

eletrônica

NOVEMBRO/DEZEMBRO 1967 - N.º 24

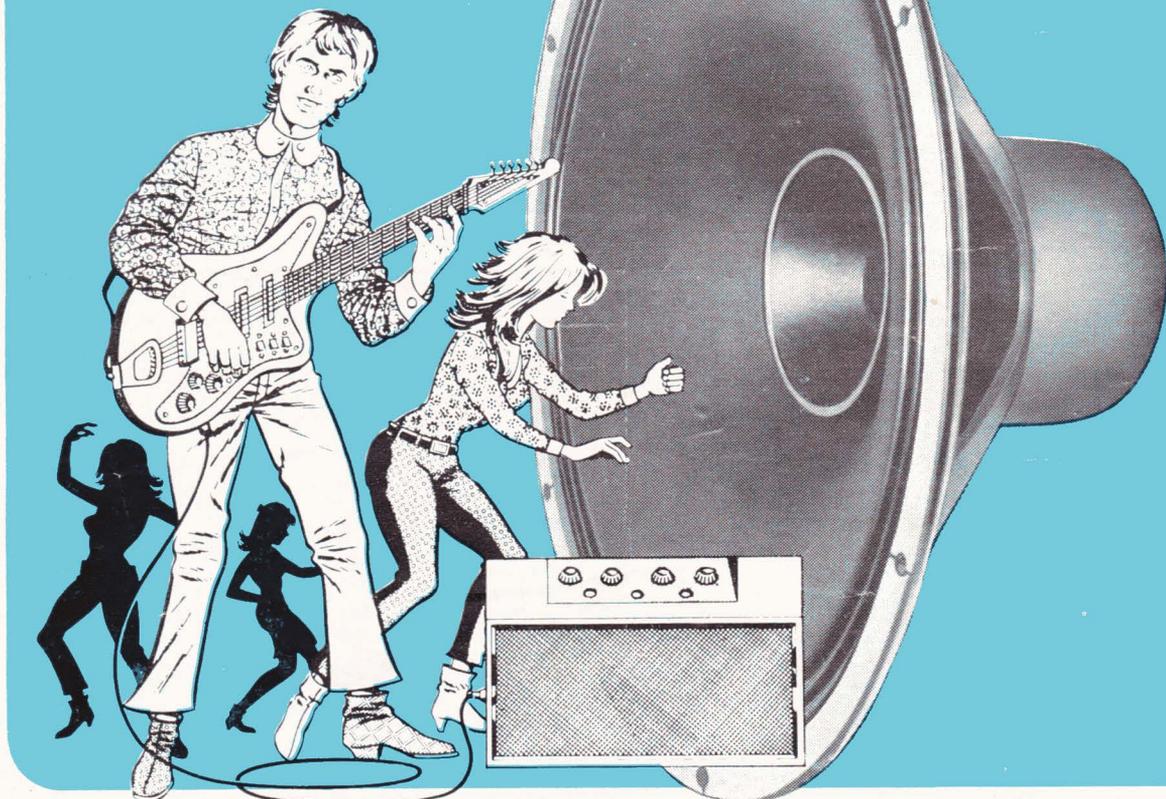
Ncr\$ 1,00

LEIA NESTE NÚMERO

- Manipulador eletrônico transistorizado
- Mi^o voltímetro de

AS APLICAÇÕES AQUI DESCRITAS,
COM MATERIAIS FÁCILMENTE
OBTÍVEIS 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 24 - novembro/dezembro 1967

diretor responsável Adalberto Mieke
redator chefe Alfredo Franke
secretário Fausto P. Chermont
consultores eng. Tomas Hajnal
eng. Luciano Kliass
desenhos Alcides J. Pereira
revisão Adauto V. B. Conde
publicidade Roberto 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

MANIPULADOR ELETRÔNICO TRANSISTORIZADO PARA TELEGRAFIA	279
O RECEPTOR DE TELEVISÃO	283
GERADORES TERMOIÔNICOS (conclusão)	287
O AUTO-TRANSFORMADOR	290
DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA — PHILCO Mods. B-122, B-123, B-124, B-196	293
COMO OBTER PULSOS	296
MILIVOLTÍMETRO DE ÁUDIO DE BANDA LARGA	297
TRANSISTORES DE POTÊNCIA III	302
CONSIDERAÇÕES SÓBRE FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE TELEVISORES	306
ALGUNS ASPECTOS EXPERIMENTAIS DA RÁDIO-ASTRONOMIA	310
REPARAÇÕES EM RECEPTORES DE RÁDIO	312
ÍNDICE GERAL PARA 1967	315

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.

Aspecto do equipamento telefônico que compõe a estação telefônica automática de prefixo "239", inaugurada recentemente pela Cia. Telefônica Brasileira, em São Paulo.

Esse equipamento do tipo de barras cruzadas, semi-transistorizado, foi fabricado pela Ericsson do Brasil, com índice de nacionalização acima de 85%.

A sua montagem, que durou cerca de oito meses, foi feita por técnicos daquela empresa, todos brasileiros.

CAPA

COMPLETE SUA BIBLIOTÉCA

ela é o seu melhor consultor

APLICAÇÕES DA TEORIA DO TRÁFEGO TELEFÔNICO, por Z. Fuzesi, 2.^a edição (português), ano 1967, 306 páginas NCr\$ 19,00.

O atual esforço do Conselho Nacional de Telecomunicações de recuperar o tempo perdido no campo das telecomunicações no Brasil faz com que o livro "Aplicações da Teoria do Tráfego Telefônico" trate de um tema de grande importância atual.

O autor que dedicou toda a sua vida profissional, tanto no estrangeiro como no Brasil, a trabalhos relacionados com a telefonia, conhece a fundo os problemas existentes no Brasil no tocante ao serviço telefônico.

ELEMENTOS DE ANÁLISE DE SISTEMAS LINEARES, por L. V. Boffi e J. A. M. Coutinho, 1.^a edição (português), ano 1966, 258 páginas NCr\$ 7,50.

A construção e operação de sistemas capazes de executar certas funções pré-estabelecidas devem ser baseadas na análise, ou seja, no estudo dos conceitos necessários para a compreensão do funcionamento dos sistemas. Daí resulta a importância desta obra para todos que se interessam pela eletrônica aplicada, máquinas elétricas, sistemas de controle, comunicações, eletrônica industrial e instrumentação e controle de processos industriais.

CORRENTE CONTÍNUA E MAGNETISMO, por E. J. Black, 1.^a edição (português), ano 1966, 128 páginas NCr\$ 4,50.

Obra escrita especialmente para os principiantes que queiram conhecer os princípios fundamentais da eletrônica.

ESQUEMAS INVICTUS, 2.^a edição (português), ano 1967, 180 páginas NCr\$ 8,50.

A obra foi completada e atualizada, incluindo agora todos os esquemas dos rádios e televisores Invictus, fabricados até fim de 1966.

MANUAL DE VÁLVULAS E CINESCÓPIOS MINIWATT — COM SUPLEMENTO, 1.^a edição (português), ano 1963/66, 214 + 60 páginas NCr\$ 8,00.

Contém todos os dados e curvas exatas das válvulas e cinescópios Miniwatt, em uso no Brasil. O Suplemento de 60 páginas que faz parte integrante do manual, atualiza-o até 1970. Além dos novos tipos de válvulas, constam também os recentes diodos de silício que serão usados nos rádios, amplificadores e televisores fabricados no Brasil.

ILUMINAÇÃO, por L. Smit, 1.^a edição (português), ano 1964, 222 páginas NCr\$ 6,50.

Objetivo — Prático — Importantíssimo para Técnicos em Iluminação, Eletricistas, Engenheiros e Projetistas.

ELECTRON, Volume II — 298 páginas NCr\$ 21,00.
Encadernação de luxo das revistas do ano 1965.

ELECTRON, Volume III — 310 páginas NCr\$ 21,00.
idem, ano 1966.

ELECTRON Volume IV — 286 páginas NCr\$ 21,00.
idem, do ano 1967.

REVISTA ELETRÔNICA II — 366 páginas NCr\$ 13,00.
Encadernação de luxo das revistas do ano 1965.

REVISTA ELETRÔNICA III — 364 páginas NCr\$ 13,00.
idem, do ano 1966.

REVISTA ELETRÔNICA IV — NCr\$ 13,00.
Lançamento em Março de 1968.

No prelo, lançamento em Março de 1968:

ACÚSTICA TÉCNICA, por L. X. Nepomuceno.

A primeira obra publicada no Brasil sobre este assunto. Os onze capítulos tratam de uma maneira bastante completa os campos da acústica médico-fisiológica, musical e de comunicações, da psicoacústica propagação do som, vibrações mecânicas e aplicações de potência e na análise nos demais campos da técnica.

Remessas para o interior e outros estados mediante pedido acompanhado por cheque pagável em São Paulo, vale postal ou carta com valor declarado. Despacho registrado. Embalagem e frete gratuitos. Peça o nosso catálogo completo de livros.

ETEGIL

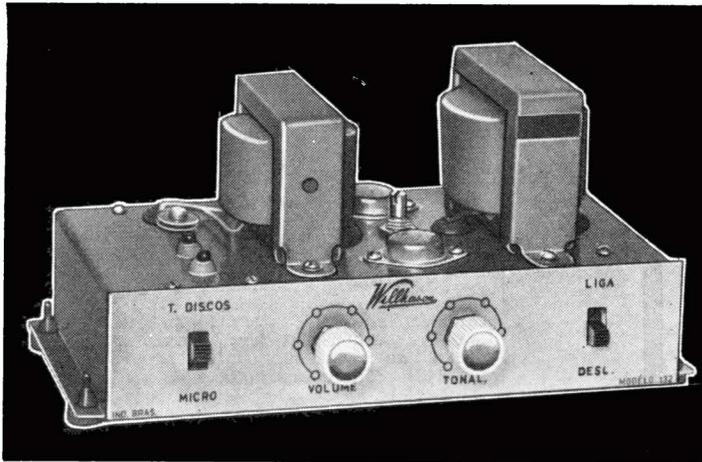
EDITORA TÉCNICO-GRÁFICA INDUSTRIAL LTDA.

R. Sta. Ifigênia, 180 - São Paulo - 2 - End. Telegr. "Grafron" - Cx. P. 30869

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

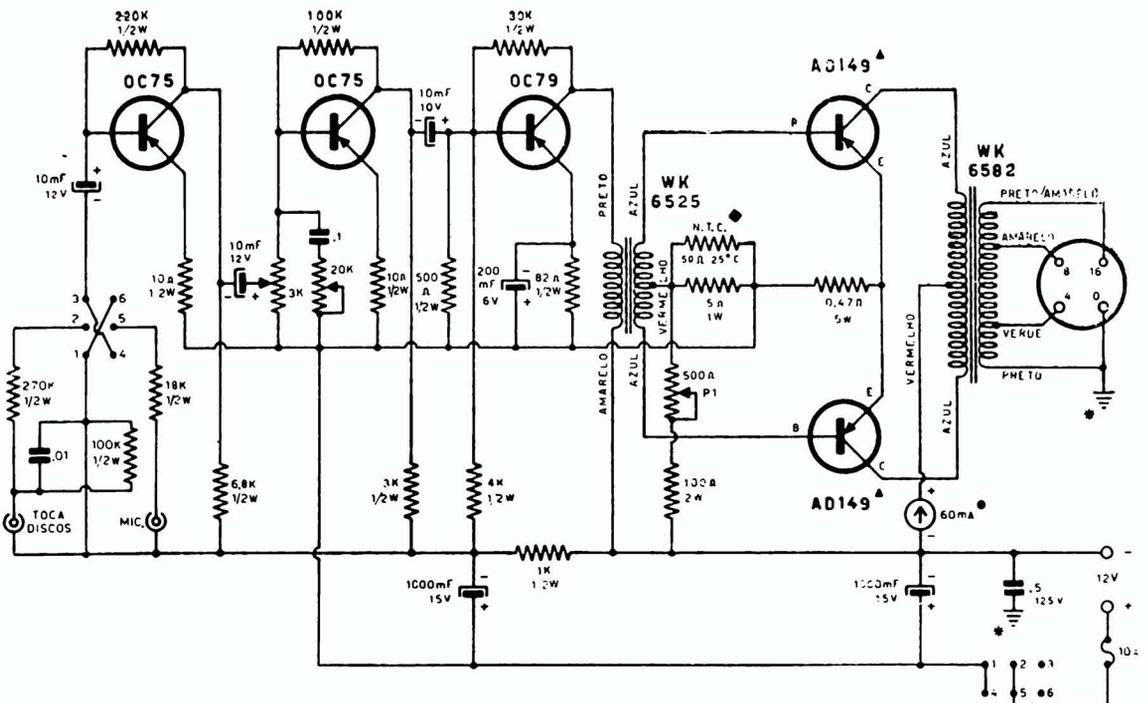
Impedância de saída:
4 — 8 — 16 ohms

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.

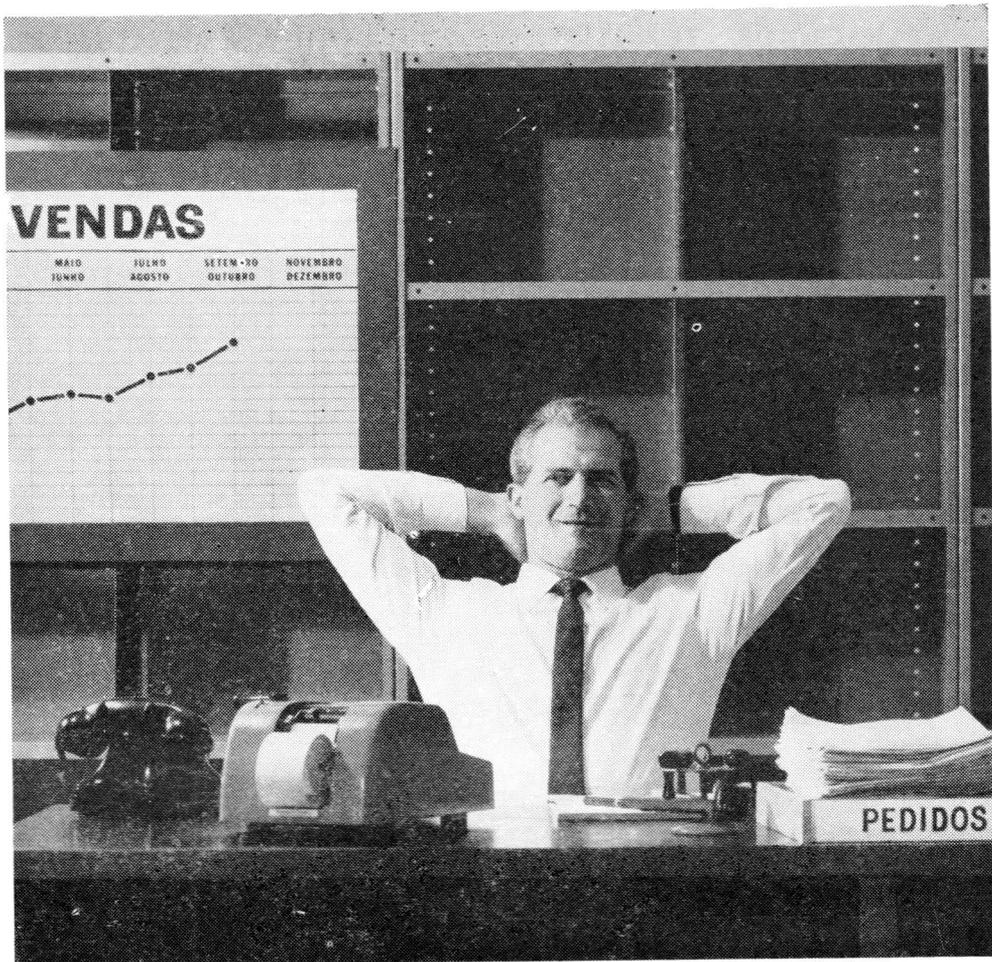


DESCRIÇÃO DE MONTAGEM E CIRCUITOS CHAPEADOS ACOMPANHAM O CHASSIS E TRANSFORMADORES.

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



O QUE ACONTECE SE V. USAR COMPONENTES DE BOA QUALIDADE EM SEUS TELEVISORES ?

Acontece que seus televisores têm mais saída. E V. tem mais lucros. E para conservar - e aumentar - o prestígio de sua marca de televisores, V. precisa usar bons componentes. Como os cinescópios SYLVANIA. E, assim, seus televisores apresentarão sempre aquelas imagens nítidas e perfeitas que os cinescópios SYLVANIA proporcionam.

TIPOS DE TUBOS:

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

SILVER SCREEN 85

SYLVANIA

Produtos Elétricos Ltda.



IMAGEM PURA
É UM PRODUTO
SYLVANIA

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

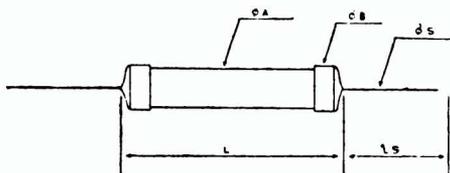
É nulo para valores baixos até ± 10K, para valores altos varia entre 0,02% /volt a 0,04% /volt.

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

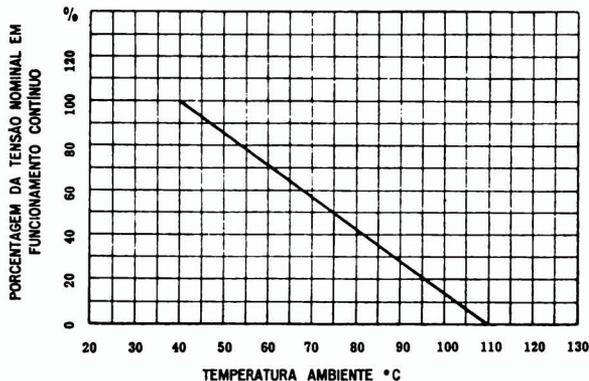
As resistências R. B. queimam com uma sôbre carga 160 vezes maior que a normal, aplicada em ± 3 segundos de tempo partindo de um zero ao máximo de carga.

RUÍDO

Não têm ruído.

