqui utilizados, devem ser ligados à terra.

A amplificação é obtida de uma maneira bem simples. O sinal proveniente do toca-discos (ou microfone) é, antes de ser injetado na válvula, controlado através de um potenciômetro, designado por P_1 na figura 1. Daí, o sinal é injetado na grade de V_1 . Através do circuito catodo-anodo- R_1 está fluindo uma corrente; a variação da tensão de

grade, proporcionada pelo sinal do toca-discos, variará a intensidade dessa corrente. Como a queda de tensão em R_1 depende da corrente (lei de Ohm, $E = R \times I$) teremos em seus extremos, uma tensão variando de acordo com as variações da tensão presente na grade da válvula. Como o sinal (componente alternada) no anodo é de maior amplitude que o sinal aplicado à grade, dizemos que a válvula atuou como um amplificador.

O sinal já amplificado a um nível adequado será agora acoplado através do capacitor C_1 à grade de controle de V_2 . Esse capacitor se faz necessário, já que permite a passagem do sinal enquanto que evita a circulação de corrente contínua para o circuito de grade de V_2 .

A válvula V_1 trabalha sem polarização negativa de grade. A inclusão de um conjunto polarizador pode ser dispensada numa construção tão simples como esta, evitando-se assim o perigo de introdução de ronco.

ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O estágio de potência (EL84) deve proporcionar não simplesmente uma amplificação de ten-

são, como a obtida no estágio anterior. Como esse estágio excitará o alto-falante, será muito mais importante, uma amplificação de potência (tensão x corrente). Isso é aqui obtido, reduzindo-se a carga de placa da válvula. Em V_1 a carga de placa é uma resistência de 250k Ω (R_1), resultando numa corrente bastante reduzida. Na EL84, a carga de placa é constituída pelo primário do transformador de saída, com 5.000 Ω de impedância para as frequências em questão, resultando numa corrente consideravelmente maior, fazendo assim o produto tensão x corrente mais elevado.

A polarização negativa de grade é proporcionada pelo resistor R_3 . Esse resistor, produzindo uma queda de tensão pela passagem da corrente catodo-placa estabelece a diferença de potencial entre catodo e grade (ligada a uma massa através de R_2) necessária para a polarização negativa da grade.

MONTAGEM

O chassi utilizado em nosso protótipo foi furado especialmente para este amplificador. Isso entretanto, não implica em que seja necessário a utilização de chassi especial. Qualquer chassi

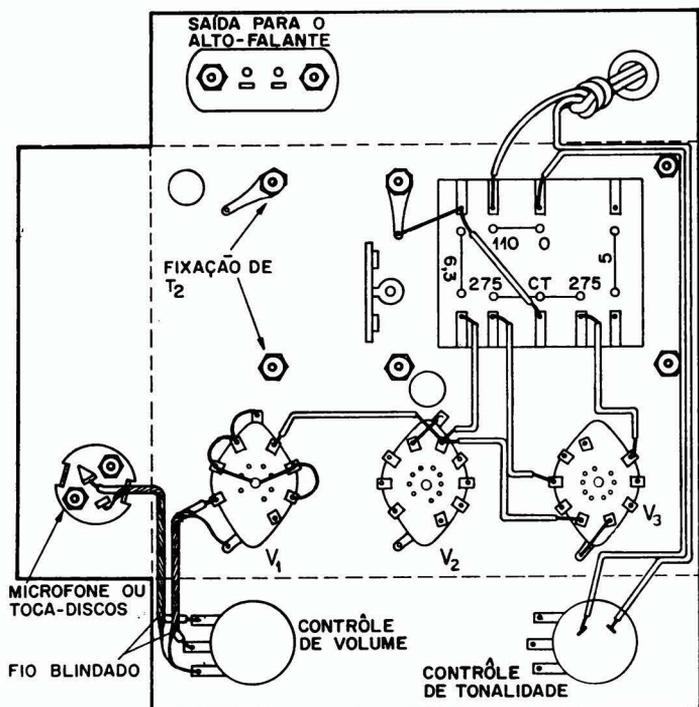


FIG. 3

Chapeado da primeira fase de montagem. Fixação de transformadores, soquetes, etc. e fiação.

em que caibam os componentes do amplificador poderá ser utilizado. A disposição dos componentes não é crítica, mas aconselha-se seguir uma disposição semelhante à adotada no protótipo. De qualquer forma, é de importância fundamental, que os componentes do circuito de entrada (tomada do microfone, P₁ e suas ligações) estejam o mais distante possível do circuito de saída (P₂, T₂ e suas ligações).

A montagem se inicia com a fixação ao chassi dos seguintes componentes (convém seguir, na instalação, mais ou menos esta ordem):

1 — soquetes das válvulas e terminais de terra correspondentes.

2 — tomada microfone/toca-discos.

3 — terminal de ligações do alto-falante.

4 — ponte de ligação.

5 — transformador de força (T₁) e terminal de terra correspondente.

6 — transformador de saída (T₂) e terminal de terra.

7 — potenciômetros (P1 e P2).

8 — borracha passante para o cordão de força.

A seguir efetuam-se as ligações indicadas no chapeado da figura 3:

1 — ligação dos pinos 2, 3, 5, 6 e pino central (se houver) da 6AV6 ao terminal de terra.

2 — ligação dos pinos 4 das válvulas EL84 e 6V4 à terra.

3 — ligação da tomada de microfone ao controle de volume (P1). Esta ligação é efetuada com fio blindado (shieldado), sendo a malha do fio ligada à massa no terminal correspondente da tomada e no outro extremo, ao terminal de massa de P1.

4 — ligação do terminal central do potenciômetro (P1) à grade da válvula 6AV6 (pino 1). Esta ligação deve também ser efetuada com fio blindado, sendo a blindagem ligada à massa nos pontos indicados (terminal de terra e extremo de P1).

5 — ligação da derivação central do enrolamento de alta tensão (geralmente indicado por (CT) a um dos extremos do enrolamento de 6,3V e daqui ao chassi.

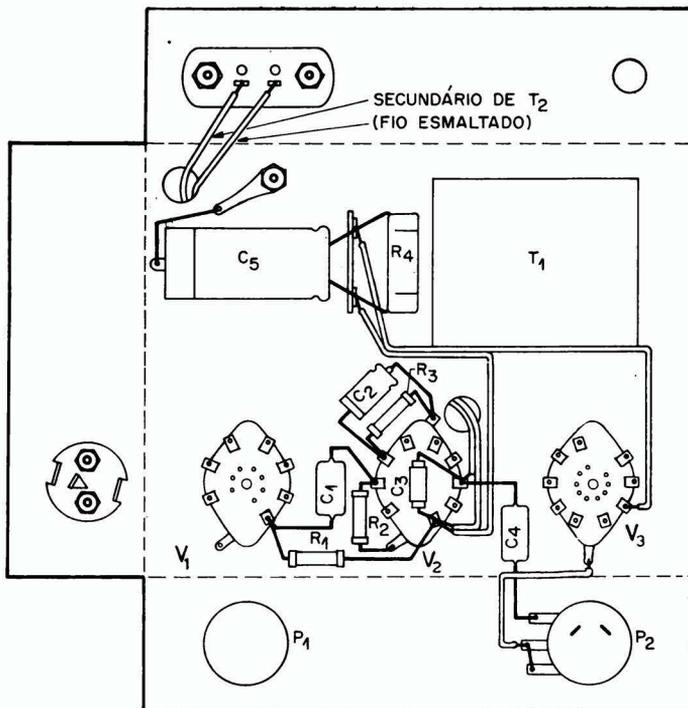


FIG. 4

Chapeado da segunda fase de montagem: instalação de resistores e capacitores.