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

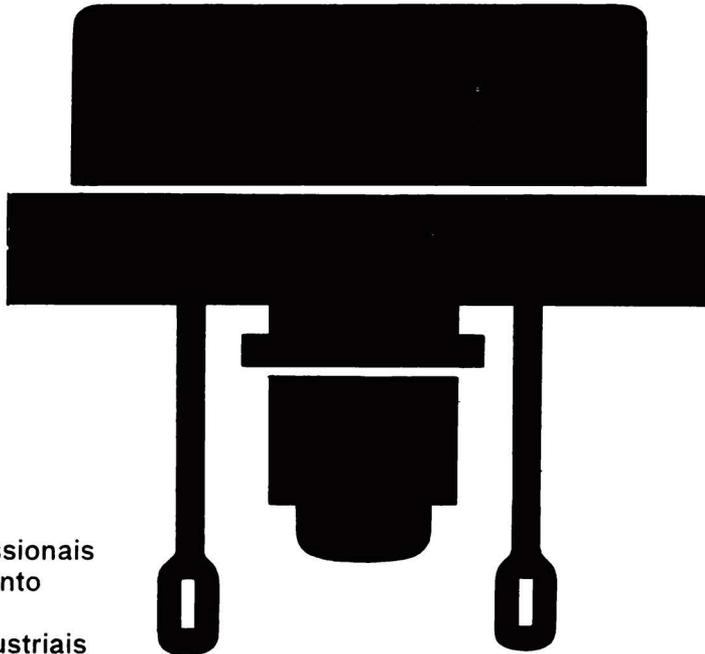
CURVA DE DESVIO



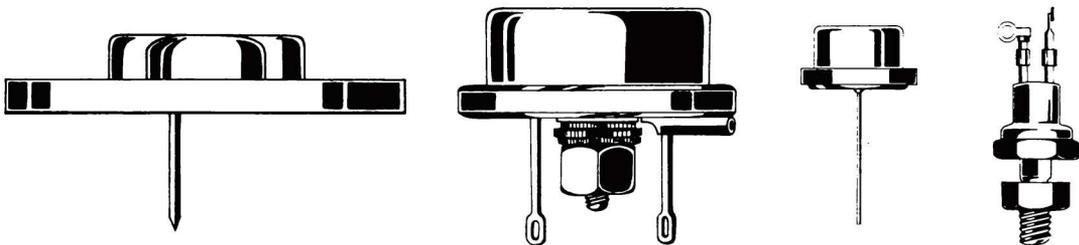
CURVA DA POTÊNCIA ADMISSÍVEL EM FUNCIONAMENTO CONTÍNUO

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

semicondutores



produtos profissionais
para equipamento
profissional e
aplicações industriais



Promo

ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFISSIONAIS

SÃO PAULO

Com. Válvulas Valvolândia Ltda.
Rua Santa Ifigênia, 299
Tels.: 35.62.94 - 32.59.13

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

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

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

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

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

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

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

RIO DE JANEIRO

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

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

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

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

PÓRTO ALEGRE

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

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

BELO HORIZONTE

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

RECIFE

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

Finalmente !

CONVERSOR DE UHF DE ALTA CATEGORIA

com a tradicional
QUALIDADE

STEVENSON

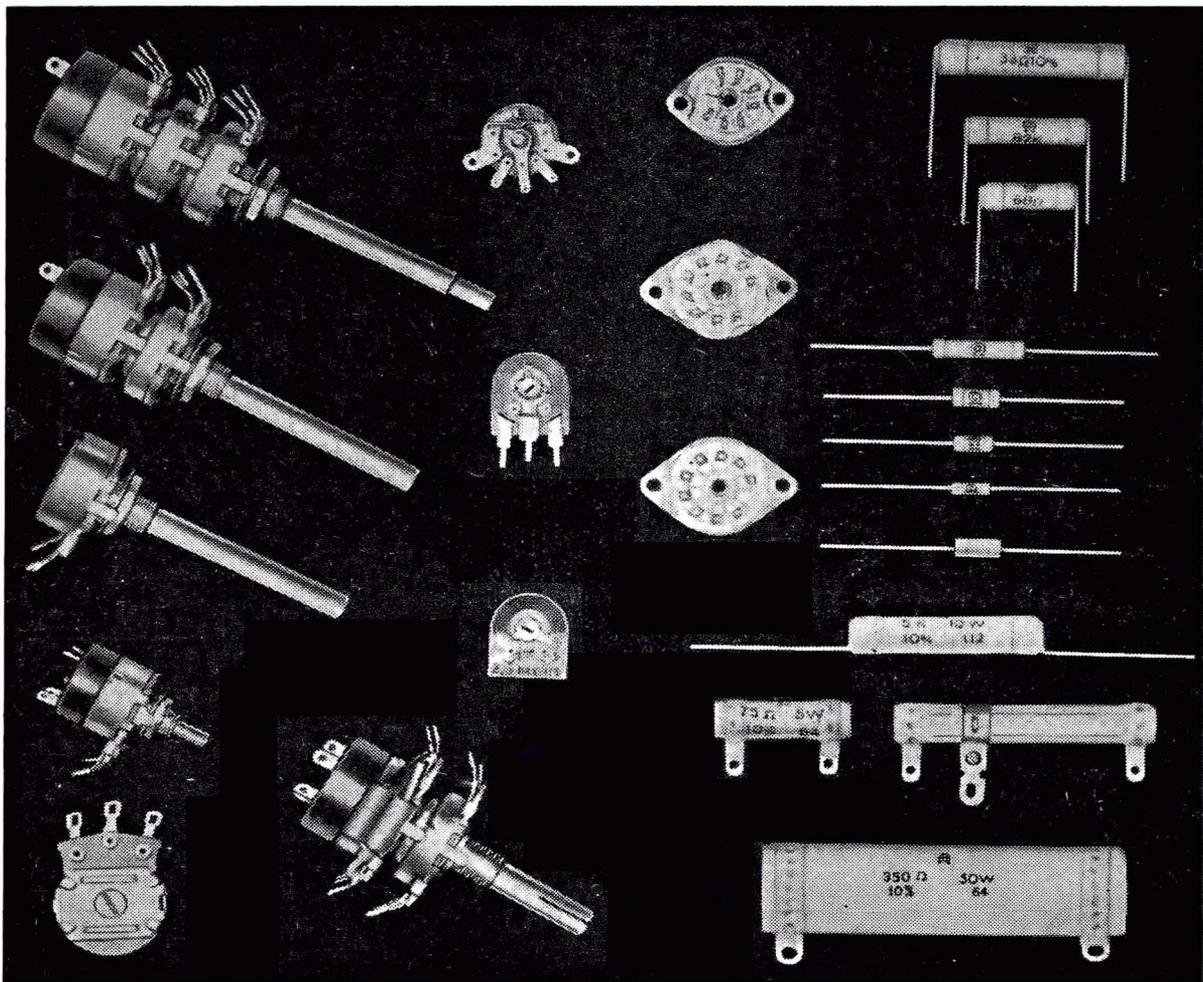


- **NOVIDADE:** micro-sintonia, permitindo a sintonia precisa da estação.
- **ULTRA SENSÍVEL:** o conversor é provido de uma etapa reforçadora de sinal.
- **VERSÁTIL:** saída em 2 canais. Pode ser escolhido o canal 4 ou 5 do televisor para a recepção.
- **PROTEÇÃO:** a unidade de sintonia é cuidadosamente 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



IMPORTA-LHE O FUTURO ?

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

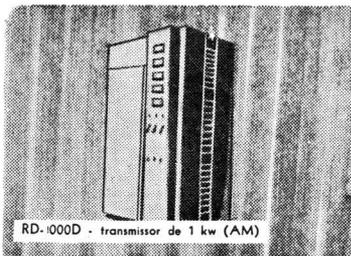
CONSTANTA

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

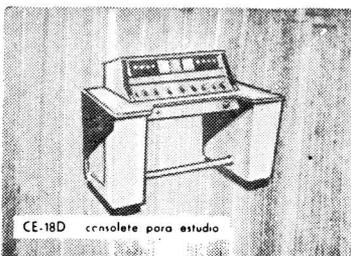


CONSTANTA ELETROTÉCNICA S. A.

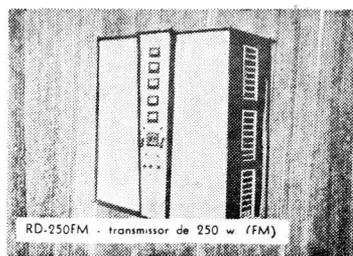
São Paulo: Av. São Luiz, 86 - 9.º andar - Tels.: 37-3621 - 35-9372 - 36-9486
 Rio de Janeiro Praça Tiradentes, 9 Sobreloja Conj. 203/204 - Fone: 43-5249
 Porto Alegre deposit: Carlos Engel S. A., Rua dos Andradas, 1664 - Tel: 5-700
 Telex: 428 "Custodian"- São Paulo.



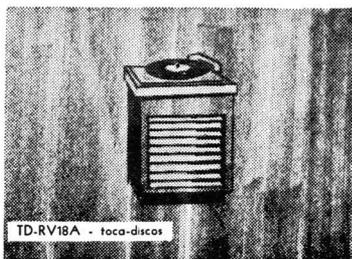
RD-1000D - transmissor de 1 kw (AM)



CE-18D - console para estúdio

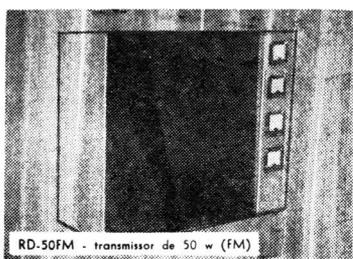


RD-250FM - transmissor de 250 w (FM)

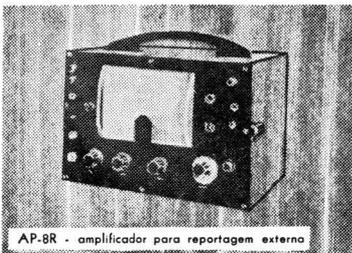


TD-RV18A - toca-discos

A MAIS COMPLETA
LINHA DE EQUIPAMENTOS
E ACESSÓRIOS PARA
RÁDIO-DIFUSÃO



RD-50FM - transmissor de 50 w (FM)



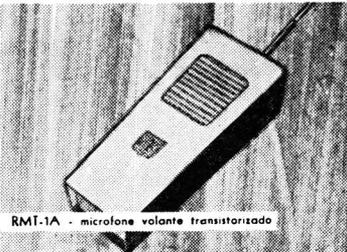
AP-8R - amplificador para reportagem externa



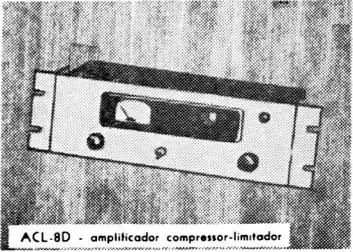
APT-1A - amplificador para reportagem externa (1 canal)



APT-2A - amplificador para reportagem externa (2 canais)



RMT-1A - microfone volante transistorizado



ACL-8D - amplificador compressor-limitador

Segurança de operação e qualidade de reprodução, são as características fundamentais de ELMO.

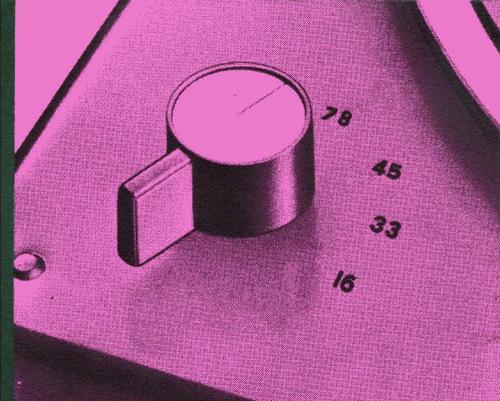


ELETRÔNICA MORATO LTDA.

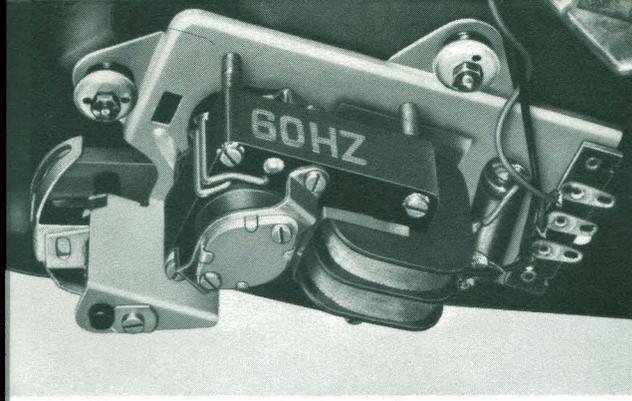
TRAVESSA NEN DE BARROS N.º 1 (V. MAZZEI) CX. POSTAL 6.907 - S. PAULO



A absoluta perfeição mecânica e a elevada técnica dêsse versátil cambiador estereofônico Philips fazem-no o indicado para montagem de conjuntos estereofônicos e de alta fidelidade. De comando único, êste cambiador permite a mistura de discos de qualquer diâmetro, automaticamente. Uma suave combinação de côres aliada a formas bem modernas tornam o GC-027 um aparelho bem atraente, capaz de harmonizar com qualquer estilo de móvel. O cambiador GC-027 é um aparelho de alta classe e com características semiprofissionais.



Muda-se facilmente a velocidade de rotação (16-2/3; 33-1/3; 45 e 78 r.p.m.) virando o botão do seletor de velocidade. Na posição de "zero" do seletor de velocidade, a polia intermediária fica livre de qualquer pressão, preservando-se contra deformações.



O motor é à indução, com campo magnético fechado, projetado para funcionar com tensão de rede de 110 ou 220 volts de corrente alternada, para ciclagem de 50 ou 60 ciclos, consumindo só 9 watts de potência. O motor é assimetricamente balanceado e montado sobre suporte com molas, para evitar transmissões de vibrações ao prato. A potência do motor é transferida ao prato por meio de uma polia intermediária de borracha. Tanto a polia intermediária como o motor têm buchas de bronze fosforoso. Além disso, tôdas as partes em movimento são fabricadas para assegurar um perfeito funcionamento com um mínimo de lubrificação; isso é ideal para o clima tropical e para a manutenção. O ruído neste aparelho é, graças a isso, somente de ± 35 dB.



1.º - Prato

O prato dêsse cambiador, fundido em material extrapesado, tem diâmetro de 26,05 cm, o que imprime ao aparelho, além de uma aparência mais profissional, qualidades excepcionais no que diz respeito à reprodução das gravações. Especialmente a constância de rotação está mantida dentro de limites muito estreitos; o índice de "Wow and flutter" (variações e flutuações de velocidade) é menor que 0,17%. Depois de fundido, o prato é torneado e balanceado dinamicamente. Munido de eixo em aço inoxidável e apoiado sobre esferas de aço dentro de um anel de nylon, o prato se movimenta com o mínimo de atrito e com baixíssimo nível de ruído.

2.º - Proteção dos discos

A apurada técnica permitiu limitar a pressão vertical da agulha sobre o disco a 1/3 do comum, ou seja, 5 gramas, reduzindo ao mínimo o desgaste dos discos. Por outro lado, o emprego de um tapête de borracha, com perfil de desenho especial, amortece a queda dos discos, quando em ciclo automático, criando uma verdadeira almofada de ar entre o disco e a base de borracha. Ao mesmo tempo o acabamento do tapête limita a superfície de contato com o disco que está sendo reproduzido, evitando assim a contaminação das gravações por poeira.

3.º - Braço

A forma do leve braço "pick-up", em plástico resistente, proporciona o correto ângulo de deslizamento (tracking). Êste braço é anti-resonante e pode ser equipado com cabeçotes de alta qualidade, de 5 contatos de cristal ou de cerâmica.

características

seletor de velocidade

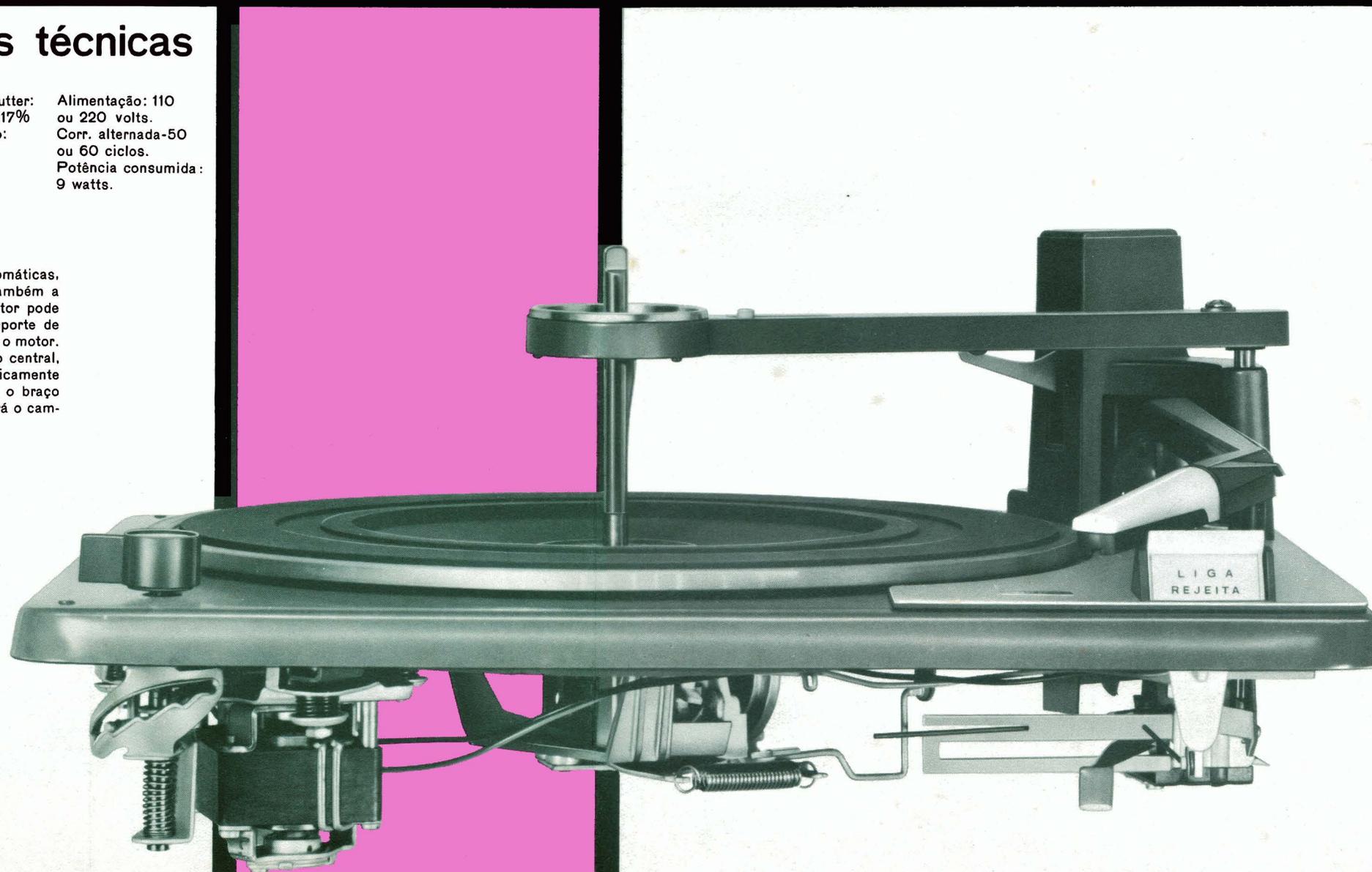
motor

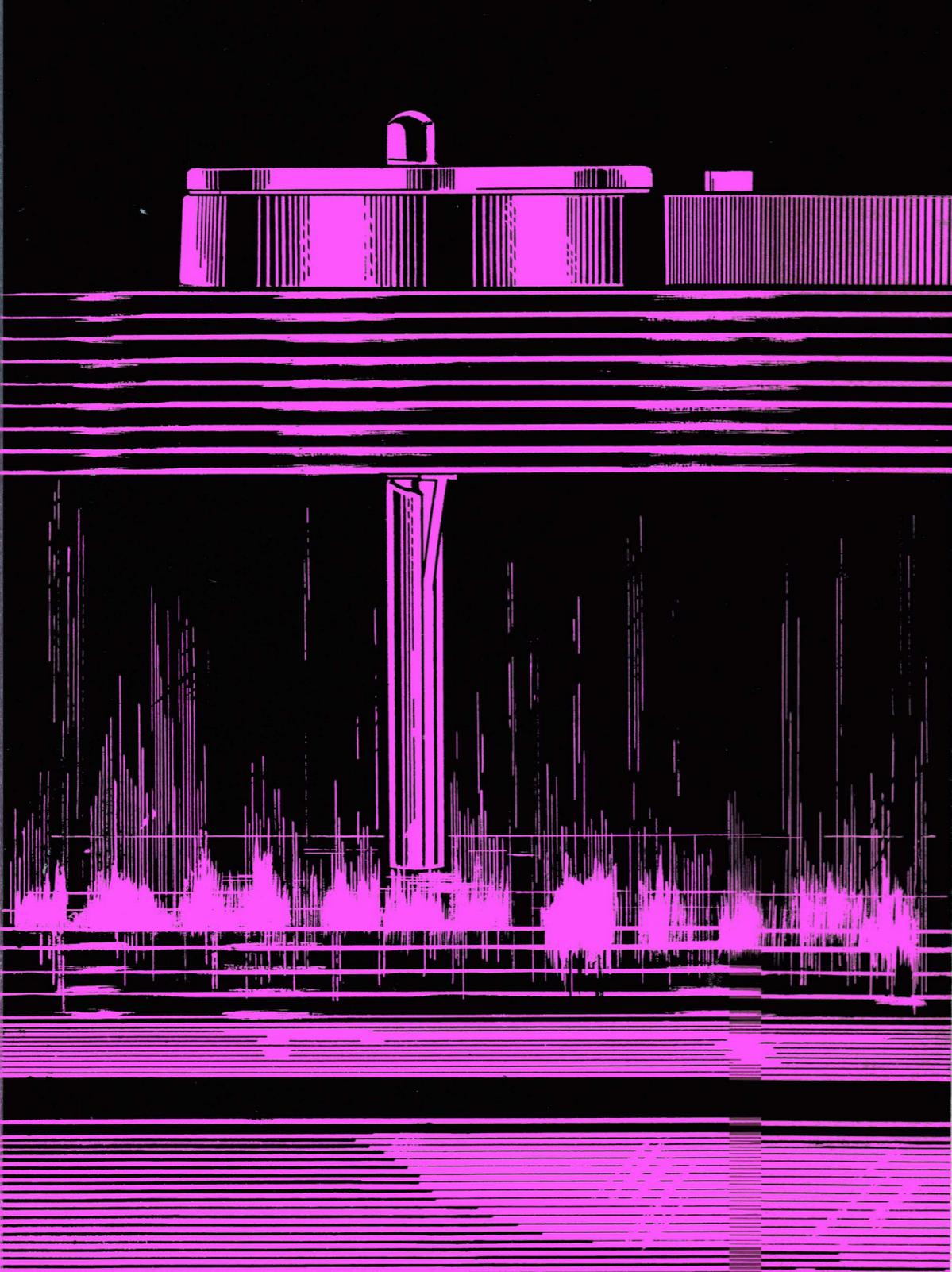
especificações técnicas

4 velocidades: 16-2/3, 33-1/3; 45 e 78 r.p.m.	Wow and flutter: menor de 0,17%	Alimentação: 110 ou 220 volts.
Rumble: menor de - 30 dB	Pêso líquido: 3,8 kg	Corr. alternada-50 ou 60 ciclos.
		Potência consumida: 9 watts.

FUNCIONAMENTO MANUAL

Além das suas funções totalmente automáticas, o mecanismo do cambiador permite também a operação manual. O braço do fonocaptor pode ser conduzido manualmente do seu suporte de descanso, o que liga, ao mesmo tempo, o motor. Colocando o compressor sobre o pino central, o cambiador será desligado automaticamente após terminar a reprodução do disco, o braço voltará à sua posição inicial e desligará o cambiador.





cabeçotes fonocaptadores que podem ser usados no cambiador GC-027



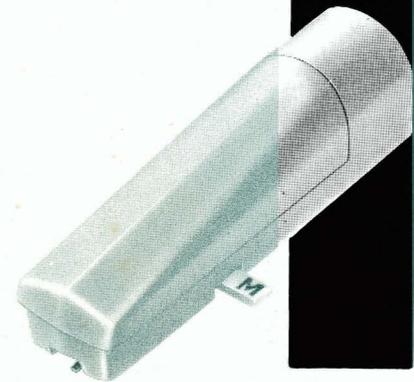
MONOFÔNICO - ESTEREOFÔNICO
 CRISTAL CERÂMICO
 AGULHA M - 18 MICRONS - D = DIAMANTE
 AGULHA N - 75 MICRONS - S = SAFIRA
 PRESSÃO DA AGULHA EM GRAMAS
 RESPOSTA DE FREQUÊNCIA EM HERTZ (CICLOS P/ SEGUNDO)
 COMPLIANÇA HORIZONTAL EM CM/DYNE
 COMPLIANÇA VERTICAL EM CM/DYNE
 TENSÃO DE SAÍDA EM MV/CM/S (EM 400 HZ) POR CANAL
 RESISTÊNCIA DE CARGA POR CANAL
 SEPARAÇÃO ENTRE OS CANAIS EM dB (EM 1000 HZ)

PARA USAR EM RADIOFONES E ELETROFONES EQUIPADOS COM OS SEGUINTE TOCA-DISCOS:

AG 3306	AG 3224	AG 3228	AG 3230
M + S	M + S	M - S	M + S
CR	CM	CM	CM
S	S	D	S
S	S	S	S
3 - 7	3 - 7	3 - 7	3 - 7
30 16.000	30 16.000	30 16.000	30 16.000
$>3 \times 10^{-6}$	$>3 \times 10^{-6}$	$>3 \times 10^{-6}$	$>3 \times 10^{-6}$
$>1,8 \times 10^{-6}$	$>1,8 \times 10^{-6}$	$>1,8 \times 10^{-6}$	$>1,8 \times 10^{-6}$
70	45	45	45
1 Mohm	1 Mohm	1 Mohm	1 Mohm
>18	>18	>18	>18
GC 027	GC 027	GC 027	AG-2049
AG 1026	AG 1026	AG 1026	AG-1004
AG 2056	AG 2056	AG 2056	
AG 2026	AG 2026	AG 2026	
AG 1024/ M5	AG 1024/ M5	AG 1024/ M5	AG-1024

produto de fabricação 100% nacional

Garantia de fornecimento de peças e Assistência Técnica em qualquer parte do país.



automatismo

Tôdas as funções automáticas de arranque, de parada e de rejeição de discos são comandadas por uma única tecla, facilitando assim o manejo do cambiador. Quando comprimida inicialmente, liga o cambiador e inicia o ciclo automático; quando comprimida durante a reprodução, rejeita o disco que estiver reproduzindo e repete o ciclo de troca automática. A parada automática do cambiador após o último disco é comandada pelo compressor que serve, ao mesmo tempo, para manter a pilha de discos na posição correta sobre o pino central. A seleção de diâmetro dos discos é efetuada automaticamente, podendo assim empilhar discos de diversos diâmetros (17,5 cm, 25 cm e 30 cm ou 7, 10 e 12 polegadas) em qualquer seqüência.



CAMBIADOR AUTOMÁTICO DE 4 VELOCIDADES GC-027

conte com **PHILIPS** para viver melhor!



MANIPULADOR ELETRÔNICO TRANSISTORIZADO

para telegrafia

GILBERTO GANDRA

O manipulador eletrônico permite ao operador de CW conseguir uma velocidade de operação superior a de um manipulador comum ou mesmo Vibroplex, com uma comodidade bem maior. Apresenta ainda a vantagem de que, pela operação apropriada, os pontos e traços são auto-completados, isto é, os pontos e traços têm sempre o comprimento correto uma vez que a alavanca do manipulador seja acionada para o lado dos pontos ou traços.

CIRCUITO

Com o advento dos transistores de silício planar torna-se possível a realização de um mani-

pulador eletrônico simples e barato. O tempo de manipulação é determinado pelo oscilador constituído pelo transistor T_1 . Quando a alavanca é acionada para o lado dos traços, surgirá uma pequena corrente de coletor no transistor T_1 . Esta corrente passa pelo condensador C_1 e escoar por R_3 através do primário do transformador T_1 , provocando um pulso negativo na base do transistor T_1 e fazendo com que o mesmo passe a conduzir mais intensamente. O condensador C_1 então vai-se carregando, provocando ao fim de algum tempo o bloqueio de T_1 . Uma vez o transistor T_1 bloqueado, C_1 se descarrega até que, novamente, haja condições para se iniciar o ciclo

de oscilação. Se fôr necessário podemos dobrar o valor do condensador C_1 para diminuir a velocidade de manipulação.

Ao acionarmos a alavanca para o lado dos pontos se processará o mesmo ciclo acima descrito, apenas a tensão de carga no condensador é menor, e, conseqüentemente, a frequência do oscilador é aumentada. Existe ainda um outro elemento que controla a velocidade de manipulação: R_1 — para um certo valor de C_1 conseguimos, atuando sobre R_1 , variar a velocidade de manipulação dentro de uma determinada faixa de valores. O potenciômetro R_2 controla a relação de duração dos pontos e traços.

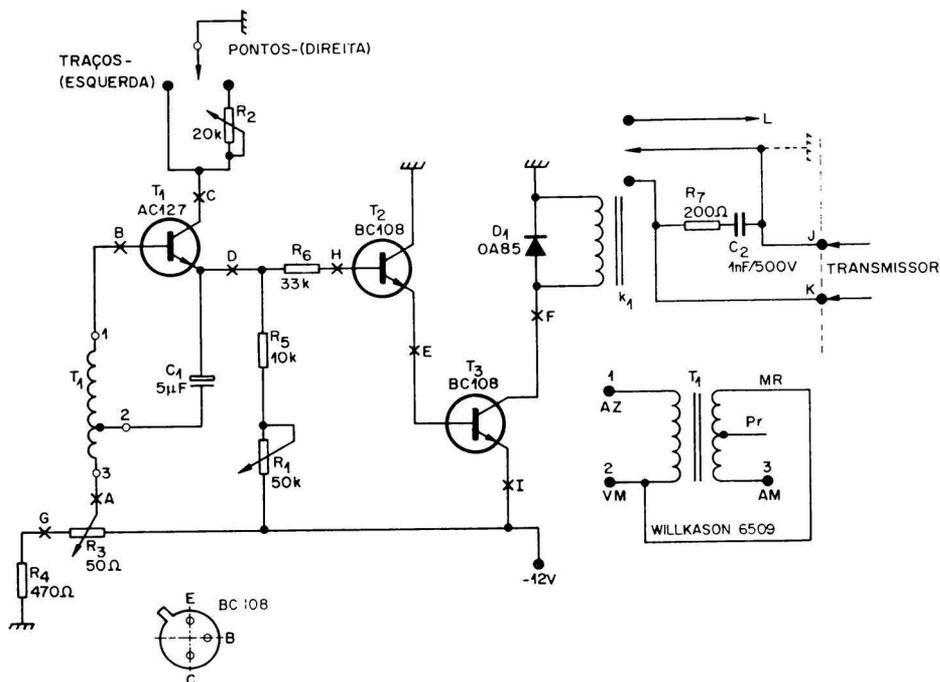


FIG. 1

Circuito esquemático do manipulador eletrônico transistorizado para telegrafia.

TABELA I

TENSÕES

Pontos	Tensões em relação ao chassis		
	sem operação	com operação	
		Traço	Ponto
A	-12V	-11,5V	-12V
B	-12V	-1,5V	-12V
C	-1,8V	0V	0,5V
D	-8V		
E	-10,6V	-8,3V	-10,6V
F	0V	-8,3V	-1V
G	-11V	-8,5V	-10,8V

560k Ω para mudarmos a característica de manipulação e limitarmos a corrente no circuito do amplificador. O potenciômetro R₃ controla a polarização de todo o estágio amplificador, tornando mais ou menos sensível o relé K₁.

A resistência R₇ e o condensador C₂ protegem os contatos de K₁ contra os faiscamentos e permitem portanto aos contatos do relé trabalharem com uma tensão bem mais elevada sem problemas de arco.

As tensões anotadas na tabela 1, foram medidas com um voltímetro 20k Ω /V, com os potenciômetros R₁ e R₂ girados para a posição de máxima resistência e R₃ todo para a direita (posição oposta ao lado F).

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O manipulador utiliza uma fonte de alimentação de 12V, 100mA, bem estável. A tensão da fonte não é crítica, o protótipo montado funciona perfeitamente bem com tensões de 8 a 18 volts.

CONSTRUÇÃO

O chassis é feito em alumínio de 1,5mm de espessura e para que a sua furação não ofereça dificuldades o leitor deve usar como referências as figuras 2 e 3 onde se encontram especificadas as posições dos furos necessários. Os furos maiores são de 16mm

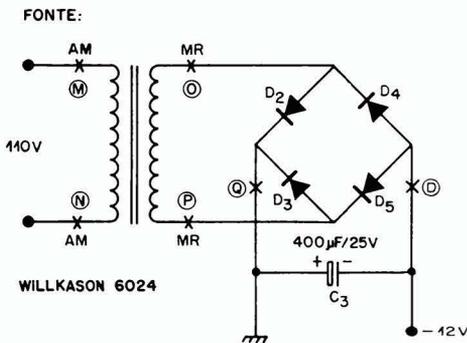
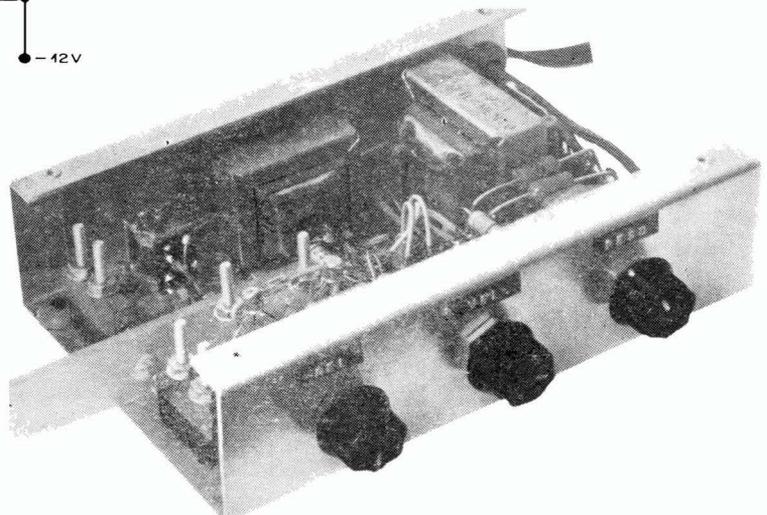


FIG. 2

Circuito da fonte de alimentação do manipulador.

FIG. 3

Aspecto do protótipo do aparelho.



Os transistores T₂ e T₃ formam um amplificador de CC de acoplamento direto para que os pulsos desenvolvidos no condensador C₁ possam acionar o relé K₁. O acoplamento emissor — base entre os transistores nos possibilita uma alta impedância de entrada para o amplificador. O diodo D₁, ligado em paralelo com K₁, serve para proteger T₃ contra os transientes gerados na bobina de K₁ e proporciona um funcionamento bem mais regular do relé. É importante observar a polaridade deste diodo.

O resistor R₆ (33k Ω) pode ser aumentado até um valor de

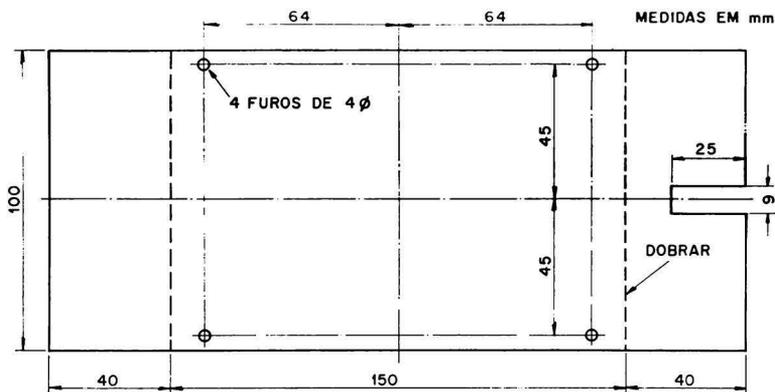


FIG. 4
Dimensões da chapa-tampa do chassi, com furação.