6 — ligação dos extremos do enrolamento de alta tensão (A. T.), neste amplificador, 275V, às placas da válvula retificadora (pinos 1 e 7).

7 — ligação do extremo livre do 6,3V ao pino 5 da válvula EL84 e daqui aos pinos 5 da 6V4 e 4 da 6AV6 (ligação dos filamentos).

8 — ligação do cordão de força ao primário de T1 (110 ou 220V dependendo da tensão de rede local) e ao interruptor, que se acha conjugado com o controle de tonalidade (P2). Para segurança, convém aqui, dar um nó no fio.

A montagem tem seqüência no chapeado da figura 4, onde são efetuadas as ligações restantes e instalados os capacitores e resistores:

1 — ligação do primário do transformador de saída (T2) aos pinos 7 (fio azul) e 9 (fio vermelho) de V2.

2 — ligação do secundário do transformador de saída (fios esmaltados) ao terminal de saída para o alto-falante.

3 — instalação do capacitor eletrolítico de filtro C5 (16µF + 16µF × 450V): liga-se o termi-

nal negativo (caneca) ao chassi, através do terminal de terra preso ao parafuso de fixação de T2, e os terminais positivos à ponte de ligação. Deve-se aqui, observar o tipo de ponte utilizada, já que em alguns tipos, um de seus terminais é ligado ao chassi; a ponte aqui utilizada não deve ser desse tipo, seus dois terminais deverão estar isolados do chassi.

4 — instalação do resistor R₄ (2kΩ) na ponte de fixação do eletrolítico e portanto, entre seus dois terminais positivos.

5 — ligação de uma das junções C₅-R₄ ao catodo da válvula retificadora (pino 3).

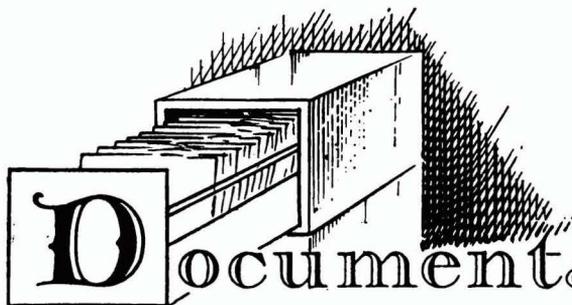
6 — ligação da outra junção C₅-R₄ ao pino 9 da EL84.

7 — ligação do conjunto R₁-C₂, em paralelo, entre o pino 3 da EL84 e o chassi. Aqui, deve-se observar a polaridade do capacitor eletrolítico (C₂): o pólo positivo (+) é ligado ao pino 3 e o pólo negativo ao chassi.

8 — ligação de C₁ (.02µF) entre o pino 7 da 6AV6 e o pino 2 da EL84.

9 — ligação de R₂ (250kΩ) entre o pino 2 da EL84 e o chassi.

(Continua na pág. 262)



Documentação TÉCNICA

ZIOMAG mod. EZ 535

TABELA DE CALIBRAÇÃO

Operação	GERADOR		RECEPTOR			
	Entrada do Receptor	Frequência	Chave de onda	Frequência	Ajuste para máxima saída (nota N.º 1)	
1	No pino 2 da válvula HCH 81 através de um condensador de 50 kpf	455 khz	OM	Variável aberto	Sec. FI-2 (Repetir no Pri. FI-2 mínimo uma Sec. FI-1 vez) Pri. FI-1	
2	Na antena através de um condensador de 220 pf	1.650 khz		T-4		
3		525 khz		Padder		
Repetir 2 e 3 até obter os limites desejados da faixa						
4		1.500 khz		1.500 khz	T-1	
5	600 khz	600 khz	Padder (Nota N.º 2)			
Repetir 4 e 5 até obter o máximo absoluto. O limite inferior da faixa deve ficar entre 525 e 530 khz						
6	Na antena através de uma resistência de 400 ohms. (nota N.º 3)	7,2 mhz	OT	Variável aberto	T-5	
7		2,16 mhz		Variável fechado	Espira ajustável da bobina L 5	
8		6 mhz		6 Mhz	T-2 (Nota N.º 2)	
9		2,5 mhz		2,5 Mhz	Espira ajustável da bobina L 2	
Repetir 8 e 9 até obter o máximo absoluto						
10	22,5 mhz	OC	Variável aberto	T-6		
11	6,85 mhz		Variável fechado	Espira ajustável da bobina L 6		
12	18 mhz		18 Mhz	T-3 (nota N.º 2)		
13	8 mhz		8 Mhz	Espira ajustável da bobina L 3 (nota N.º 2)		
Repetir 12 e 13 até obter o máximo absoluto						

Notas de ajuste — vide pág. 255

PHILCO RÁDIO E TELEVISÃO LTDA.

Em nossa capa dêste mês ilustramos uma das fases da fabricação de transistores de silício da Philco, construídos segundo as moderníssimas técnicas **Planar** e **Epitaxial Planar**. O equipamento aqui utilizado equiparase ao empregado nas mais avançadas fábricas de transistores do mundo; no Brasil, a Philco é a única indústria que realiza a difusão das pastilhas de silício.

Atualmente, o maior fabricante nacional de televisores e um dos maiores de rádio-receptores, sistemas estereofônicos, condicionadores de ar e transistores, a Philco Rádio e Televisão Ltda. iniciou suas atividades na Guanabara em 1948. Dois anos depois, em 1950, instalava-se em São Paulo, com fábrica à Rua Comandante Salgado. Em 1952, suas operações foram centralizadas à Rua João Fernandes, no Tatuapé. Suas atuais instalações, um completo parque fabril com 48.000m² de área construída em terreno de 74.000m², acha-se em

operação desde 1960. Esse conjunto está localizado à Rua Sta. Virginia, 299, ainda no Tatuapé.

O número atual de colaboradores ultrapassa a casa dos 2.400. Os serviços de assistência social e médica prestados pela Philco aos seus funcionários são dos mais eficientes entre as indústrias paulistas.

A Philco foi a primeira indústria brasileira a fabricar rádios transistorizados (em 1952), cabendo-lhe também a primazia na fabricação de condicionadores de ar com sistema de ciclo reverso. Foi a pioneira na fabricação de televisores dotados de controle remoto, com fio e sem fio, êste último, um dos mais perfeitos do mundo. Os primeiros condicionadores de ar dotados de controle remoto foram também lançados pela Philco.