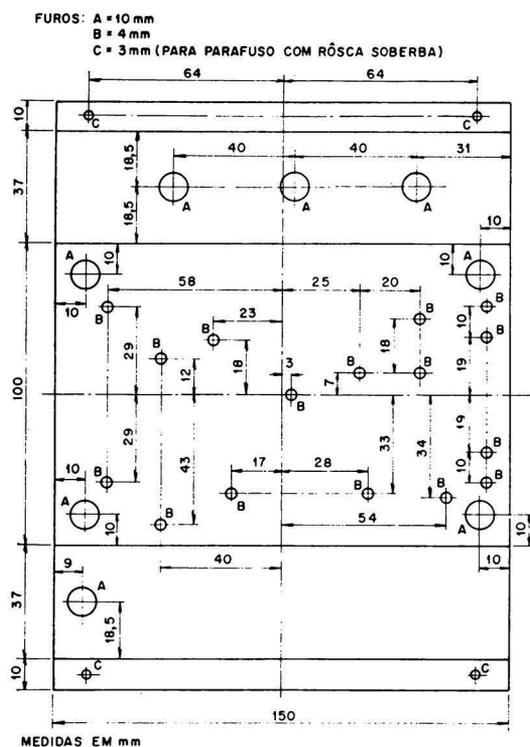


FIG. 5
Dimensões e furação da chapa do chassi do manipulador.

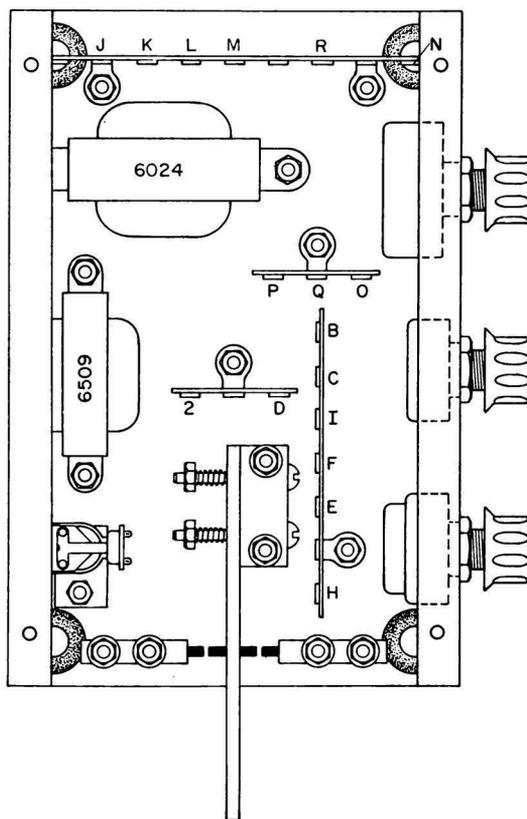


FIG. 6
Disposição das principais peças no interior do chassi, com identificação dos terminais das pontas isoladas.

e os menores de 9,5mm. As linhas pontilhadas indicam as dobras do chassis. Os quatro furos que contém um A internamente, indicam a posição dos pés do manipulador.

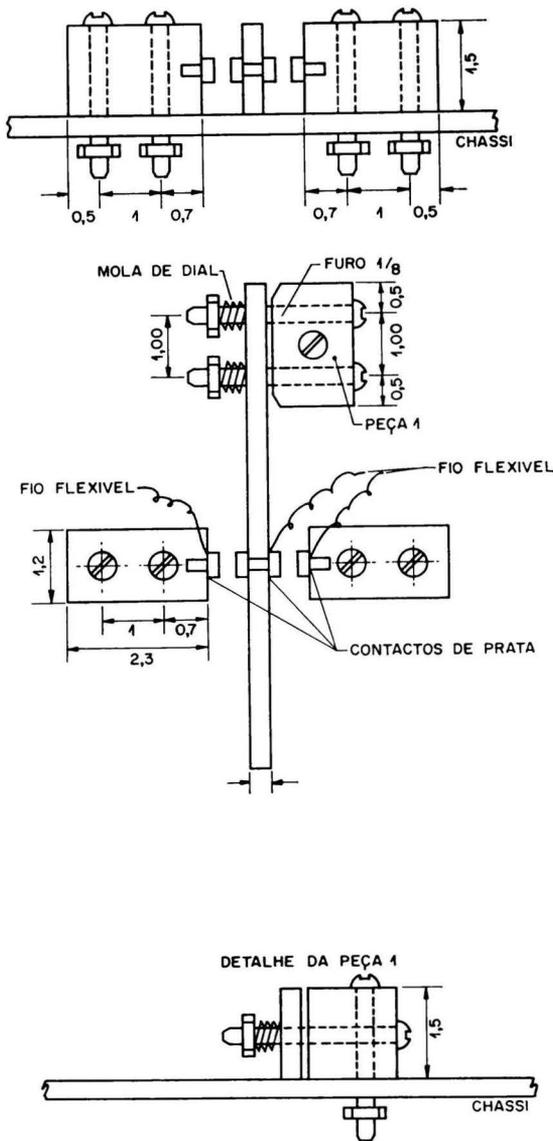
A construção da alavanca operadora dos pontos e traços não é complicada, bastando para isso que, se corte inicialmente três paralelepípedos de 1,5cm x 2,3cm de uma chapa de acrílico, fenoli-

te ou qualquer outro material isolante rígido de 12mm de espessura aproximadamente. A seguir eles são furados com brocas de 4mm.

Em seguida solda-se 10cm de fio flexível aos contatos de prata e, após retirar o excesso de solda, se os encaixa nos respectivos furos das peças isolantes, colando-os então com araldite e deixando-os secar. Além disso

corta-se uma tira de 1,5cm por 8cm de acrílico ou fenolite de 3mm de espessura, fura-se conforme indicação com uma broca de 3,2mm, cola-se os contatos (dois já soldados entre si e a um fio flexível de 10cm) e deixa-se secar.

Monta-se as peças do manipulador conforme o esquema e verifica-se o funcionamento mecânico.



As molas M_1 e M_2 são molas de cordinha de dial esticadas até atingir aproximadamente 10 fios por centímetro; cada mola tem aproximadamente 1,5cm.

A ordem de montagem dos elementos pode ser estabelecida como se segue: primeiro, os potenciômetros, pontes de terminais, os pés de borracha; a seguir, os transformadores e o relé, e então os demais componentes. Ao fazer as ligações do transformador T_1 devem ser observadas as polaridades e cores dos fios.

FIG. 7

Detalhe de montagem da palheta do manipulador descrito neste artigo.

LISTAS DE MATERIAIS

- D_1 = 0A85
- T_1 = AC127
- T_2 = BC108
- T_3 = BC108
- C_1 = $5\mu\text{F}/50\text{V}$
- C_2 = $1\text{nF}/500\text{V}$, cerâmico
- R_1 = $50\text{k}\Omega$, potenciômetro linear
- R_2 = $20\text{k}\Omega$, potenciômetro linear
- R_3 = 50Ω , potenciômetro de fio
- R_4 = 470Ω ; $1/2\text{W}$
- R_5 = $10\text{k}\Omega$; $1/2\text{W}$
- R_6 = $33\text{k}\Omega$; $1/2\text{W}$
- R_7 = 200Ω ; $1/2\text{W}$
- K_1 = Relé miniatura $50\text{mA}/6\text{V}$ (Aerobrás)
- Tr_1 = Transformador Driver (Willkason 6509)

Fonte de Alimentação

- T_2 = Transformador Willkason 6024; $110-11\text{V}$; 300mA
- D_2 = BY126
- D_3 = BY126
- D_4 = BY126
- D_5 = BY126
- C_3 = $400\mu\text{F}/25\text{V}$, condensador eletrolítico

DIPOSITIVOS TÉCNICO-EDUCACIONAIS

O ensino pelo método áudio-visual provou ser de alta eficiência.

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

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

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

- 1 — O Ignitron
- 2 — O Tiratron
- 3 — O Diodo a gás
- 4 — O Diodo a cristal
- 5 — O Tetrodo e o pentodo
- 6 — A família das válvulas eletrônicas
- 7 — O diodo
- 8 — O triodo
- 9 — Os tubos de raios catódicos
- 10 — A válvula de imagem do televisor (Cinescópio)
- 11 — Emissão Foto-elétrica
- 12 — Luminescência de gases e sólidos
- 13 — Introdução à Física Nuclear.

O preço de cada diafilme é de NCr\$ 14,50. Os pedidos devem ser dirigidos a ETEGIL, acompanhado de cheque, vale postal ou carta com valor declarado, dirigido a caixa postal 30.869 — São Paulo.

O RECEPTOR DE TELEVISÃO

ENG.º EDSON PALADINI VEIGA
Telefunken do Brasil S/A.

Neste número iniciamos a publicação de uma série de artigos que procurarão analisar em detalhes todas as etapas de um receptor de TV. Em cada artigo abordaremos uma determinada unidade funcional, descrevendo a sua finalidade no sistema, o seu funcionamento e as suas principais características, assim como circuitos típicos de aplicação.

Neste primeiro artigo da série, apresentamos o diagrama de bloco de um receptor de TV.

Como primeiro passo, iremos mostrar que tipo de sinal o receptor deve processar e em que forma ele chega ao receptor.

Reprodução de Imagens em movimento

Recordemos o princípio de funcionamento do cinema, que produz a sensação de imagens em movimento, através da apresentação rápida de várias cenas estáticas, cada uma delas representando uma fase do movimento, diferindo muito pouco da anterior.

Nesse processo nos utilizamos, para criar o movimento, de uma característica do olho humano, chamada persistência — quando o olho humano é impressionado por uma fonte luminosa, esta impressão continua a existir, durante algumas frações de segundo, depois de desaparecer a fonte luminosa.

Assim, se se apresenta ao olho uma seqüência rápida de cenas luminosas e o intervalo de apresentação entre elas for menor que o tempo de persistência da vista, não notaremos o espaço de tempo sem informação luminosa entre duas apresentações sucessivas. Portanto, se as cenas representam etapas sucessivas de um determinado movimento, este será reproduzido por nossos órgãos visuais.

Por experiência prática com várias pessoas, chegou-se à conclusão que para reproduzir a sensação de movimento precisava-se de no mínimo, apresentar 16 a 24 cenas por segundo. Porém, com esta freqüência de apresentação as imagens reproduzidas apresentam o efeito de cintilação. Para se eliminar este efeito apresentação das cenas estáticas.

Para o cinema normalizou-se então em 48 quadros por segundo a freqüência de apresentação das cenas. Como para se ter a sensação de movimento bastam 24 quadros por segundo, podemos economizar no comprimento da fita, usando-se do seguinte artifício: cada quadro do filme é apresentado duas vezes na tela do cinema; assim sendo, com os 24 quadros fazemos uma apresentação de 48 cenas por segundo. Teremos assim o efeito de movimento (freqüência de quadros: 24 por segundo) sem efeito de cintilação (freqüência de cenas: 48 por segundo).

Elementos de Imagem:

Para a transmissão de imagens por meio de sinais elétricos, não é possível, naturalmente, fazer cada tipo de imagem corresponder a um só sinal elétrico. Assim sendo, divide-se a imagem a ser transmitida em inúmeras minúsculas áreas, cada uma destas correspondendo a um elemento de imagem.

Cada um dos elementos de imagem apresentará um determinado grau de luminosidade. A cada grau de luminosidade faremos então corresponder uma determinada tensão elétrica. Por exemplo, 1 volt faremos corresponder ao preto, 0 volt ao branco, 0,5 volt ao cinza médio, e qualquer outro tom de cinza cairá entre 0 e 1 volt.

Varredura Horizontal e Vertical

A análise da imagem, ou seja, dos seus elementos, se fará em seqüência da esquerda para a direita (horizontalmente) e de cima para baixo (verticalmente). A imagem é dividida em 525 linhas, cada linha sendo sub-dividida em cerca de 420 elementos de imagem (figura 1).



FIG. 1

Para freqüência de repetição da imagem escolheu-se 60Hz (mesma freqüência da rede de alimentação), que já é suficiente para, além de se ter a impressão de movimento, eliminar o efeito de cintilação. Com a escolha de 60Hz, as exigências na filtragem da fonte de alimentação dos aparelhos será menor, e portanto, mais simples e barata.

Como o quadro completo é formado de 525 linhas, a freqüência de linhas (horizontal) seria: $525 \times 60\text{Hz} = 31.500\text{Hz}$.

Porém, usa-se um artifício para diminuir esta freqüência horizontal, o que facilitará a construção dos circuitos de deflexão horizontal do receptor. O artifício é semelhante ao usado no caso do cinema ou seja, cada cena será apresentada duas vezes.

O artifício usado em televisão consiste em se analisar primeiramente as linhas de número ímpar (1, 3, 5, 525), ou seja,

262,5 linhas, que constituirão o chamado campo 1 (ímpar), e, na varredura vertical seguinte, analisar as linhas de número par (2, 4, 6, 524), ou seja, as restantes 262,5 linhas (campo 2 — par).

Teremos então cada quadro subdividido em duas partes, chamadas campos. A frequência de campo será de 60Hz (elimina o efeito de cintilação), e a frequência de quadro é portanto de 30Hz, que já é suficiente para dar efeito de movimento. Assim sendo, para a frequência de varredura horizontal, temos:

$$f_H = 262,5 \cdot 60\text{Hz} = 15.750\text{Hz}$$

$$\text{ou}$$

$$f_H = 525 \cdot 30\text{Hz} = 15.750\text{Hz}$$

Como vimos, um campo preenche exatamente os espaços entre as linhas descritas pelo outro campo. A este efeito chamamos **entrelaçamento** dos campos.

Sincronização

Naturalmente, na tela do cinescópio os elementos de imagem devem ser reproduzidos na mesma posição relativa em que se encontravam ao serem analisados na cena original, pela câmera. Para tanto, dizemos que o receptor deve estar sincronizado com a estação tanto em sua varredura horizontal (frequência horizontal) como em sua varredura vertical (frequência vertical).

Para tanto, a estação envia, ao fim de cada linha, pulsos característicos para sincronizar as linhas de varredura do receptor, bem como ao fim de cada campo também é enviado um pulso característico para sincronizar o receptor no sentido vertical de varredura.

Sinal Compôsto de Vídeo

Vejamos então como se apresenta o sinal de vídeo que leva a informação de imagem. Como

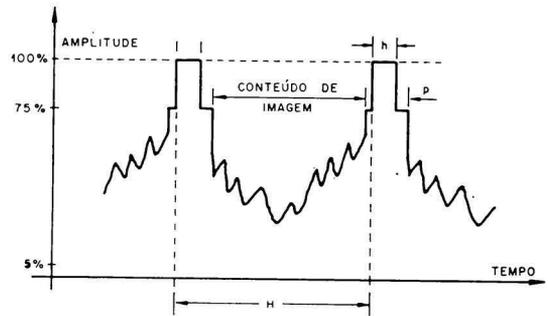


FIG. 2

dissemos, fazemos corresponder ao grau de luminosidade de cada elemento de imagem um determinado nível de tensão. Assim sendo, faremos corresponder ao nível de aproximadamente 5% da amplitude máxima o sinal correspondente ao branco e ao nível de 75% o sinal correspondente ao preto. Qualquer nível entre 5% e 75% corresponderá às diversas gradações de cinza. Por exemplo, um cinza claro corresponderá a cerca de 20%, cinza médio a 35% e cinza escuro a 60%.

O nível 100% ficará reservado para o pulso de sincronismo enviado ao fim de cada linha e de cada campo.

Então, o sinal de vídeo correspondente a uma linha terá o aspecto mostrado na figura 2, onde H é o tempo correspondente à duração de uma linha de varredura horizontal e vale, portanto,

$$H = \frac{1}{15.750\text{Hz}} \cong 63,5\mu\text{s}$$

onde

h é o tempo de duração de pulso de sincronismo horizontal e equivale a:

$$h = 0,08H$$

p é o chamado pedestal horizontal, sobre o qual está localizado

o pulso de sincronismo horizontal, cuja largura total é de:

$$p = 0,16H$$

sendo que o póstico anterior (parte do pedestal antes do pulso horizontal) têm a duração de 0,02H enquanto que o póstico posterior (parte do pedestal depois do pulso horizontal) tem a duração de 0,06H.

Desta forma, a intensidade do feixe do cinescópio, no receptor, é comandada por este sinal enquanto varre a tela da esquerda para a direita, iluminando a tela mais ou menos, conforme o nível do sinal de comando.

Pouco antes de atingir o extremo direito da tela, aparece o início do pedestal de sincronismo que, por estar ao nível de 75%, apaga o feixe, escurecendo a linha no final da varredura. Logo em seguida vem o pulso de sincronismo horizontal que faz com que o feixe volte rapidamente ao lado esquerdo da tela, para iniciar a varredura de uma nova linha. O tempo de retorno do feixe eletrônico deve ser aproximadamente igual ao tempo (h + póstico posterior), para que não apareça nenhum conteúdo de imagem durante o retorno. O fato do pedestal estar a 75% é exatamente para que o feixe du-

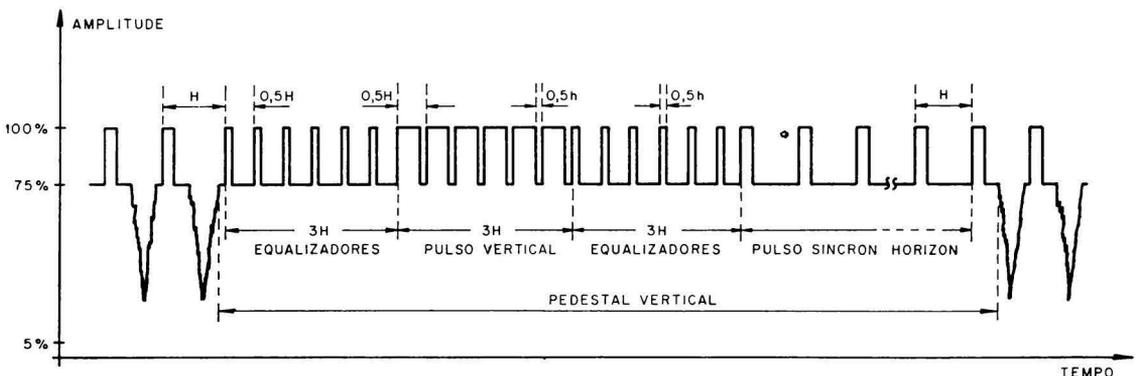


FIG. 3

rante o retôrno seja cortado, o que corresponde ao preto, não prejudicando assim a imagem com o aparecimento de linhas claras de retorno.

Desta maneira são descritas as 525 linhas dos dois campos.

No fim de cada campo devemos ter então o pedestal e o pulso de sincronismo vertical, tanto um quanto o outro têm um tempo de duração bem maior que os correspondentes horizontais (figura 3).

No pórtico anterior do pedestal vertical temos seis pulsos equalizadores, com afastamento, entre êles, de 0,5H, e largura 0,5h. A sua finalidade é manter o sincronismo horizontal durante este período e ao mesmo tempo permitir situações de carga iguais no condensador do circuito integrador, tanto para o campo ímpar, como para o par, possibilitando assim que haja um perfeito entrelaçamento dos campos.

O pulso vertical apresenta um serrilhado com largura 0,5h e afastamento 0,5H, para permitir sincronismo horizontal dos dois campos durante o retôrno vertical do feixe do cinescópico desde o lado inferior até o lado superior da tela.

Em seguida temos novamente seis pulsos equalizadores para permitir ainda sincronismo horizontal para ambos os campos durante o retôrno e mesmo ainda durante as primeiras linhas do nôvo campo.

A seguir encontramos novamente pulsos de sincronismo horizontal sôbre o pedestal. Estas linhas são portanto descritas em nível preto. Depois de algumas linhas descritas sem informação de imagem, inicia-se então novamente o processo de descrever linhas com informação de imagem, da maneira como já foi vista.

O sinal que analisamos é o chamado sinal compôsto de vídeo, formado na câmara no estúdio de TV.

Característica de Transmissão

Pelas normas adotadas no Brasil, o sinal de vídeo contém freqüências de até cêrca de 4MHz. Êste sinal modula em amplitude uma portadora de VHF ou UHF, que é então transmitido pela antena. A modulação em amplitude gera duas faixas laterais, cada uma com 4MHz de largura, em tôrno da freqüência portadora.

Para melhor aproveitar a faixa de freqüências reservada para

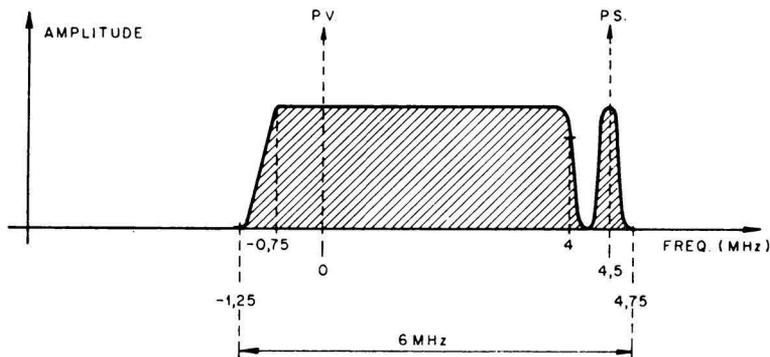


FIG. 4

a transmissão de TV, a cada canal foi reservada uma faixa de 6MHz. Assim sendo, transmite-se uma faixa lateral completa, e da outra transmite-se sômente uma parte.

O som modula uma outra portadora em FM, afastada 4,5MHz da portadora do sinal de vídeo. Por norma, esta modulação em FM se fará com desvio máximo de ± 25 kHz.

A figura 4 mostra a característica de faixa de freqüência para um canal, tomando a portadora de vídeo como referência.

A faixa de 6MHz reservada para os canais de TV em VHF, conforme as normas brasileiras, são:

Canal 2 =	54 a 60MHz
Canal 3 =	60 a 66MHz
Canal 4 =	66 a 72MHz
Canal 5 =	76 a 82MHz
Canal 6 =	82 a 88MHz
Canal 7 =	174 a 180MHz
Canal 8 =	180 a 186MHz
Canal 9 =	186 a 192MHz
Canal 10 =	192 a 198MHz
Canal 11 =	198 a 204MHz
Canal 12 =	204 a 210MHz
Canal 13 =	210 a 216MHz

Diagrama em Blocos do Receptor

Vimos então o tipo de sinal que o aparelho receptor de TV deve processar e a forma de como êste chega ao receptor.

Vejam agora o diagrama em blocos do receptor que está representado na figura 5.

A antena tem por finalidade captar o sinal de vídeo e som. Pode ser de banda larga, podendo captar indistintamente sinais de todos os canais de TV, como por exemplo, a popular "pé de galinha", ou ser seletiva, captando com maior intensidade um de-

terminado canal, como por exemplo, a antena Yagui, popularmente chamada "espinha de peixe".

O sinal captado pela antena é transportado através de uma linha de transmissão (formada por dois fios paralelos ou um cabo coaxial) à entrada do receptor prôpriamente dita. Para maior transferência de sinal da antena ao receptor, é necessário que a antena esteja casada com a linha, bem como esta deve estar casada com a entrada do receptor. Em outras palavras, as impedâncias da antena, linha de transmissão e entrada do receptor devem ter o mesmo valor. Caso êste não seja o caso, devemos utilizar transformadores de impedância adequados para efetuar o casamento das mesmas.

Um casamento de impedâncias mal feito não só significa perdas na transferência do sinal, captado pela antena, para o receptor (imagem com "chuveisco") como também pode dar origem ao aparecimento de "fantasmas" na tela do cinescópico.

A etapa de RF tem por finalidade pré-selecionar um determinado canal de TV e ampliar o sinal correspondente a êste canal introduzindo o mínimo ruído possível ao sinal. A curva de transferência típica dêste estágio é a mostrada na figura 6 e o canal selecionado é determinado pela posição da chave comutadora de canais.

A freqüência f_0 , oscilador é ajustada, grosseiramente, pela chave comutadora de canais, e finalmente, pelo ajuste "Sintonia Fina". A freqüência f_0 é sempre maior que a freqüência do canal selecionado, sendo 41,25MHz maior que a freqüência portadora de som f_s e 45,75MHz maior que a freqüência portadora de vídeo f_v .

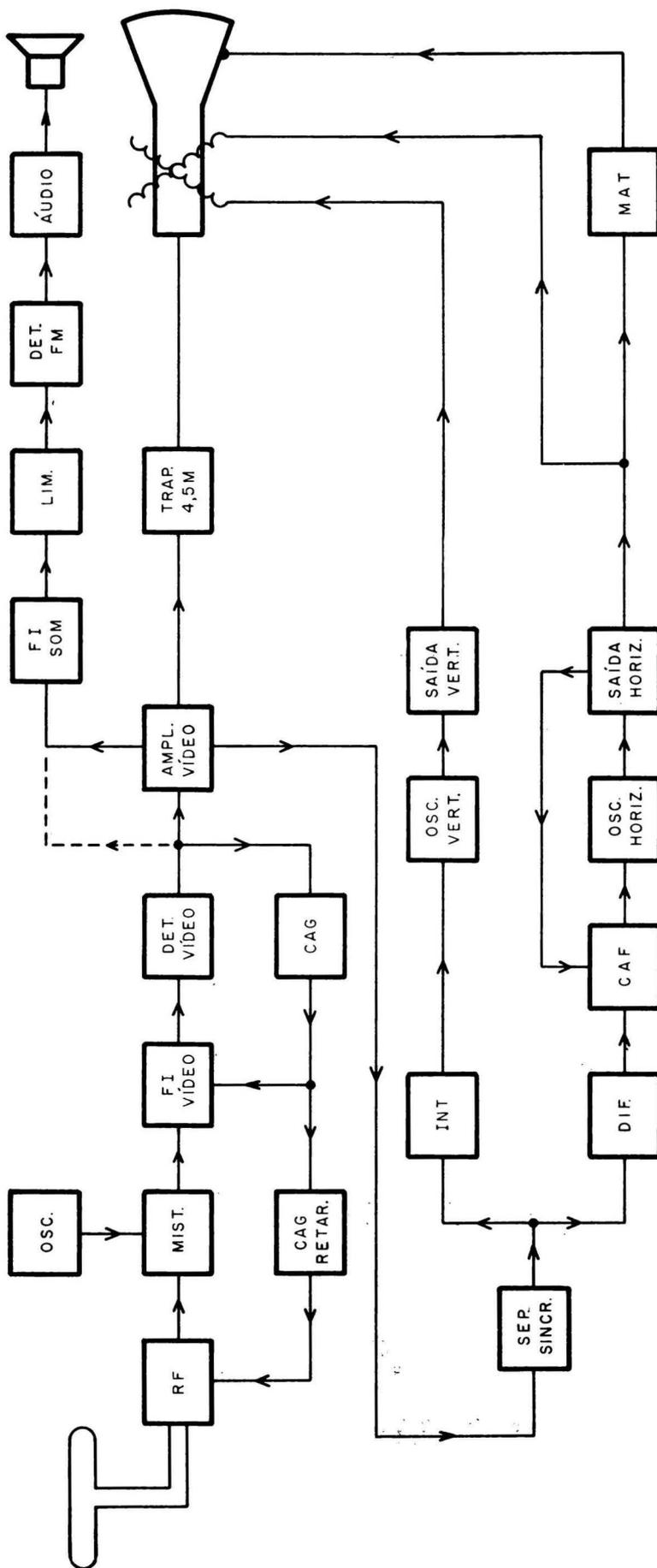


FIG. 5

A etapa **misturadora** recebe f_0 de oscilador e f_s e f_v , com respectivas modulações, da etapa de RF, e na sua saída fornece os próprios sinais bem como a soma e diferença dos mesmos, com as respectivas modulações, e ainda inúmeras harmônicas, naturalmente com amplitudes cada vez menores.

Uma representação gráfica das principais frequências que surgem está na figura 7.

Na saída do misturador temos então a etapa de FI que seleciona somente os sinais diferença $f_0 - f_s$ e $f_0 - f_v$, com respectivas modulações de som e vídeo. A curva de transferência característica da etapa de FI é a mostrada na figura 8. Esta etapa é quem determina preponderantemente a seletividade geral do aparelho.

A localização da portadora de som fica no chamado "pedestal de som", cuja amplitude deve ser da ordem de 5 a 10% da amplitude máxima da curva de transferência, e a portadora de vídeo deve ficar localizada a 50% da amplitude máxima. O flanco de Nyquist, medido no flanco do lado da curva do lado da portadora de vídeo, entre 10% e 90%, deve ser preferencialmente linear, ou ter a forma de um "S", simétrico em relação à portadora de vídeo, para compensar a curva de transmissão que se faz em banda lateral vestigial (figura 4).

Uma vez ampliado pela etapa de FI o sinal atinge o **detetor de vídeo**, que além de fornecer à sua saída a envoltória da portadora de vídeo (normalmente a envoltória negativa), que nada mais é que o sinal composto de vídeo, fornece também os sinais soma e diferença das portadoras de vídeo e som, pelo fato do diodo detetor ser um elemento de característica não linear, como o era o misturador. O sinal diferença ($45,75\text{MHz} - 41,25\text{MHz} = 4,5\text{MHz}$) possui a modulação FM também, que traz exatamente a informação de áudio.

Já na saída do detetor podemos separar a portadora 4,5MHz com a modulação em FM do som, através de um filtro sintonizado nesta frequência e com largura de faixa de uns 100 a 150MHz. Porém, se quisermos aproveitar uma ampliação adicional através do estágio de vídeo que se segue, poderemos aumentar o ganho de FI-som sem custo adicional. Neste caso, atenção especial deve ser dada à polarização do estágio de vídeo para que o nível branco do sinal de vídeo nunca atinja a saturação deste estágio; se, porventura, isto acontece, teremos interrupção dos 4,5MHz na saída do estágio, toda vez que temos conteúdo de branco. Esta interrupção, se só se der numa frequên-

(Cont. na pág. 313)

GERADORES TERMOIÔNICOS

CONCLUSÃO

CONVERSORES TERMOIÔNICOS NUCLEARES

A primeira conversão direta em eletricidade do calor originado na fissão nuclear foi conseguida por meio de um diodo de plasma operando num reator de provas em Los Alamos Laboratories, em 1959. Esse diodo está representado esquematicamente na figura 5. O bastão central de combustível nuclear era constituído de uma "solução sólida" de carbeto de zircônio e carbeto de urânio, a cerca de 2.200°C. O urânio era responsável pela fissão nuclear e os outros constituintes foram escolhidos pelas suas qualidades refratárias e baixa absorção de neutrons. Por ocasião de sua primeira demonstração, o conversor foi usado para acender uma lâmpada de 30W. A eficiência de conversão termo-elétrica mais alta que se obtinha

na época era de quinze por cento. Desde então, ela foi aumentada para cerca de dezessete por cento e já estão sendo previstas eficiências da ordem de quarenta por cento.

Após a demonstração de Los Alamos, outro diodo de plasma foi experimentado nos laboratórios da General Atomics, o qual operava a uma temperatura de catodo de 2.000°C e fornecia uma saída de 90W. Foi conseguida uma eficiência de dez por cento, na conversão do calor de fissão em energia elétrica, mas já se supunha que essa eficiência podia ser sensivelmente aumentada sem muitos problemas, pelo aproveitamento do calor que era dissipado no anodo.

Num reator nuclear, agentes ionizantes, como raios e fragmentos oriundos da fissão, estão sempre presentes e podem ser uti-

lizados para ionizar o gás, cuja pressão é baixa, no diodo de plasma. A razão principal da escolha do céσιο como gás, como já foi mencionado, deve-se ao seu baixo potencial de ionização. Entretanto, com a quantidade enorme de agentes ionizantes presentes num reator, a escolha do gás a ser usado no conversor nuclear não se deve restringir a um gás facilmente ionizável. Experiências bem sucedidas foram feitas com outros gases menos corrosivos que o céσιο e, no entanto, de ionização razoavelmente fácil. Um gás inerte como o argônio teria a vantagem de poder circular continuamente entre o diodo e um purificador químico, como mostra a fig. 6, para remoção dos produtos gasosos da fissão que apresentam a tendência de "envenenar" o reator (absorver neutrons excessivamente). O alto poder corrosivo do céσιο torna difícil a sua manipulação e circulação dessa forma.

COMPARAÇÃO COM O TERMOPAR (*)

Uma comparação dos dispositivos de conversão direta termoiônico e termoeletrico revela algumas das razões da eficiência relativamente alta do termoiônico. Consideremos o termopar da figura 7, onde os semicírculos ABC e ADC representam diferentes materiais termoeletricos. Uma corrente elétrica circula no circuito ABCD desde que se mantenha as junções A e C em temperaturas diferentes. A tensão que gera essa corrente é diretamente pro-

(*) O termopar foi tratado no artigo "Gerador Termoeletrico", Revista Eletrônica n.ºs 20 e 21.

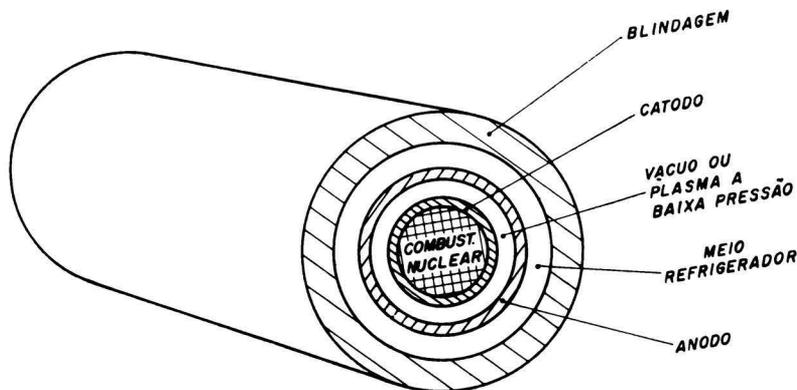


FIG. 5

Diagrama simplificado, de um conversor termoiônico incorporado num elemento combustível nuclear.

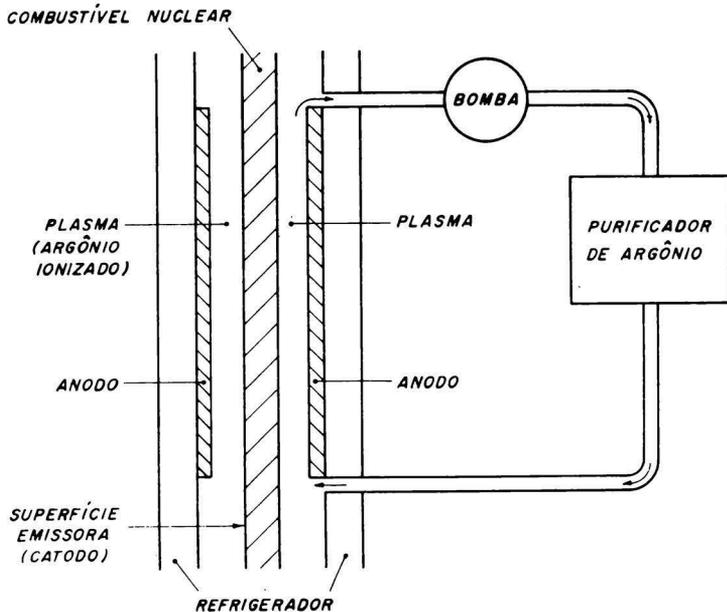


FIG. 6

Conversor termoiônico nuclear no qual o plasma (gás argônio) está continuamente circulando através de um purificador para remover os produtos "envenenadores" da fissão.

porcional à diferença de temperatura entre as junções quente e fria; para uma dada diferença de temperaturas essa tensão é muito menor em metais que nos melhores materiais termoeletricos (semicondutores). Além disso, como os metais são excelentes condutores de calor, não retêm com facilidade grandes diferenças de temperatura, de forma que a tensão produzida por termopares de metal é sempre muito reduzida.

É claro que se o anel da figura 7 fosse feito de material isolante térmico poder-se-ia manter uma grande diferença de temperatura entre A e C. Mas os isolantes térmicos comuns são também isolantes elétricos, de forma que não poderia fluir corrente em tal termopar.