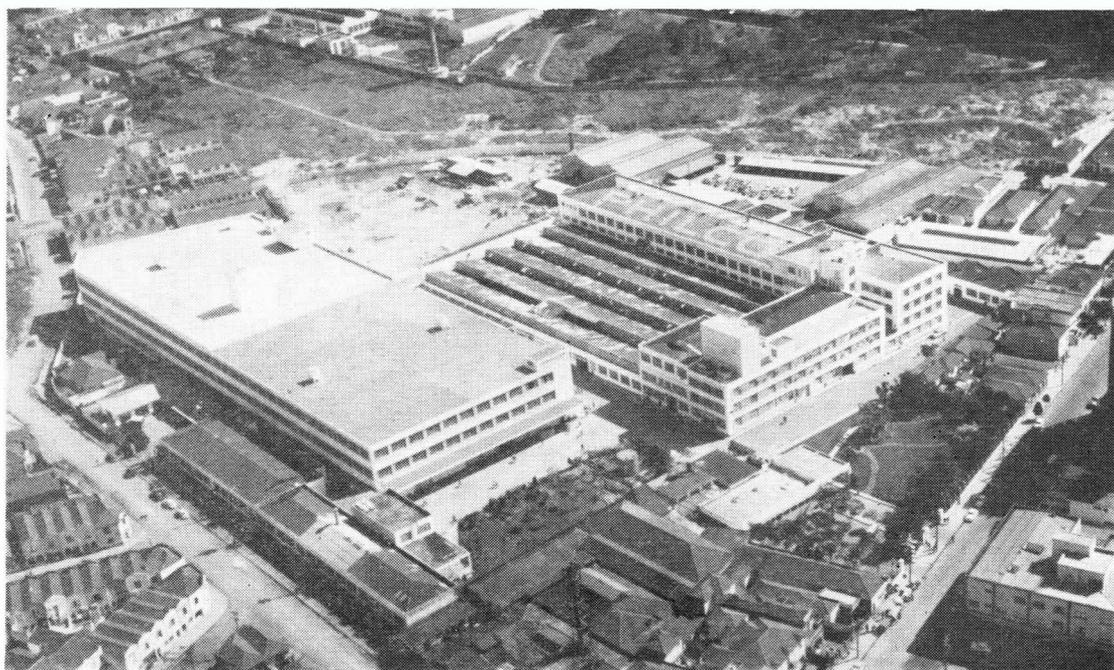
A quase totalidade dos componentes empregados em seus produtos é de fabricação própria.

Seletores de canais, bobinas, transformadores, yokes e fly-backs são desenvolvidos e fabricados especialmente para a aplicação que têm em vista. A fabricação de chassis (estampagem, perfuração, fosfatização e cromatização) é também de execução própria.

A Philco foi uma das primeiras firmas no Brasil a constituir um departamento especializado em controle de qualidade, que desempenha seu trabalho através de quatro importantes funções, com a finalidade de manter o elevado padrão de qualidade de seus produtos:

1 — Inspeção e teste dos materiais e matérias-primas recebidos de seus fornecedores.

2 — Controle de qualidade nas fábricas de seus fornecedores, através de inspetores cedidos pela Philco, que controlam a manufatura do produto desde a escolha da matéria-prima até o acabamento final.



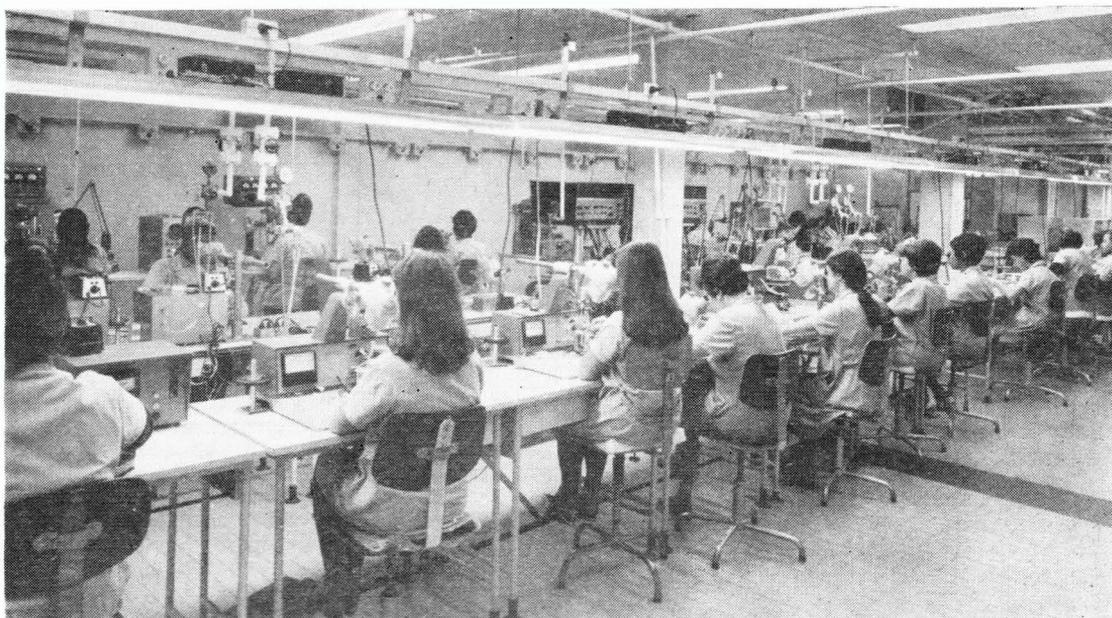
Vista aérea das instalações fabris da Philco



Vista parcial da fabricação de bobinas e transformadores

drão de qualidade nos produtos fabricados.

A assistência técnica de seus produtos é assegurada por 1.200 técnicos, distribuídos por todos os estados do Brasil, treinados especialmente para garantir perfeito serviço de manutenção. Esses técnicos são constantemente atualizados através de cursos de treinamento, que ensinam rigorosa supervisão e seleção dos elementos empenhados em conservar originais os produtos, o que é propiciado pela distribuição racional de peças e acessórios em todo o território nacional.

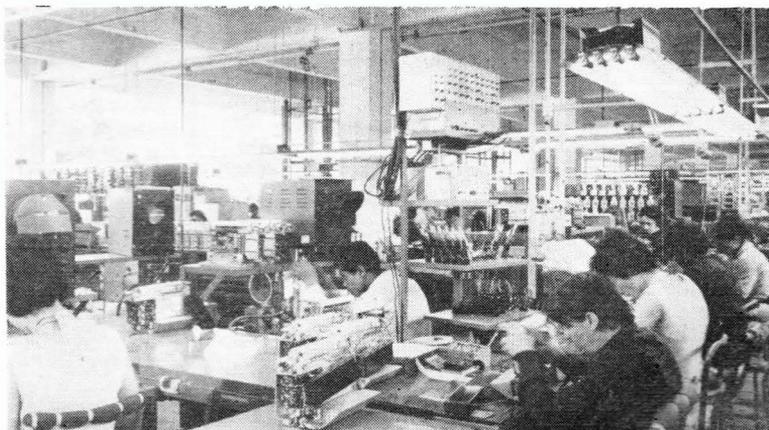


Vistas parciais da fabricação de transistores (acima) e da montagem de rádios (abaixo)

3 — Contrôles de qualidade de montagem por sistema de dupla inspeção: inspetores de montagem e inspetores de qualidade.

4 — Análise dos materiais rejeitados para orientação constante de seus fornecedores, que podem assim melhorar a qualidade de seus produtos.

A Philco oferece ainda completa assistência aos seus fornecedores, na organização de seus departamentos de controle de qualidade, através de inspetores treinados na própria Philco. Consegue-se assim, elevado pa-



MULTIVIBRADORES A TRANSISTORES

Como já foi abordado em artigos anteriores, podemos ter três casos de funcionamento dinâmico de multivibradores:

a) No primeiro caso, nenhum dos dois estados é estável, ou seja, o dispositivo passa constantemente de um estado a outro sem chegar a se estabilizar em um deles. A cadência da mudança de estado é definida pelas constantes de tempo do próprio sistema. Dizemos então que o sistema é estável, sendo exemplos desse tipo de montagem os multivibradores de ABRAHAM-BLOCH, de CHARBONNIER, etc..

b) No segundo caso, um só dos dois estados possíveis é estável, de tal maneira que o sistema não se pode manter no outro estado (denominado quase estável) senão durante um período limitado de tempo, após o qual ele volta espontaneamente ao estado normalmente estável. Temos então o circuito monoestável.

c) Enfim, no terceiro caso, nenhum dos dois estados é favorecido em relação ao outro, nessas condições, se o circuito considerado muda de estado, ele permanece nessa posição até que, através de uma excitação externa, nós o façamos voltar ao estado anterior. São exemplos o multivibrador de Eccles Jordan e o disparador de Schmitt.

MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

Examinemos o circuito da figura 1, dito de Abraham Bloch. É um gerador de ondas retangulares, simétricas ou não, cuja forma depende dos valores dos componentes passivos (constantes de tempo RC e base-coletor). O funcionamento desse sistema se baseia essencialmente na carga de um condensador através de uma resistência.

Consideremos o multivibrador no instante em que T_2 passa do estado saturado para o corte, acontecendo então o fenômeno inverso para T_1 ; o condensador C_2 se carrega através do diodo, constituído pela junção emissor-base de T_1 , e da resistência R_2 (figura 2a).

A tensão de saída V_{C2} leva assim um certo tempo para atingir seu valor mais negativo ($-V_A$),

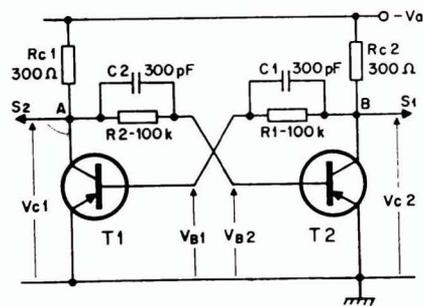


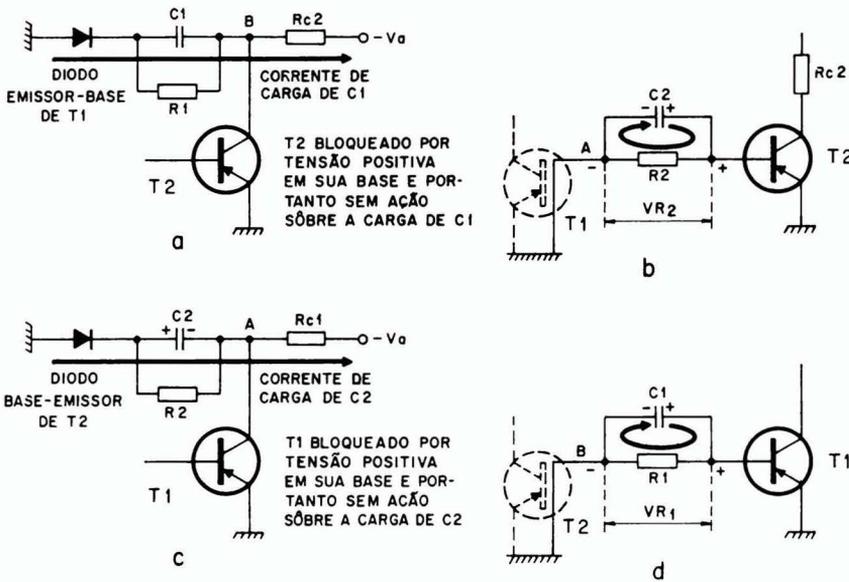
FIG. 1
Circuito de Abraham Bloch

o que explica o cotovelo que antecede o patamar inferior que se vê no oscilograma de V_{C2} (figura 3); o transistor T_2 permanece cortado até que C_2 se tenha descarregado através de R_2 . Com efeito, esta descarga dá origem a uma tensão V_{R2} (fig. 2b) de polaridade tal que determina o funcionamento de T_2 . Essa descarga relativamente longa, corresponde ao patamar inferior de V_{C2} no oscilograma representado na figura 3. Quando o transistor T_2 começa novamente a conduzir, a variação de sua tensão de coletor é amplificada por T_1 , sofrendo uma inversão de fase e aplicada à sua base.

Portanto, existe um efeito acumulativo que faz com que a subida de V_{C2} , ou seja, a transição do estado de corte para o de condução, seja extremamente rápida. O patamar superior dura, em seguida, até que C_1 se tenha descarregado através de R_1 (figura 2d). O condensador C_2 se descarrega então e um novo ciclo principia.

O multivibrador descrito, portanto, não fornece sinais perfeitamente quadrados. Com efeito, o tempo de subida da tensão de coletor ao valor $-V_A$ é determinado pelas constantes de tempo $R_{C1} \cdot C_2$ e $R_{C2} \cdot C_1$. Na prática podemos desprezar o seu valor.

Além disso, a frequência de recorrência nos é dada pelo valor das constantes de tempo $R_1 \cdot C_1$ e $R_2 \cdot C_2$. Apesar dos melhoramentos que se possa introduzir, para frequências superiores a 5kHz é mais conveniente que se utilize a montagem de



Charbonnier (figura 4) que é derivada do disparador de Schmitt.

O multivibrador astável pode ser usado como base de tempo, como oscilador piloto, em relógios eletrônicos, como circuito de regeneração de sinais, pois é possível, através de algumas poucas precauções, de se obter uma excelente estabilidade de funcionamento. Na indústria são utilizados para a comutação de relés que comandam fortes intensidades de corrente. Algumas vezes, adotamos esse princípio para conseguir interceptores de cadência lenta que permitem modulações de pulso.

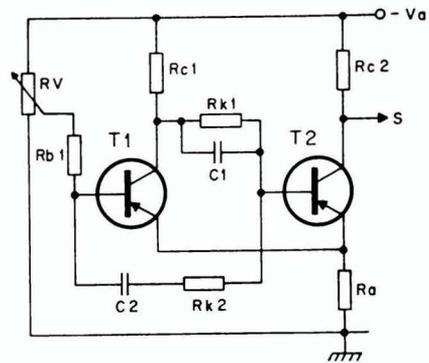


FIG. 4
Multivibrador de Charbonnier

O MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL

A diferença fundamental existente entre o multivibrador estável e o monoestável é que uma das ligações coletor-emissor neste último é puramente resistiva, enquanto a outra continua capacitiva (figura 5).

Inicialmente o transistor T_1 está bloqueado e T_2 em saturação. De acordo com o estado de T_2 , portanto, os pontos B, E e C (base de T_1) estão ao mesmo potencial; além disso, T_2 é mantido em saturação por uma tensão ligeiramente negativa obtida pelo divisor de tensão ajustável constituído por RV e R_{b2} .

O condensador C adquire uma carga de aproximadamente $-V_a$ através do diodo correspondente à junção emissor-base de T_2 e da resistência R_{c1} (fig. 6a). Um impulso negativo de amplitude suficiente é então aplicado à base de T_1 , que passa do estado de corte ao de condução (saturação), do que se obtém um impulso positivo no ponto A que é transmitido por C à base do transistor T_2 (com o efeito acumulativo já descrito anteriormente) levando por fim esse transistor ao corte.