O ideal seria algo que fosse ao mesmo tempo condutor elétrico perfeito e isolante térmico perfeito. Tal material ideal não existe, embora os semicondutores representem um passo nessa direção e estejam sendo largamente explorados no desenvolvimento de geradores termoeletricos. Ainda assim, as eficiências de conversão desses geradores não excedem, até o presente, a cinco ou seis por cento.

O diodo termoiônico pode ser considerado um termopar, onde o

catodo corresponde à junção quente e o anodo à junção fria. O espaço entre os eletrodos corresponderia ao material termoeletrico de um dos semicírculos da figura 7 (o outro semicírculo seria o circuito externo). O espaço entre os eletrodos pode, como já vimos, tornar-se um excelente condutor elétrico pela neutralização da carga de espaço, por um dos meios descritos anteriormente. Por outro lado, a pressão do gás entre os eletrodos é tão bai-

xa que, praticamente, não existe condução de calor entre eles. Portanto, o único fluxo de calor do catodo para o anodo (da junção quente para a junção fria, na analogia termoeletrica) se verifica por radiação, e esta pode ser efetivamente reduzida por uma blindagem adequada (**). Em outras palavras, o espaço entre os eletrodos aproxima-se bastante do material termoeletrico ideal e por essa razão é de se esperar muito maior eficiência de uma unidade termoiônica do que de um termopar usando materiais termoeletricos sólidos. De fato, como já vimos acima, eficiências de conversão de no mínimo dezessete por cento já foram conseguidas com unidades termoiônicas.

Outra vantagem do plasma, como material termoeletrico, é que com ele não se verifica uma queda da potência a altas temperaturas, devido à formação de portadores de cargas positivos e negativos em igual número, como acontece com semicondutores. Átomos carregados positivamente estão sempre presentes no plasma em mesmo número que elétrons mas esses átomos têm muito mais massa que os elétrons, apresentando, portanto, menor mobilidade, sendo toda a corrente, transportada, praticamente, apenas pelos elétrons.

Devido à semelhança entre conversores termoiônicos e termoeletricos, o diodo de plasma é

(**) Em princípio, uma pequena quantidade de calor poderia também ser transferida através do circuito externo, mas na prática, ela é considerada desprezível.

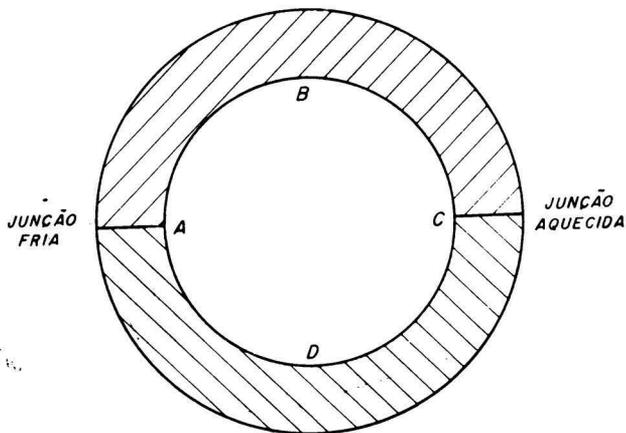


FIG. 7

Conversor termoiônico considerado como termopar.

por vezes referido como "termopar de plasma". Deve-se lembrar entretanto, que a fonte de elétrons no diodo é comandada pelo fenômeno da emissão termoiônica no catodo; não há nada que corresponda a isso num termopar real, de forma que a semelhança acaba nesse ponto. Por essa razão as conversões termoiônicas e termoeletricas são freqüentemente classificadas como técnicas separadas.

ESTADO ATUAL E PERSPECTIVAS FUTURAS

As altas eficiências conseguidas com conversores termoiônicos, em comparação com conversores termoeletricos, decorrem da operação a altas temperaturas. Em "Geradores Termoeletricos" (Revista Eletrônica n.ºs 20 e 21), já assinalamos a dificuldade de se fazer funcionar esses geradores em temperaturas acima de 1.100°C, com combustíveis convencionais; para temperaturas de 1.700 a 2.200°C, exigidas pelo conversor termoiônico mais eficiente, estas dificuldades serão proporcionalmente maiores, e parece assim, que para aplicações em larga escala se deverá empregar combustível nuclear. Trataremos mais adiante de aplicações especiais em pequena escala.

O estado atual do diodo de plasma como conversor direto de calor nuclear pode ser percebido pelas potências e eficiências aqui já mencionadas: menos de cem watts de saída a uma eficiência de conversões da ordem de quinze a vinte por cento. Além disso, por razões experimentais, tais desempenhos foram mantidos por apenas algumas horas cada vez. Não obstante, os testes foram significativos pelo fato de provarem ser possível ao conversor produzir energia elétrica com alta densidade de corrente e tensões convenientes dentro do reator.

A otimização das dimensões e temperaturas e o desenvolvimento de materiais adequados para operação contínua num reator, a essas altas temperaturas, são os problemas que devem ser solucionados, antes que o diodo de plasma possa ser considerado como um gerador de potência competitivo. Por exemplo, embora as dimensões físicas do diodo conversor nuclear sejam atualmente limitadas, quase que exclusivamente pelo tamanho do combustível — aproximadamente 30cm de comprimento por 2,5 cm de diâmetro — as áreas relativas do anodo e do catodo e a

separação entre esses eletrodos pode afetar de uma maneira bastante íntima a densidade de corrente, e portanto, a eficiência.

Os problemas de materiais são particularmente graves, não só devido à alta temperatura de catodo, mas devido à natureza corrosiva do gás césio, e por esta razão, estão sob constantes investigações, métodos alternativos na geração do plasma. A ionização por fragmentos de fissão já foi mencionada como uma alternativa promissora; entretanto, os fragmentos da fissão são, normalmente, absorvidos fortemente no próprio combustível onde são produzidos, e ainda não se sabe se poderão ser injetados em número suficiente no espaço entre os eletrodos.

Na busca de um material adequado para o catodo, o tungstênio e os compostos de tântalo têm recebido até agora uma atenção desmensurada por parte dos pesquisadores. No entanto, um número considerável de compostos refratários, como carbetos e nitretos, já estão sendo investigados. Mesmo quando catodos de vida longa forem desenvolvidos, sérios problemas de material ainda existirão, com relação às partes da estrutura, particularmente a selagem a vácuo, que deverá ser resistente à corrosão.

As dificuldades são enormes, mas de nenhuma maneira insuperáveis, e estão sendo devidamente estudadas em muitos laboratórios, por todo o mundo.

A grande vantagem do diodo de plasma, como conversor de calor nuclear, é a sua simplicidade básica; o bastão de combustível funciona como catodo, o envólucro como anodo, sendo o espaço interior preenchido com plasma (figura 5). Além disso, devido à temperatura de anodo relativamente elevada, o calor absorvido pelo resfriamento (líquido) do reator poderia ser aproveitado, tanto em um gerador termoeletrico como em um turbogerador convencional. Em "Geradores Termoeletricos" já mencionamos a possibilidade de se alimentar um turbogerador, utilizando o calor de exaustão de um gerador termoeletrico; da mesma forma, o gerador termoiônico (diodo de plasma) poderia, ao menos, em princípio, alimentar, com o calor dissipado no anodo, um gerador termoeletrico. Poder-se-ia conceber uma disposição em "cascata", onde um conversor termoiônico nuclear forneça o calor de seu anodo a

uma temperatura de cerca de 1.100°C, à junção "quente" de um gerador termoeletrico, enquanto a junção "fria", a cerca de 500°C, supriria o calor necessário para a operação de geradores convencionais. O desenvolvimento desse sistema — que evidentemente exigiria uma fusão eficiente de técnicas eletrônicas, de reator e de geração convencional de energia poderia muito bem proporcionar uma eficiência global de mais de sessenta por cento (comparada com quarenta por cento, para as mais eficientes estações geradoras convencionais).

Como os demais dispositivos de conversão descritos nesta série de artigos — com exceção do reator de plasma oscilante tratado em "Geradores MHD" — o gerador termoiônico é basicamente uma fonte de baixa tensão e alta corrente contínua, poderíamos, por exemplo, considerar uma unidade de 1kW, fornecendo 1.000 amperes a um volt.

Poder-se-ia aqui usar os métodos convencionais de conversão de corrente contínua em corrente alternada, mas em se tratando de geradores termoiônicos, é possível, explorando-se a sua semelhança com as válvulas de rádio, obter-se a conversão para CA, dentro da própria unidade. Por vezes, um diodo conversor de potência desenvolve aparentemente oscilações espontâneas em sua corrente de saída — mas estas não poderão ser aproveitadas para geração CA, até que se conheça as suas causas e se as possa controlar.

Neste artigo, procuramos dar ênfase aos geradores termoiônicos para produção de energia em larga escala, para fins comerciais. Concluiremos com algumas considerações sobre aplicações mais especiais.

Já foi feita referência sobre o diodo de vácuo de espaçamento reduzido, colocado no mercado pela American Electric Company. Essa unidade tem uma potência de saída de 1W, é aproximadamente do tamanho de um dolar de prata ($\varnothing = 3,5\text{cm}$) e pesa 85 gramas. Opera a temperaturas de catodo e anodo ao redor de 1.100 e 600°C, respectivamente. Nesse modelo particular, somente cerca de 2,5 por cento do calor de entrada é convertido em eletricidade, embora maiores eficiências sejam esperadas de uma versão que se utiliza de césio. Essa eficiência, entretanto, é aceitável

(Cont. na pág. 314)

O AUTO-TRANSFORMADOR

Os auto-transformadores têm, atualmente, grande aplicação, principalmente em reguladores de tensão destinados à alimentação de aparelhos elétricos e eletrônicos que dependam, para seu bom funcionamento, de tensões de alimentação razoavelmente constantes.

A principal vantagem do autotransformador, quando comparado aos transformadores convencionais (de enrolamentos separados para primário e secundário) é a economia de materiais que proporciona. Principalmente quando a diferença entre as tensões de entrada e saída é pequena, a economia é apreciável, já que o tamanho, neste caso será bem reduzido; a quantidade de ferro do núcleo e de cobre dos enrolamentos será bem menor que no transformador comum.

O princípio de funcionamento do auto-transformador ainda é bem pouco conhecido. Sabe-se que não possui enrolamentos separados para o primário e secundário, que estão diretamente entrelaçados. No entanto, a razão porque isto é possível e qual a vantagem, poucos o sabem; é o que vamos explicar neste artigo, dando ainda, elementos para o seu cálculo.

Como funciona?

Vamos buscar nossa explicação em dados numéricos e dar um exemplo prático. Suponhamos que na rede, tenhamos 100V e que desejamos elevar esta tensão para o valor nominal de 110V. O aparelho que vamos alimentar exige uma potência de 110VA. Se nos servíssemos de um transformador de enrolamentos separados, teríamos que dimensioná-lo para uma potência de 110VA. Vejamos o que se pode fazer para obter uma economia.

Observando a Fig. 1, fica patente que, dos 110V desejados, já existem 100 disponíveis na própria rede e que bastaria "gerar" apenas os 10V adicionais requeridos.

A potência de 110VA significa, à tensão de 100V, uma corrente de 1A. Evidentemente, a fonte para os 10V adicionais, deve também fornecer 1A, correspondendo, pois, a uma potência de 10VA.

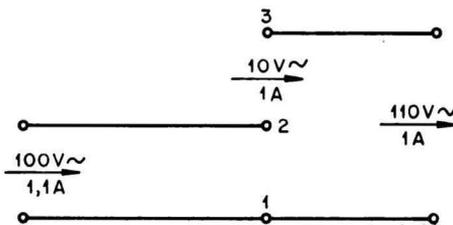


FIG. 1

Na elevação de tensão por meio de um transformador, na realidade é suficiente dimensioná-lo para a tensão adicional.

Na Fig. 2, utilizamos, como fonte adicional, um pequeno transformador, de tipo comum, com enrolamentos separados. Nota-se, aqui, a perfeita

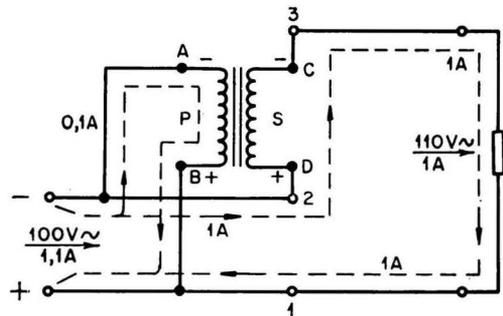


FIG. 2

A ligação de um transformador convencional para suprir a diferença de tensão.

viabilidade da substituição de um "possante" transformador de 110VA por outro, de apenas 10VA, ou seja, 10% do total, com o mesmo resultado.

Nas considerações que damos a seguir, desprezamos as perdas do transformador.

O enrolamento primário P (Fig. 2) retira da rede uma potência de 10VA, ou seja, uma corrente de 0,1A, à tensão de 100V. No secundário S aparecerá então, a tensão de 10V, à corrente de 1A. Tudo o que temos de fazer é cuidar para que a tensão de 10V realmente se adicione à tensão disponível na rede, de 100V; para isso, devemos observar com atenção as polaridades corretas, na ligação.

Se, por exemplo, num dado instante, o terminal A do primário fôr negativo, B será positivo, fluindo uma corrente de A para B, pelo enrolamento. No secundário, a corrente induzida será de sentido contrário, isto é, fluirá de D para C. Este secundário funciona como gerador, e o sentido no seu interior é do positivo para o negativo*; portanto C será negativo, no secundário, no instante considerado.

Sendo D positivo, o terminal 2 estará ligando o polo negativo da rede, ao polo positivo da fonte de 10V; encontrando-se pois ambas efetivamente ligadas em série, somam-se os valores de tensão e o resultado será 110V.

* Como nos circuitos elétricos a corrente sempre flui do negativo para o positivo, no gerador o sentido do fluxo forçosamente será contrário, isto é, do positivo para o negativo.

Observando-se ainda a Fig. 2, nota-se que os terminais A e D do transformador devem estar ligados entre si, levando à conclusão que poderiam ser substituídos por um único enrolamento, dotado de uma derivação. Redispondo os elementos, conforme indica a Fig. 3, chegamos à representação, já bastante conhecida, do autotransformador. A indi-

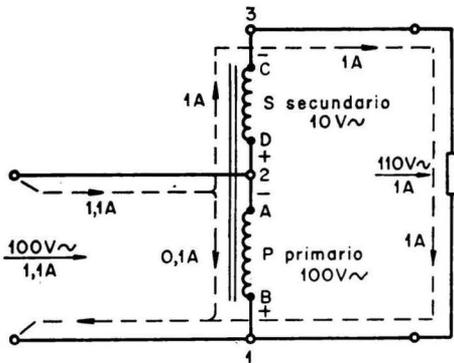


FIG. 3

Outra forma de representar o circuito da Fig. 2; é a maneira tradicional de apresentação do circuito do autotransformador.

cação da corrente ramificada torna clara a razão pela qual é possível dimensionar o enrolamento P apenas para uma intensidade de 0,1A. Os sentidos indicados não contradizem, de modo algum, as conclusões a respeito das fases a que chegamos pela análise da Fig. 2. No "primário" a corrente flui de A (negativo) para B (positivo) e tem intensidade de 0,1A. O "secundário" por outro lado, age como gerador, e portanto, como já vimos, o fluxo de corrente é do positivo para o negativo, ou seja, de D para C.

E para diminuir?

Vimos, até agora, o que acontece quando a tensão na entrada do autotransformador é inferior à da que desejamos na saída. No caso oposto, isto é, quando a tensão na entrada é superior à de saída valem as mesmas considerações.

A Fig. 4 representa este caso, para maior clareza, fizemos sua apresentação de modo semelhante à da Fig. 3. A primeira vista, o autotransformador parece funcionar aqui como um simples divisor de tensão. Realmente, há uma divisão de tensão, dependente da relação de espiras dos enrolamentos P e S, e há uma queda de tensão no enrolamento P. No mais, porém, há uma grande diferença.

Num divisor resistivo, o resistor em paralelo com a saída tem a função de, através de sua corrente adicional, tornar a queda de tensão menos dependente das variações de carga. Quanto maior a exigência de estabilidade de tensão, mais intensa deverá ser a corrente através desse resistor.

No autotransformador, no entanto, o que acontece é bem diferente. Não só é exigida uma corrente adicional pelo enrolamento P, mas quando aumenta a carga, este ainda fornece a corrente adicional solicitada à saída, na transformação de redução.

Da Fig. 4 nota-se que são retirados da rede, 110V, 1A, ou sejam 110VA. A corrente de 1A flui através da parte P, que funciona como primário, até

a saída. Nesse enrolamento, há uma queda de tensão de 10V, à corrente de 1A; a potência primária será portanto de 10VA. Desprezando-se as perdas, no secundário será também encontrada uma potência de 10VA. Devido à relação de espiras, a tensão nesse enrolamento será de 100V, e a corrente, de 0,1A, somar-se-á àquela de 1A retirada da rede; o resultado será o valor requerido, de 1,1A. Com variações na carga, surge automaticamente a corrente adicional requerida no secundário, ao passo que a queda de tensão em P quase não sofre alteração. Sendo as seções do fio e do núcleo suficientes (e com isto, relativamente reduzida a resistência à corrente contínua dos enrolamentos) a tensão de saída é praticamente independente da carga, desde que a tensão da rede seja constante.

O cálculo

Um transformador convencional transfere uma potência que pode ser expressa pela fórmula

$$P_{tot} = 1/2 P_p + 1/2 P_s$$

$$P_{tot} = 0,5 \text{ (pot. primária + pot. secundária)}$$

$$P_{tot} = 0,5 (V_p I_p + V_s I_s)$$

Esta formulação é algo fora do comum, pois usualmente se calcula, no transformador com enrolamentos separados, apenas com a potência do secundário. O valor obtido com a expressão acima é praticamente o mesmo, porém facilita o projeto do autotransformador.