O impulso negativo, originado em B e aplicado à base de T_1 por intermédio de R_k e R_{b1} , confirma

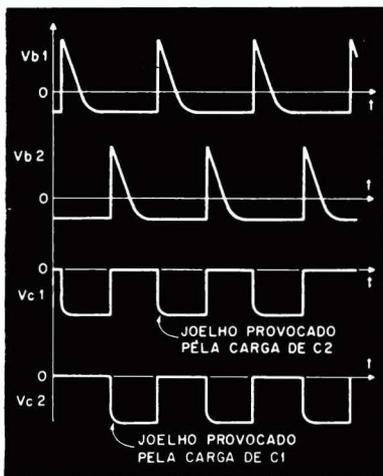


FIG. 3
Oscilogramas relativos do circuito de Abraham Bloch

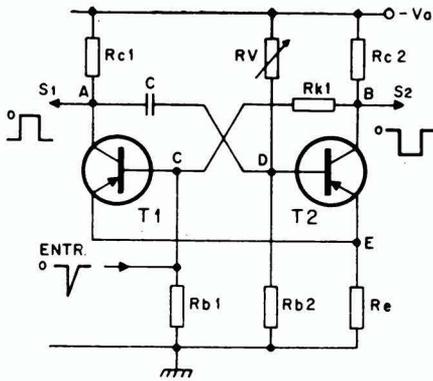


FIG. 5

Esquema de princípio de um multivibrador monoestável

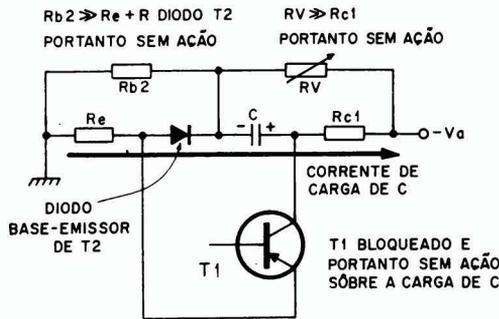


FIG. 6

Funcionamento de um multivibrador monoestável

o estado de saturação de T_1 . O condensador C se descarrega através da resistência R_{b2} (figura 6b), provocando uma tensão positiva no ponto D , que mantém T_2 bloqueado. O circuito permanece nesse estado até que essa tensão de polarização, produzida pela descarga de C , desaparece, após o que, a tensão negativa produzida em D pelo divisor de tensão reconduz o sistema a seu estado normalmente estável.

A largura do pulso de saída é definida pelo valor da constante de tempo $\tau = R_{b2} \cdot C$.

Convém observar ainda que no esquema da figura 5 os emissores estão ligados às massas através de uma resistência comum R_e . Esse tipo de montagem é chamada de multivibrador monoestável acoplado pelo emissor, e a polarização dos emissores varia com a corrente I_e do emissor.

MULTIVIBRADOR BIESTÁVEL

O multivibrador biestável apresenta acoplamentos unicamente resistivos entre o coletor e a base dos dois transistores que o compõem.

Funcionamento

a) Estado inicial — quando ligamos o circuito, um dos dois transistores está conduzindo e o outro bloqueado. Isto se deve à dissimétrica existente no circuito devido ao espalhamento dos transistores ou às tolerâncias dos componentes.

Consideremos o circuito apresentado na figura 10. Se o transistor T_1 está bloqueado, a corrente

I_1 é muito fraca; a queda de tensão $R_{c1} I_1$ pode ser portanto desprezada, o que faz com que o ponto A tenha uma tensão de $-6V$.

O transistor T_2 estando saturado, a corrente I_2 assume um valor importante (corrente de saturação) o que nos permite dizer que a queda de tensão é sensivelmente igual a $-6V$, de onde decorre para o ponto B uma tensão de aproximadamente $0V$. Em outras palavras podemos dizer que o transistor funciona como um interruptor, que ficará aberto quando ele estiver bloqueado e fechado quando ele estiver saturado (figura 11).

Para manter estável o estado inicial é necessário que a base de T_1 seja positiva ou igual a $0V$ e a de T_2 negativa em relação aos seus respectivos emissores.

Consideremos o esquema apresentado na figura 12a, representando a base de T_1 e seu circuito; este transistor estando bloqueado a corrente I_{b1} , é

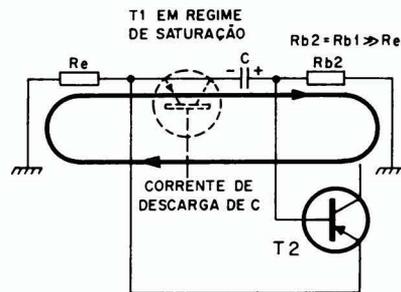


FIG. 7

Obtenção de impulsos por meio de um circuito diferenciador

igual a 0 e a tensão de base definida pelo divisor de tensão formado por R_{k1} e R_{p1} é dada por:

$$V = \frac{+6V}{R_{k1} + R_{p1}} \cdot R_{k1} = \frac{6}{3 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} \cdot 3 \cdot 10^3$$

e portanto $V = +1,2V$

O diodo correspondente à junção base emissor está polarizado portanto no sentido inverso, do que decorre que o transistor permanece bem bloqueado.

No que concerne à base de T_2 (figura 12b) nota-se que o divisor de tensão é percorrido por duas correntes cujos valores são respectivamente:

$$I_k = \frac{12V}{R_{p2} + R_{k2}} = \frac{12}{3 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} = 0,8 \cdot 10^{-3}A$$

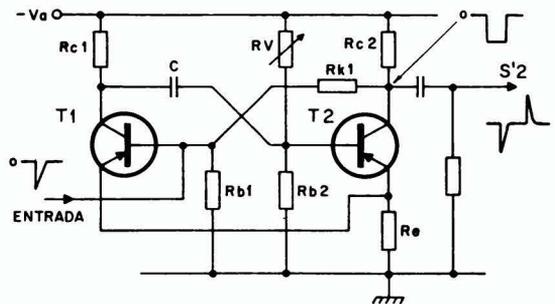


FIG. 10

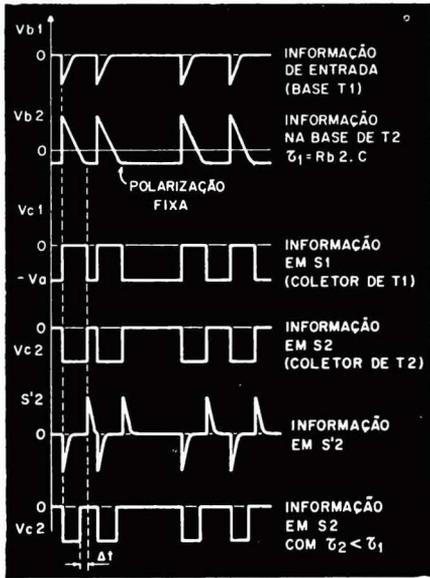


FIG. 8

Oscilogramas correspondentes à montagem da figura 5

ou 0,8mA que circula pelas duas resistências do divisor; $I_{b2} \approx 1\text{mA}$ (valor medido que flui unicamente por R_{k2}).

A corrente I_k produz uma tensão de 2,4V nos terminais de R_{k2} e I_{b2} uma tensão de 3V de mesma polaridade que a anterior. A base de T_2 apresenta então uma polarização de $-6 + (3 + 2,4) = -0,6\text{V}$.

O diodo correspondente à junção emissor-base desse transistor está pois polarizado no sentido direto, estando portanto o transistor bem saturado.

Nesses cálculos que explicam o funcionamento de um biestável, desprezamos a ação de I_{cbo} e da temperatura.

A tabela 1 apresenta valores de corrente e tensão medidos no circuito para os estados saturado e bloqueado.