Como vimos na primeira parte deste artigo, parte do enrolamento de um autotransformador é comum ao primário e secundário. Nesta parte, a corrente primária I_p tem sentido oposto à corrente secundária I_s . Essas correntes opostas neutralizam-

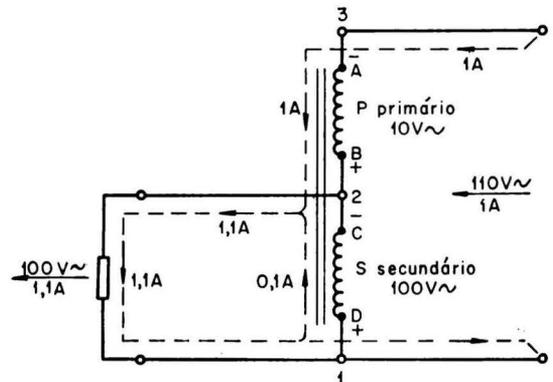


FIG. 4

Sentidos das correntes no auto-transformador quando se trata da redução de tensão.

-se parcialmente, resultando apenas a corrente — diferença nesta parte do enrolamento. Portanto, a seção do fio pode ser menor que aquela que seria necessário empregar se fôssemos considerar as correntes isoladamente. Na Fig. 3, isto é, quando a transformação é de aumento de tensão, a corrente primária é maior, logo,

$$I_d = I_p - I_s$$

Se, por exemplo, num transformador desse tipo, a corrente absorvida pelo circuito primário é de 1,1A e a fornecida pelo circuito secundário é 1A, tem-se

$$I_d = 1,1 - 1 = 0,1A$$

O fio de uma bobina conjunta deve portanto ser calculado para somente 0,1A. Para o fluxo de corrente usual, de 3A/mm², necessita-se uma secção de fio

$$s = \frac{0,1}{3} = 0,033\text{mm}^2$$

Isto corresponde a um diâmetro pouco maior que 0,2mm, ou seja, utilizando um fio com diâmetro normalizado, 0,224mm. Para bobinas separadas no primário e secundário seria necessário usar, no primário, $1,1 \div 3 = 0,37\text{mm}^2$ e, no secundário, $1 \div 3 = 0,33\text{mm}^2$, num total de 0,7mm². Comparando este valor com o de 0,033mm² no autotransformador, resulta para o enrolamento conjunto uma economia de cobre superior de 90%. Evidentemente, para a parte do enrolamento onde somente circula uma das correntes, o dimensionamento deve obedecer às regras normais.

Observa-se também que o núcleo de ferro do autotransformador pode ser bem mais reduzido. Caso a relação de transformação fosse 1 : 1, o transformador se reduziria a um simples reator; teoricamente, não consumiria potência e poderia possuir núcleo com secção numérica. A potência realmente transferida no autotransformador é denominada "potência de transferência" P_T , e seu valor é

$$\begin{aligned} P_T &= 0,5 [V_p I_d + (V_s - V_p) I_s] \\ &= 0,5 [V_p (I_p - I_s) + V_s I_s - V_p I_s] \\ &= 0,5 (V_p I_p - V_p I_s + V_s I_s - V_p I_s) \end{aligned}$$

Entretanto, $V_p I_p$ e $V_s I_s$ correspondem às potência P das bobinas dos transformadores convencionais e são iguais entre si, donde podemos simplificar a expressão acima para

$$P_T = 0,5 [2P - 2V_p I_s]$$

e

$$P_T = P - V_p I_s$$

Não é, pois, necessário dimensionar o núcleo para a potência total P , mas para o valor P_T , que é obtido subtraindo-se $V_p I_s$ de P . Mas,

$$I_s = I_p (V_p/V_s)$$

e teremos,

$$P_T = P - V_p \frac{I_p V_p}{V_s}$$

$$P_T = P - \frac{I_p V_p^2}{V_s}$$

mas $P = I_p V_p$ e portanto,

$$P_T = I_p V_p - \frac{I_p V_p^2}{V_s}$$

$$P_T = \frac{I_p V_p V_s - I_p V_p^2}{V_s}$$

$$P_T = \frac{I_p V_p (V_s - V_p)}{V_s}$$

$$P_T = \frac{P (V_s - V_p)}{V_s}$$

$$P_T = P \frac{V_s - V_p}{V_s}$$

e fazendo $V_s - V_p = \Delta V$, temos

$$P_T = P \frac{\Delta V}{V_p}$$

Para o autotransformador-reductor, podemos demonstrar, de modo análogo, que

$$P_T = P \frac{\Delta V}{V_p}$$

e verificamos que o denominador sempre corresponde à maior tensão e podemos então dizer

$$P_T = P \frac{\Delta V}{V_{\max}}$$

Em outros termos, a potência de transferência do autotransformador é sempre igual à potência teórica (de um transformador comum, equivalente) multiplicada por um fator menor que 1. Como a potência é o fator determinante da secção do núcleo, verifica-se aí, apreciável economia de ferro.

Uma vez calculada a potência efetivamente transferida, resta determinar a secção do núcleo e os números de espiras dos enrolamentos. Valem aí as fórmulas normalmente usadas em transformadores comuns.

Para a secção do núcleo temos

$$S = 1,3 \sqrt{P_T} \text{ (cm}^2\text{)}$$

onde S é a secção do núcleo e

P_T é a potência transferida

Para o cálculo do número de espiras usamos

$$\begin{aligned} N_v &= \frac{40}{S}, \text{ para C.A. de 50Hz e} \\ &= \frac{50}{S}, \text{ para C.A. de 60Hz.} \end{aligned}$$

onde N_v é o número de espiras por volt dos enrolamentos

S é a secção do núcleo

Os fios são dimensionados levando em conta um fator de 3A/mm². A parte do enrolamento comum a primário e secundário pode ser enrolada com fio correspondente a uma corrente-diferença entre I_p e I_s . O restante do enrolamento necessita de fio adequado para o valor da corrente.

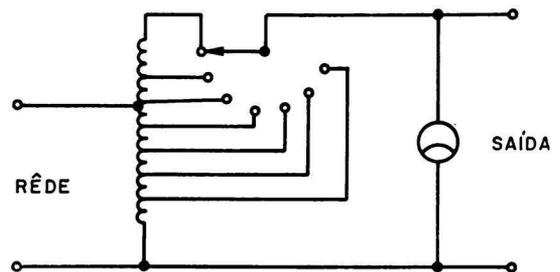
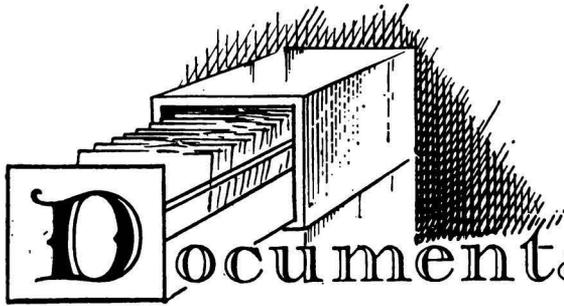


FIG. 5

Diagrama de um auto-transformador regulável, do tipo geralmente usado em reguladores de tensão.

Em geral, os autotransformadores têm várias derivações, correspondentes a diversos valores de tensão, com uma chave seletora e um instrumento indicador na saída (Fig. 5). Nestes casos, o fio mais grosso deve ser empregado, desde a primeira derivação até a parte superior. No cálculo, da potência deve ser usado o valor mais alto de tensão que pode ocorrer.



Documentação TÉCNICA

TV PHILCO

CHASSIS 373/373 U

Modelos B-122, B-123, B-124, B-196

ESPECIFICAÇÕES E REFERÊNCIAS

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO:

O chassi 373 tem as mesmas características práticas de funcionamento, calibragem e manutenção, do chassi 368, inclusive quanto às suas respectivas curvas e frequências. Mecanicamente, também não há qualquer diferença. O chassi 373 é uma versão melhorada do 368, onde se projetou a fonte de alimentação, eliminou-se componentes, alterou-se valores de capacitores e resistores e melhorou-se o desempenho dos diversos estágios.

Nas alterações, visou-se a melhoria do som na inteligibilidade da voz humana, levando em conta as programações de novelas. Com a otimização de valores e circuito conseguiu-se esse objetivo, sem prejudicar a qualidade da reprodução musical.

Nos circuitos de FI de vídeo, CAG e vertical foram feitas alterações tôdas visando melhoria de funcionamento, e manutenção mais simples.

Publicamos aqui os esquemas dos chassis 368 e 373 o que possibilitará a comparação entre ambos. As modificações efetuadas serão comentadas a seguir.

FONTE DE ALIMENTAÇÃO:

O chassi 373 eliminou o +B7 que se destinava a alimentar o transformador de saída de som TR₁ e portanto a placa de V₃. Essa tensão passou a ser alimentada do +B4, ou seja, juntamente com a grade de blindagem (pino 7) da válvula de saída. Assim, a tensão de placa, que no chassi 368 é de 245 volts, no chassi 373 é de 225 volts.

As tensões +B7 e +B4 provinham no 368 da junção D₂ com Tr2, portanto antes do choque de filtro. No chassi 373 o +B4 é retirado depois do choque Tr2.

Assim, eliminou-se o eletrolítico E5 existente na fonte de Alimentação do modelo 368, reduziu-se R106 para 680ohms; R16 passou a ser 1k2-10W; R13 passou a ser de 1k-1W e é ligada em série com R16; R15 é agora de 2W e R103 foi modificada para 2k2-1W.

FI DE VÍDEO:

Não houve alteração de valores de componentes, porém o 373 utiliza três novas bobinas de FI de vídeo, do tipo bifilar, o que garante maior uniformidade no acoplamento e consequentemente na calibragem.

Essas bobinas não são substituíveis pelas antigas, usadas no 368, sendo os seus números de referência Philco, os seguintes (para o chassi 373).

1. ^a FI	R32-1272
2. ^a FI	B32-1272-1
3. ^a FI	B32-1272-2

ESTÁGIO DE SOM.

Como já foi dito, foram feitas modificações, entre o 368 e 373 para a melhoria da reprodução da voz. Essas modificações foram as seguintes: Modificação de alimentação de placa de V3 (já mencionada no item "Fonte de Alimentação"); redução do valor de C32 para 10k; eliminação de C30; redução da capacidade de C29 para 1k; uso de potenciômetro de volume de 500k (nos modelos B-122, B-123 e B-124).

C. A. G.

No chassi 373 foi eliminado o divisor de tensão R61-R63 de onde se alimentava a placa de triodo V7 que opera no C.A.G.. Na nova versão, esta alimentação provém do catodo (pino 1) desse mesmo triodo, através de R62, cujo valor foi reduzido para 8,2MΩ; o +B agora utilizado é o +B1, em lugar do +B4.

OSCILADOR VERTICAL

O valor de R93 foi aumentado, no 373, para 56k. Esse resistor acha-se ligado no catodo do triodo de V12.

COMO OBTER PULSOS

Como funciona o circuito diferenciador

O uso de pulsos de tensão ou corrente é bastante freqüente nos diversos ramos da eletrônica e muitas das últimas conquistas (por exemplo, a televisão, o radar, o telex, a telemetria) dificilmente teriam alcançado o grau de desenvolvimento atual, se não fizessem uso de pulsos.

Na televisão o sincronismo entre o feixe explorador na situação de TV e o reproduzidor no cinescópio é assegurado por pulsos que são transmitidos pela emissora após cada linha de vídeo. Estes pulsos asseguram que o oscilador correspondente no receptor de TV tenha freqüência idêntica ao do transmissor.

Acontece, porém, que os pulsos para a sincronização horizontal de TV não são todos da mesma largura, por motivos que não podemos abordar neste artigo, e além disso têm duração muito longa para a perfeita sincronização do oscilador horizontal. Para transformar estes pulsos de duração excessiva e desigual em pulsos de curta duração e perfeitamente uniformes, aplicamos os mesmos sobre a ligação série de um capacitor e um resistor, ambos de baixo valor, conforme mostra a figura 1.

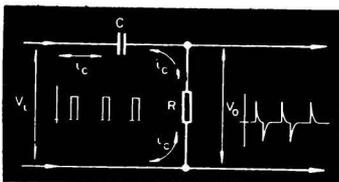


FIG. 1

Formação de pulsos curtos em um circuito série com capacitor (C) e resistor (R) em baixo valor

No momento em que o pulso de tensão é aplicado sobre o capacitor, circula através do circuito uma corrente de carga. Como o resistor e o capacitor têm valores relativamente baixos, a corrente de carga a princípio será bem elevada, caindo, porém, rapidamente a zero, já que um capacitor de baixo valor se carregará em pouco tempo. Esse tempo pode ser bem menor que a duração do pulso de tensão aplicado ao circuito de tal modo que se forma um pulso de corrente muito rápido, que praticamente coincidirá, com o flanco de subida do pulso de entrada (fig. 2).

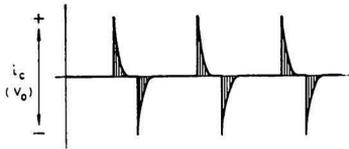


FIG. 2

Pulsos de correntes de carga e descarga I_c que fluem através do resistor ou alternativamente os pulsos de tensão V_o resultantes.

O flanco de descida do pulso aplicado à entrada (ou seja, a queda do seu valor a zero), produz um efeito semelhante. O capacitor se descarregará rapidamente devido ao baixo valor do resistor acarretando em consequência um elevado valor de corrente. A corrente de descarga tem direção oposta à corrente de carga; portanto, com o flanco de descida da tensão surgirá um pulso negativo de corrente, como ilustra a figura 2.

Se no entanto precisarmos um pulso de tensão ao invés de pulsos de corrente, basta que se considere a tensão através do resistor. Como sabemos, quando pôr um resistor, flui uma corrente, aparecerá entre seus extremos uma

tensão proporcional a essa corrente. No caso em questão, a tensão através do resistor será uma cópia exata do trem de pulsos de corrente alternadamente positivos e negativos, ilustrados na fig. 2.

O Diferenciador

O circuito constituído do capacitor em série com o resistor que analisamos, é chamado de "circuito diferenciador", ou simplesmente "diferenciador". Diferenciação é um termo matemático; o seu significado aqui é basicamente o quanto varia uma certa grandeza com o tempo, dentro de um certo intervalo de tempo muito pequeno. A "Diferença" é a que existe entre dois valores sucessivos de corrente ou tensão. É maior nos flancos do pulso, e é exatamente quando estes flancos ocorrem que flui no circuito a máxima corrente. Durante o tempo em que o pulso de entrada mantém sua máxima amplitude não há corrente, pois não existe diferença de tensão, em dois intervalos sucessivos de tempo.

Em circuitos de televisão, é suficiente um estágio diferenciador, para se obter pulsos com a largura desejada; mas para outras aplicações, é por vezes necessário prover-se duas ou mais diferenciações sucessivas, para se obter pulsos extremamente curtos.

Os pulsos obtidos por carga e descarga do capacitor podem ser transformados novamente em pulsos quadrados. O trem de pulsos de tensão é injetado em uma válvula com baixa tensão de corte, e onde a corrente de grade é usada para manter o potencial de grade automaticamente negativo. Essa válvula só conduz quando os picos dos pulsos positivos chegam à grade; no restante do tempo (incluído o de duração dos pulsos negativos) a válvula estará bloqueada. A corrente de anodo resultante consiste somente de pulsos curtos, que são praticamente quadrados (fig. 3).

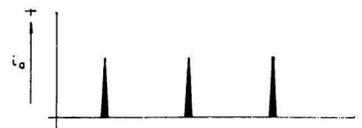


FIG. 3

Remoção dos pulsos negativos da forma de onda da figura 2; corrente de anodo I_a , resultante.

Os pulsos negativos de tensão podem ser obtidos do resistor de anodo; se acrescentássemos mais uma válvula poderíamos obter pulsos positivos de tensão.

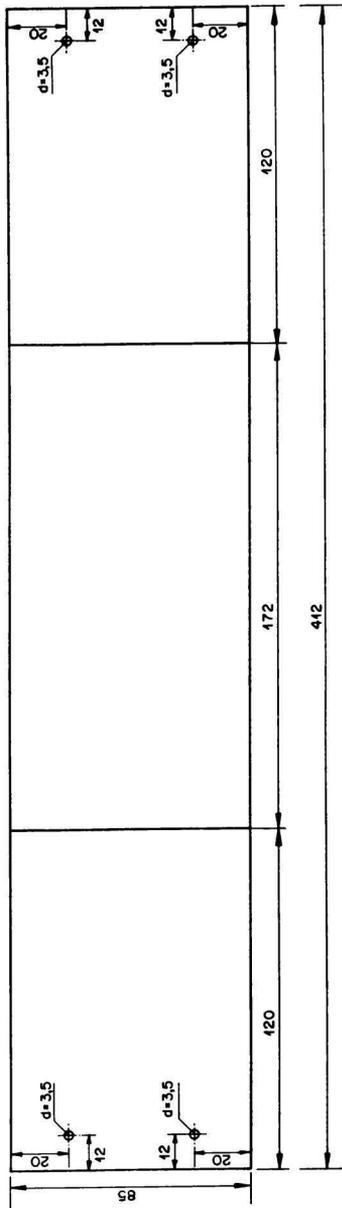


FIG. 2

Dimensões da chapa-tampa traseira do chassi.

aplicado por intermédio de uma resistência de $1k\Omega$ (R_1) à seção 1 da chave seletora de escalas. As seções 1 e 2 desta chave apresentam duas possibilidades de comutação do sinal. Para tensões até 1 volt, isto é, nas escalas de 10mV, 30mV, 100mV, 300mV e 1V, o sinal passa diretamente sem atenuação para a entrada do duplo seguidor de emissor (base do transistor T_1), por intermédio do capacitor de acoplamento C_3 , que apresenta baixa reatância mesmo nas frequências mais baixas de operação do milivoltíme-

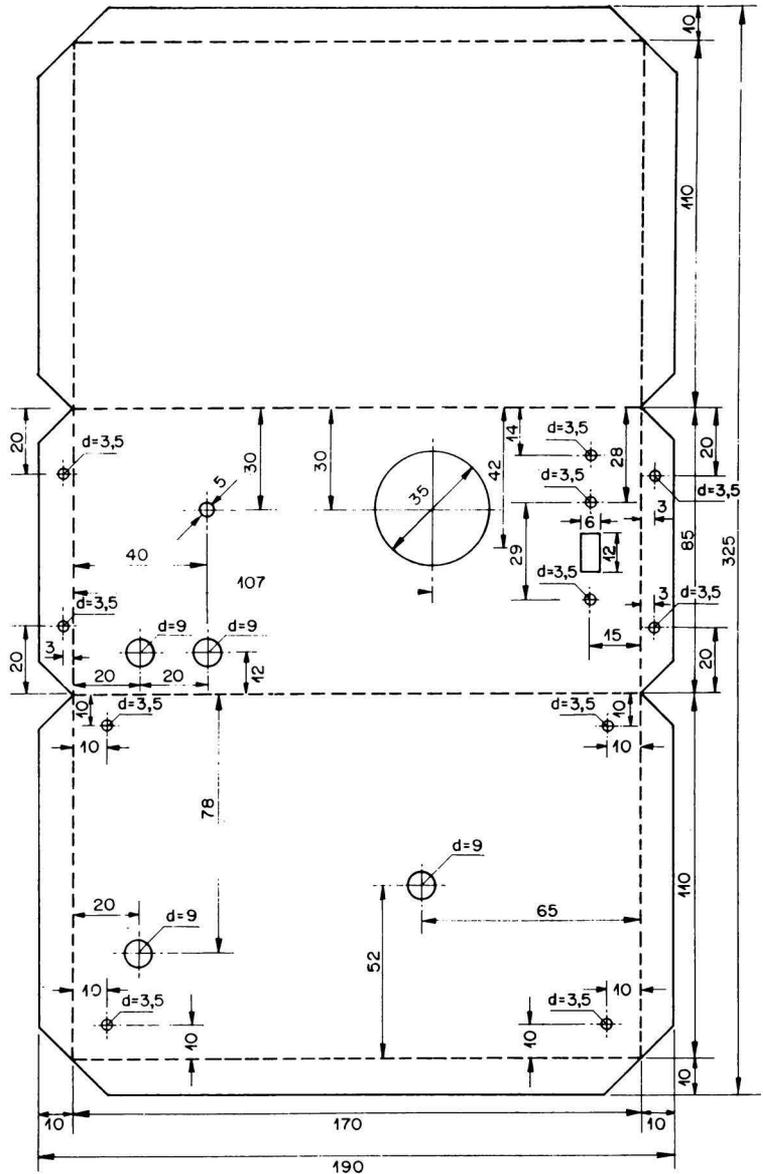


FIG. 3

Dimensões e furação da chapa do chassi.

tro. Para as escalas de menor sensibilidade, 3V, 10V, 30V, 100V e 300V, o sinal é aplicado a um divisor de tensão constituído por R_1 , C_1 , R_2 e C_2 , este atenuador introduzindo nas cinco últimas escalas uma atenuação de 50dB, isto é, de 316 vezes. Do ponto de união destes quatro componentes retiramos o sinal aplicando-o à entrada do duplo seguidor de emissor pelo condensador C_3 .