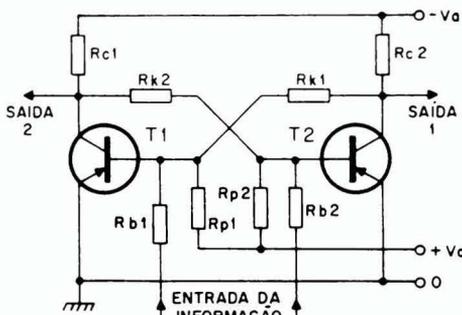


FIG. 9

Multivibrador biestável (Eccles Jordan)

TABELA 1

	Saturação	Bloqueado
I_b	1mA	$\approx 0 (= -I_{cbo})$
V_{eb}	≈ 0	- 5V
V_{cc}	- 0,4V	+ 1,1V
I_c	8mA	$\approx 0 (= -I_{cbo})$

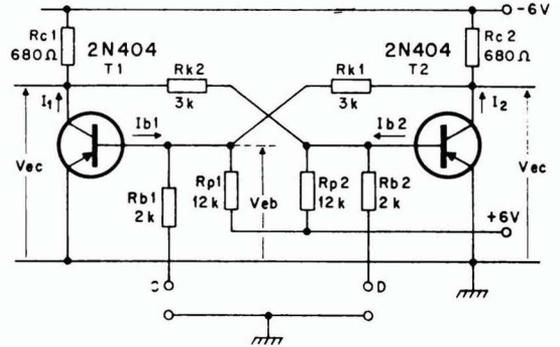


FIG. 10

Circuito prático de um multivibrador biestável

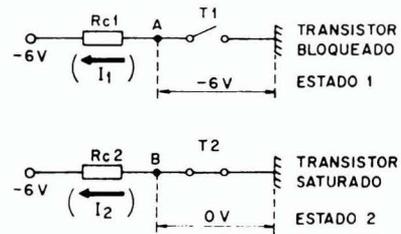


FIG. 11

Analogia de funcionamento de um biestável

b) Estudo dinâmico — considerando sempre como ponto de partida a situação de T_1 e T_2 no estado inicial, curto-circuitemos por breve instante o ponto C à tensão de -6V (figura 10), ou seja, injetemos uma tensão negativa na base de T_1 por intermédio de R_{b1} .

O diodo emissor-base de T_1 se acha então bruscamente polarizado no sentido direto, o que leva esse transistor à saturação. A corrente I_1 aumenta, provocando um aumento de $R_{c1} I_1$ do que decorre uma diminuição de V_{cc} que se torna sensivelmente igual a 0V.

O ponto A estando agora ao potencial da massa, faz com que a base de T_2 se torne positiva o que o bloqueia. Uma nova injeção de tensão negativa no ponto D, na base T_2 através de R_{b2} , inverte o processo descrito anteriormente, levando o sistema ao seu estado inicial.

O circuito apresentado não funciona para frequências superiores a 5 000Hz.

Para frequências superiores, devem ser introduzidos alguns melhoramentos:

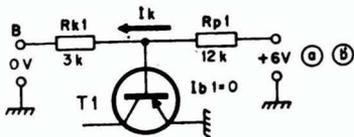


FIG. 12

Distribuição das correntes pelas várias resistências do circuito

a) A colocação de um condensador de 30 a 300pF em paralelo com as resistências R_k que permite uma transmissão mais rápida dos pulsos gerados nos coletores pela modificação de estado, às bases dos transistores.

b) O acréscimo entre o coletor e a base de cada transistor de um diodo montado em paralelo com uma resistência.

c) A substituição das resistências R_b por diodos.

Nestas condições, o limite de utilização do biestável atinge a cerca de 1MHz.

Funcionamento do esquema Modificado (figura 13)

Enquanto que no sistema da figura 10, a modificação de estado era produzida pela saturação do transistor bloqueado, na figura 13, ela se dá pelo corte do transistor saturado.

Consideremos o estado inicial em que o transistor T_1 está bloqueado e T_2 saturado. Apliquemos um pulso em D, o condensador C_{b2} diferencia essa tensão e a transforma em dois picos de polaridades opostas.

O sentido de condução do diodo D_2 é tal que o pico positivo é transmitido para a base de T_2 enquanto o negativo é aplicado ao coletor de T_2 por intermédio de D_2 . Portanto o transistor T_2 é submetido à ação simultânea de uma tensão positiva em sua base e de uma tensão negativa em seu coletor o que o faz mudar de estado e ficar bloqueado.

Para fazer o biestável voltar a seu estado inicial é suficiente aplicar na entrada C um pulso, que sofrerá o mesmo processo de transmissão descrito anteriormente, agora agindo sobre T_1 .

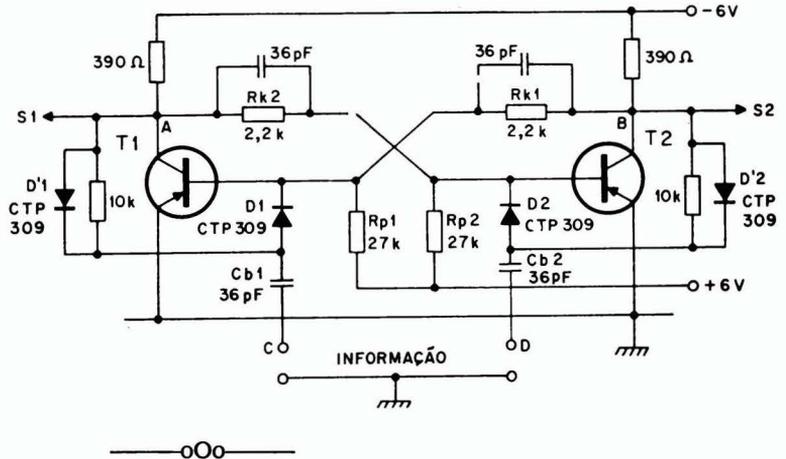


FIG. 13

Circuito modificado do biestável que permite os melhores desempenhos

AMPLIFICADOR SIMPLES, DE 3 VÁLVULAS

(Continuação da pág. 253)

10 — ligação de R_1 (250k Ω) entre o pino 7 da 6AV6 e o pino 9 da EL8 4.

11 — ligação de C_4 (.05 μ F) entre o pino 7 da EL8 4 e um dos extremos do controle de tonalidade (P_2).

12 — ligação dos dois terminais restantes de P_2 ao chassi, através do terminal de terra próximo junto ao soquete da 6V4.

Uma vez terminada a montagem, faz-se uma revisão geral de todos os itens acima. Se tudo estiver correto, colocam-se as válvulas nos respectivos soquetes, instala-se um alto-falante (4 Ω) no secundário do transformador de

saída (através do terminal correspondente) e liga-se um toca-discos na entrada. Se tudo foi executado como indicado poderá efetuar-se o teste final, ligando-se o aparelho à rede.

Para fins experimentais, poderá ser utilizado um microfone de cristal, ao invés de toca-discos; a saída com êsse transdutor, entretanto será pequena.

LISTA DE MATERIAL

Resistores (carvão, 20%)

R_1	250k Ω	— 1/2 W
R_2	250k Ω	— 1/2 W
R_3	150 Ω	— 1 V
R_4	2k Ω	— 5 I

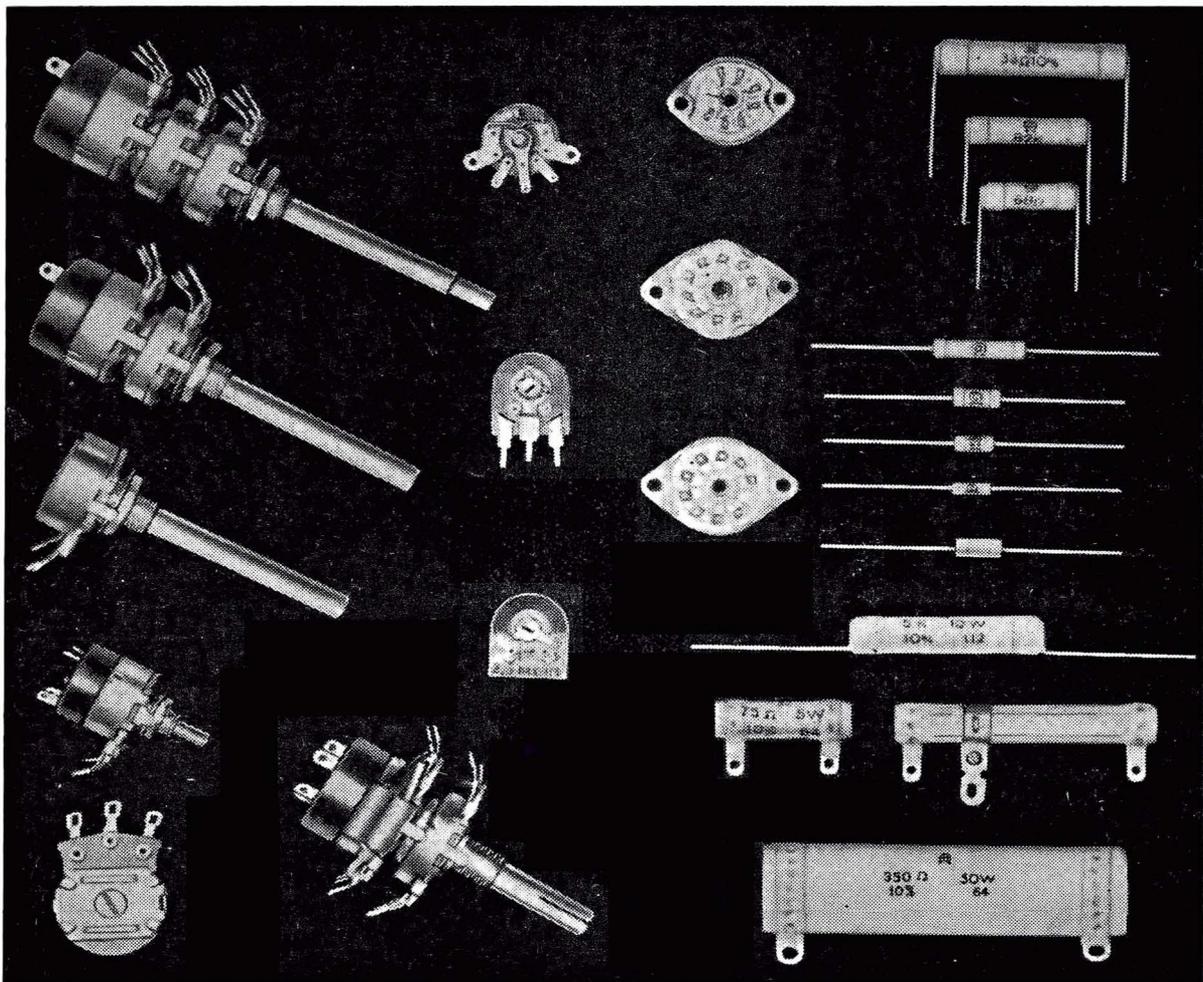
Potenciômetros

- P_1 500k Ω simples, logarítmico
- P_2 500k Ω logarítmico c/chave

Capacitores

- C_1 .02 μ F \times 500V (papel, óleo, poliéster, etc.)
- C_2 25 μ F \times 50V (eletrolítico)
- C_3 .005 μ F \times 500V (papel, óleo, óleo, poliéster, etc.)
- C_4 .05 \times 500V (papel, óleo, poliéster, etc.)
- C_5 16 μ F + 16 μ F \times 450V (eletrolítico)

(Continua na pág. 264)



IMPORTA-LHE O FUTURO ?

Equipamento eletrônico, hoje, assim como amanhã, depende da qualidade dos seus componentes. Exija desde hoje a qualidade dos produtos

CONSTANTA

- Potenciômetros • Resistências de carvão e de fio • Soquetes para válvulas
 • Isoladores de porcelana e esteatite
 • Perfeição na qual V. pode confiar constantemente.



CONSTANTA ELETROTÉCNICA S. A.

São Paulo: Av. São Luiz, 86 - 9.º andar - Tels.: 37-3621 - 35-9372 - 36-9486
 Rio de Janeiro Praça Tiradentes, 9 Sobreloja Conj. 203/204 - Fone: 43-5249
 Porto Alegre deposit: Carlos Engel S. A., Rua dos Andradas, 1664 - Tel: 5-700
 Telex: 428 "Custodian"- São Paulo.

(Continuação da pág. 262)

Transformadores

Tr₁ transformador de força com secundários para 275V, 60mA e 6,3V

Tr₂ transformador de saída, primário 5kΩ e secundário 3,2 ou 4Ω, 4W

Válvulas

V₁ 6AV6

V₂ EL8 4

V₃ 6V4 ou EZ80

Outros

chassi

1 soquete miniatura (7 pinos) com base grande

2 soquetes noval (9 pinos) com base grande

1 ponte dupla (com terminais isolados do chassi)

1 tomada para microfone

1 tomada para alto-falante terminais de terra

parafusos c/porcas fio blindado

cabinho de ligação (fio rígido)

cordão de força

2 botões ("knobs")

(Agradecemos ao sr. Benedito Domingues a colaboração prestada na montagem deste amplificador).

—oO—

TRANSISTORES DE POTÊNCIA

(Continuação da pág. 240)

V_{BE} = 0,430V para I_c = 3A, portanto:

$$0,430 = 0,680 - 3 \cdot R_E;$$

$$R_E = \frac{0,250}{3} = 0,08\Omega$$

O aumento do número de transistores não será levado em conta já que, no caso em questão a relação entre o número de transistores no item 1 e o de transistores no item 2 é de 1,14 para 1. Essa relação é obtida através da relação entre os valores médios da corrente de coletor, no item 1 e no item 2, res-

pectivamente, ou seja, I_{c med 1} = 2A; I_{c med 2} = 1,75A.

$$\frac{I_{c \text{ med } 1}}{I_{c \text{ med } 2}} = 1,14$$

Além disso esse aumento é mais do que compensado pelo aumento de confiabilidade do sistema, pela economia de radiadores e das resistências de emissor (que dissipam 4 vezes menos), sem falar do aumento do rendimento global.

Podemos, como conclusão, considerar duas regras gerais, praticamente aplicáveis à maioria dos casos.

Se o rendimento pode ser relegado a um segundo plano pode-se escolher uma resistência de emissor tal que a queda de tensão média em seus terminais seja da ordem de 0,8 a 1V e que a corrente média seja da ordem de 0,75 vezes a corrente correspondente à máxima dissipação. Isto é verdadeiro na grande maioria dos casos e esta regra pode ser utilizada seguramente em considerações preliminares.

(Continua na pág. 266)

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.

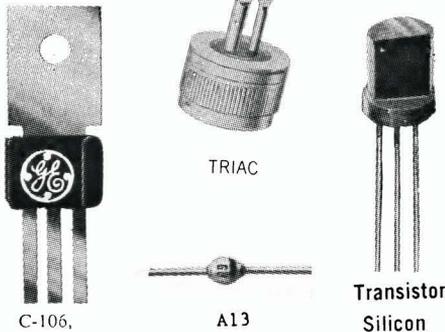
A 13: minúsculo retificador, fechado hermêticamente em vidro, de superfície passivada, fornece 1 A a 50°C sem dissipador. Corrente (do pico) 30 A, PIV até 600 V.

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

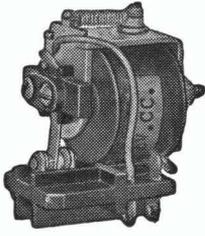
Informações e vendas em:

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS
ARTIMAR LTDA.

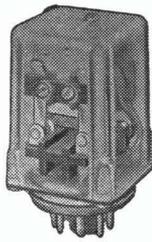
Lgo. São Bento, 64 - c/ 101
Fone 35-2452 São Paulo-1



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 — SAO PAULO
Tel.: 8-6850

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

(Continuação da pág. 264)

Se, pelo contrário, o rendimento deve ser muito alto, é necessário que a queda de tensão nos terminais da resistência de emissor não ultrapasse 0,2 a 0,3V — neste caso uma corrente média da ordem de 0,65 a 0,70 vezes a corrente máxima representa uma boa aproximação.

Os leitores devem lembrar no entanto que se trata apenas de aproximação e que se deve ter muito cuidado ao segui-los, particularmente no caso de transistores de silício, cujas dispersões de características são, às vezes, maiores do que para transistores de germânio e cujas tensões de saturação são bem mais elevadas.



O DISPARADOR SCHMITT

(Continuação da pág. 236)

quando a tensão de entrada cair abaixo do chamado nível de fechamento (V_2 , fig. 4).

Desta forma teremos na saída uma onda quadrada com a mesma frequência do sinal aplicado à sua entrada.

Na fig. 3 foram introduzidas certas modificações no circuito fundamental, quais sejam, C_1 para melhorar o tempo de subida

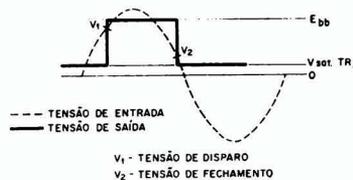


FIG. 4

Formas de onda das tensões do circuito da Fig. 3

da onda quadrada e a divisão da resistência de carga de TR_2 em

2 partes a fim de proporcionar um ponto de saída em baixa impedância.

No circuito da fig. 3 foram empregados transistores NPN de silício já encontráveis no mercado brasileiro * os quais permitem gerar ondas quadradas até uma frequência de 2,5MHz.

A amplitude máxima de tensão de saída obtível é de 17V e 1,8 volts, pico a pico, respectivamente nas saídas de alta e baixa impedância.

Ao usarmos o disparador com um gerador de áudio devemos ligar entre a saída do gerador e a entrada do disparador uma resistência de valor igual a impedância de saída do gerador para limitarmos a corrente de base de TR_1 . No circuito já foi colocada uma resistência de 560Ω (R_2) a fim de casá-la a geradores de áudio com impedância de saída de 600Ω .

O disparador funciona perfeitamente com $2V_{ef}$ aplicados à entrada de 600Ω .

(*) 2N2926.

1000 TITULOS
À SUA ESCOLHA NA MAIOR LIVRARIA DO BRASIL
ESPECIALIZADA NO RAMO ELETRO-ELETRONICO

MANUAIS DE VÁLVULAS E TRANSISTORES

	NCR\$		NCR\$
MANUAL DE VÁLVULAS ELECTRA — série alfabética	14,00	MANUAL DE VÁLVULAS MINIWATT (IBRAPE)	8,00
MANUAL DE VÁLVULAS ELECTRA — série numérica	14,00	MANUAL INTERNACIONAL DE TRANSISTORES (P. A. FREIRE)	21,00
MANUAL DE VÁLVULAS P.B.C. (oferta)	13,60	EQUIVALENCIA DE TRANSISTORES	9,00
MANUAL DE VÁLVULAS MONITOR	5,00	MANUAL DE SUBSTITUIÇÃO DE TRANSISTORES (O. FRITZ)	3,00
MANUAL DE VÁLVULAS RCA-RC-25	15,00	MANUAL DE VÁLVULAS Y REEMPLAZOS (americanas y europeas)	16,40

TV — RÁDIO — ELETRÔNICA

	NCR\$		NCR\$
Prática de Televisão ao Alcance de Todos ..	4,50	ISIDRO H. CABRERA — Radio Reparações	10,00
TV Reparações pela Imagem	6,50	M. P. DURU — Reparación de Radioreceptores com Transistores	12,40
Televisão Básica — 1.º, 2.º, 3.º volume, ..	14,20	P. J. EHRLICH — Dispositivos e Circuitos Eletrônicos 1.º vol.	9,00
M.P. DURU — Teoria y Pratica de la TV	22,40	F. S. GRAY — Eletrônica Aplicada	36,00
MARTIN CLIFFORD — Trucos de Taller para TV, Radio y Audio	16,40	DANIEL S. LEÓN — Nuevos Esquemas com Transistores	9,20
<p>Esquemas Invictus — 2.ª edição</p> <p>A obra foi completada e atualizada, incluindo agora TODOS OS ESQUEMAS DOS RÁDIOS E TELEVISORES INVICTUS, fabricados até fim de 1966</p> <p style="text-align: right;">8,50</p>			
ISIDRO H. CABRERA — Análise Dinâmica em TV	8,00	CURT MOERDER — La Técnica del Transistor	19,20
W. A. HOLM — Televisión en Color explicada	12,00	ARBO — Ingenieria Eletronica y de Radio	45,00
E. N. BRADLEY — Manual de Radio Miniatura	3,30	M. S. KIVER — Transistores	13,00
GRAY & GRAHAM Radio Transmissores ..	45,00	LEONARD C. LANE — Eletronica Industrial	17,50
SAUL SORIN — Ajuste y Calibracion de Receptores de Radio	12,65	M. ROGNON — P. DURO — Reparación de Radioreceptores con Transistores ...	12,40
<p>E. J. BLACK — Corrente contínua e magnetismo</p> <p>Obra escrita especialmente para os principiantes que queiram conhecer os principios fundamentais da eletrônica</p> <p style="text-align: right;">4,50</p>			
		E. E. ECKLUND — Reparación de Tocariscos Automáticos	11,00
		J. P. OEHMICHEN — Empleo Racional de los Transistores	22,70
		H. PIRAUX — Los Isotopos Radiactivos y Aplicaciones Industriales	27,60
		N. M. HAYNES — Manual de Magnetófonos de Cinta	15,80
		P. A. NEETESON — Núcleos de Ferrita ..	24,10
		J. SCHAAP — Ondas Cortas para Aficionados — Recepcion y Emission	12,70
		CHESTER L. DAWES — Curso de Eletrotécnica, 1.º e 2.º vol. (cada)	22,00
		E. M. REZENDE — Eletrotécnica geral ...	4,00

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

ETEGIL Editora Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

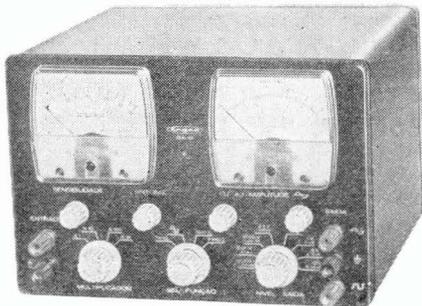
R. Sta. Ifigênia, 180 — Cx. Postal, 30.869 — End. Telegr.: "GRAFTRON"
São Paulo



instrumentos...



**GERADOR DE ÁUDIO E
FREQUÊNCIMETRO
MODELO GA-10**



a) Gerador de onda senoidal

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

c) Frequêncimetro

- 1 — Faixa de frequência: 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

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

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