Cabe aqui uma ressalva: para que um voltímetro não afete o circuito em teste, é necessário que

êle possua uma alta impedância de entrada, daí o fato de nos utilizarmos do circuito seguidor de emissor que é o que apresenta maior impedância de entrada. Para que a impedância de entrada fôsse seguramente alta empregamos não um seguidor de emissor, mas sim dois ligados em série, constituídos por dois transistores tipo AF117. A realimentação feita por intermédio dos condensadores C_4 e C_5 aumenta a linearidade do circuito.

A terceira seção da chave comutadora está conectada a um se-

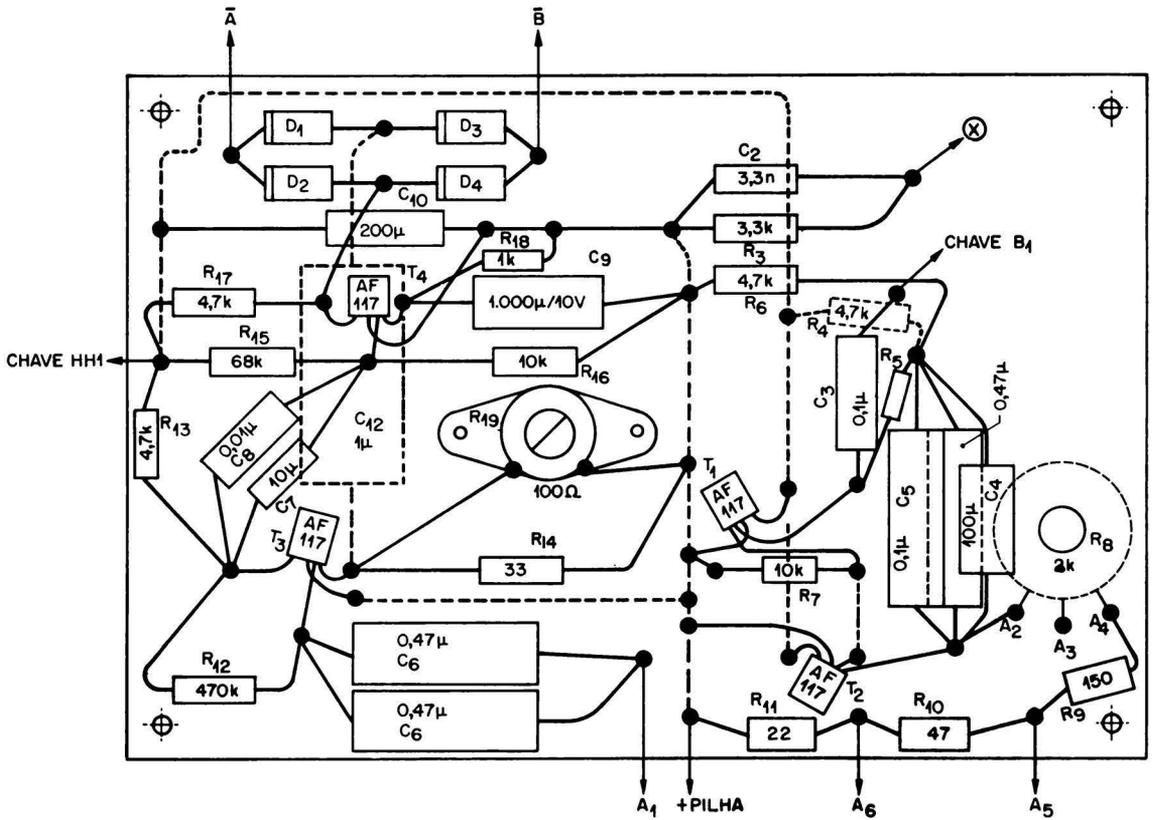


FIG. 4

Diagrama de ligações na chapa de fenolite.

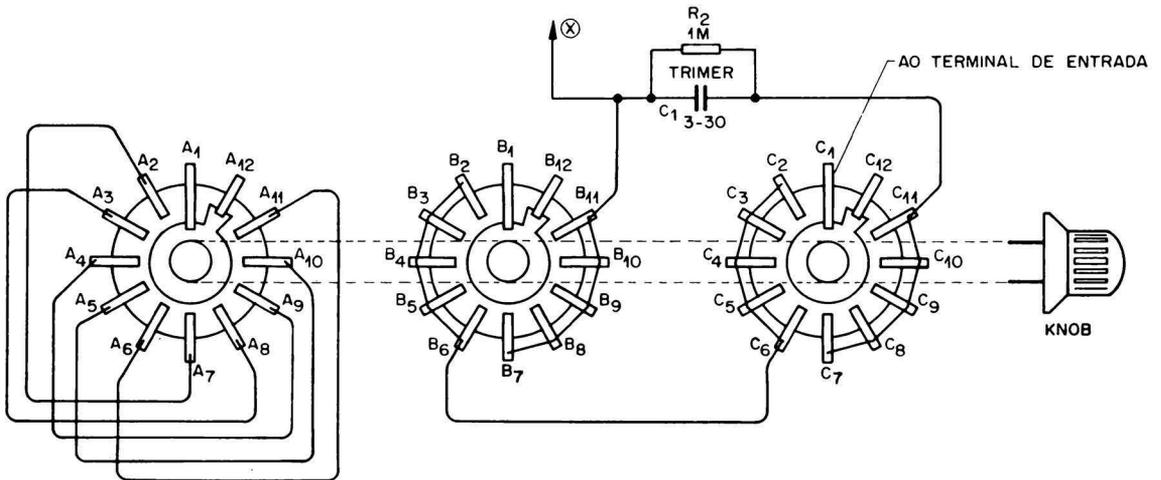


FIG. 5

Ligações da chave seletora de faixa do aparelho.

gundo divisor de tensão resistivo constituído de três resistências e um potenciômetro. Com somente estas quatro resistências ligadas como indica o esquema, obtemos as dez faixas de sensibilidade do instrumento.

O sinal retirado deste atenuador é aplicado à entrada do am-

plificador constituído pelos transistores T_3 e T_4 , também do tipo AF117. O condensador de entrada do amplificador é de $1\mu\text{F}$, de poliéster. Se este condensador não for encontrado no mercado, pode-se usar em seu lugar condensadores de 470nF também de poliéster, em paralelo.

O amplificador constituído pelos transistores T_3 e T_4 deve possuir uma banda passante larga, apresentando por conseguinte uma forte realimentação negativa, que é obtida no nosso caso entre o ponto de medida da ponte a diodos e o emissor do transistor T_3 , pelo condensador de

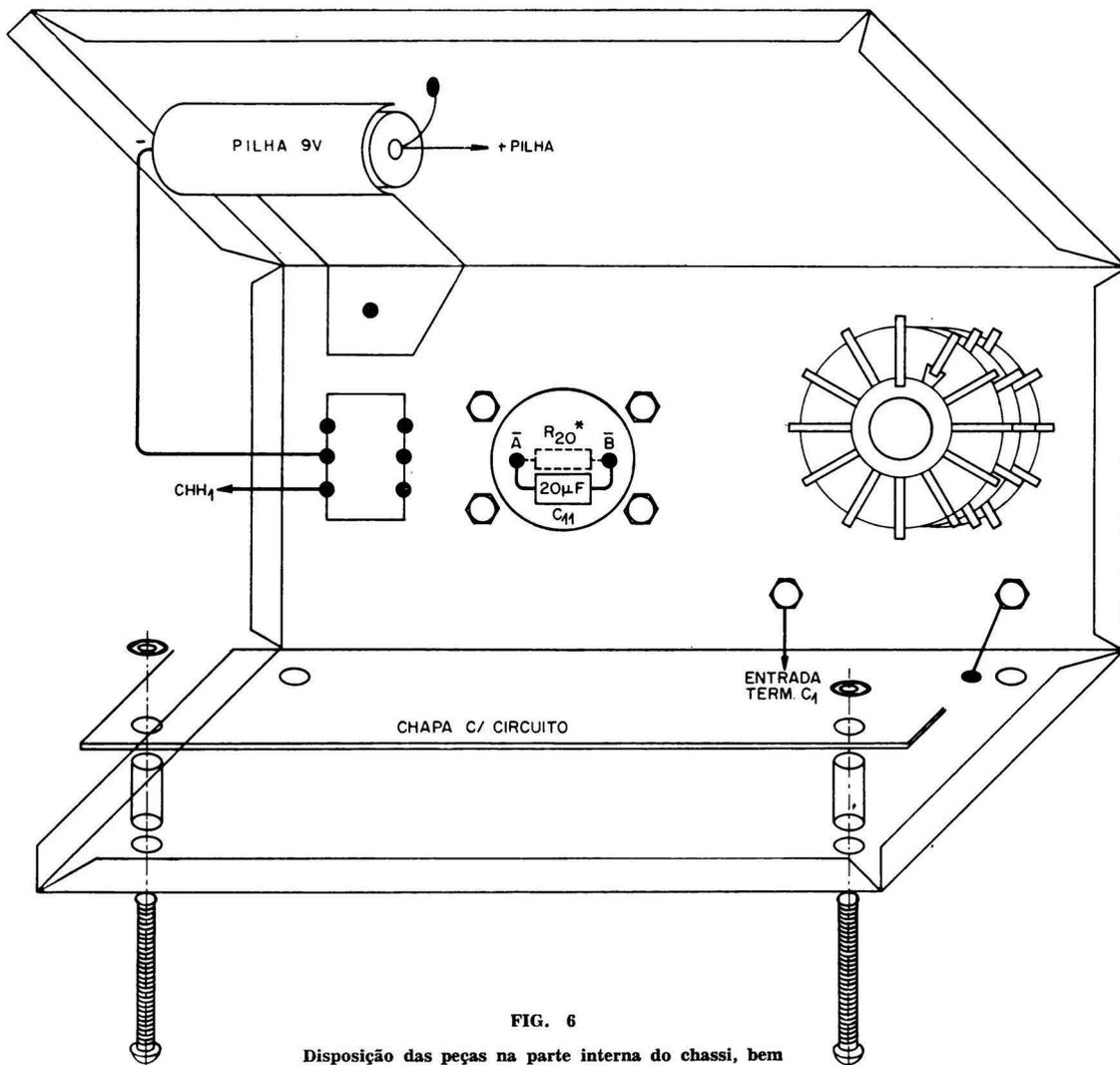


FIG. 6

Disposição das peças na parte interna do chassi, bem como a fixação da chapa do circuito.

$1\mu\text{F}$ (C_{12}). As resistências R_{15} e R_{16} determinam o ponto de funcionamento do transistor T_4 . O elo de realimentação que estabiliza o amplificador diminui o seu ganho, mas esta perda é compensada pelo aumento de estabilidade e linearidade de respostas. A tensão de saída em R_{17} é retificada pela ponte a diodos e aplicada ao instrumento. Utilizamos no milivoltímetro um instrumento de $100\mu\text{A}$, de procedência japonesa e de pequeno tamanho. Poderíamos nos utilizar de um instrumento de tamanho maior, com o que teríamos uma maior facilidade de leitura, aumentando, no entanto, em contrapartida o preço do aparelho. Se o leitor possuir um instrumento mais sensível, este poderá ser shuntado por meio do resistor R_{20} que deve ser escolhido em função da resis-

tência interna do instrumento. A vantagem de empregarmos um instrumento de maior sensibilidade e uma resistência shunt, é que a corrente que passará pelos diodos da ponte será maior do que a que passa pelo instrumento, e passando maior corrente pelos diodos, estes funcionarão na região linear de sua curva característica.

A curva característica de um diodo só se torna retilínea para correntes maiores. No começo de cada faixa, estando os diodos ainda na região quadrática devido a pequena corrente que os atravessa, produz-se-á uma compressão da escala, não sendo isto uma desvantagem, já que a parte da escala que é comprimida é justamente aquela que é coberta pela escala imediatamente anterior.

Lista de Materiais RESISTÊNCIAS

R_1	— $1\text{k}\Omega$, 1/2 watt
R_2	— $1\text{M}\Omega$, 1/2 watt
R_3	— $3,3\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_4	— $47\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_5	— $33\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_6	— $47\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_7	— $10\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_8	— potenciômetro carvão de $2\text{k}\Omega$ linear
R_9	— 150Ω 1/2 watt
R_{10}	— 47Ω 1/2 watt
R_{11}	— 22Ω 1/2 watt
R_{12}	— $470\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{13}	— $4,7\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{14}	— 33Ω 1/2 watt
R_{15}	— $68\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{16}	— $10\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{17}	— $4,7\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{18}	— $1\text{k}\Omega$ 1/2 watt
R_{19}	— reostato de 100Ω
R_{20}	— Shunt (veja texto)

CONDENSADORES

- C₁ — trimmer a ar 3 — 27pF
- C₂ — stiroflex 3,3nF
- C₃ — poliester 100nF
- C₄ — eletrolítico 100µF/10V
- C₅ — poliester 1µF ou (470nF + 470nF)
- C₆ — poliester 1µF ou (470nF + 470nF)
- C₇ — eletrolítico 10µF/10V
- C₈ — poliester 100nF
- C₉ — eletrolítico 1000µF/10V
- C₁₀ — eletrolítico 200µF/10V
- C₁₁ — eletrolítico 20µF/10V
- C₁₂ — poliester 1µF ou (470nF + 470nF)

TRANSISTORES

- T₁ — AF 117
- T₂ — AF 117
- T₃ — AF 117
- T₄ — AF 117

DIVERSOS

M. — Miliamperímetro de 1mA.

A bobina móvel foi trocada por firma especializada, alterando a sua sensibilidade para 100µA para deflexão total.

S_{1, 2, 3} — Chave de onda de 3 pólos 11 posições.

B₁ — Pilha 9 volts

Pontas de provas

Knob

MONTAGEM

Chassis: O chassis é composto de duas peças de alumínio em forma de U que se encaixam uma na outra, conforme as figuras 2 e 3.

Instruções para montagem: Começamos por preparar a chapa fenólica que servirá de base para os componentes perfurando-a conforme a figura 4 com broca de mais ou menos 2mm de diâmetro e colocando ilhóses nos orifícios. Colocamos primeiro os condensadores, depois as resistências e por último os transistores. Depois de terminada esta parte, a chapa é presa ao chassis por meio de quatro parafusos. A seguir colocamos a chave seletora sendo então realizadas as ligações necessárias. A pilha é presa por meio de um suporte especial conforme a figura, e são feitas as ligações da chave liga-desliga e do instrumento.

Calibração: Para calibrarmos o milivoltímetro injetamos 10mV a 10kHz na base do transistor T₃ e ajustamos R₁₆ para deflexão total do microamperímetro. A resistência R₈ serve para ajustarmos o fim da escala da faixa

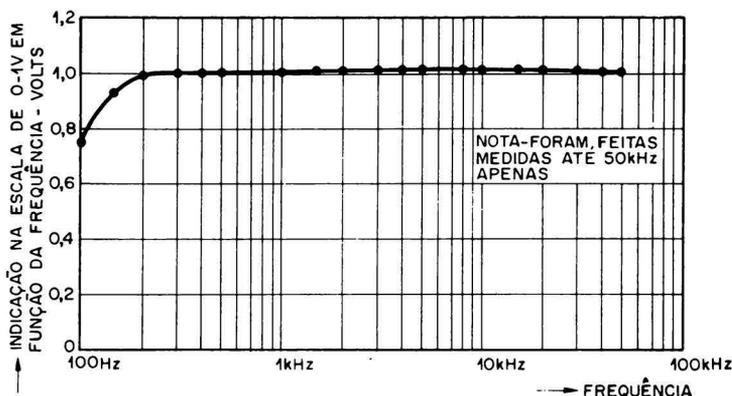


FIG. 7

Dependência da leitura do medidor da tensão medida.

de sensibilidade de 30mV uma vez estes 30mV aplicados à entrada do milivoltímetro.

Depois disto podemos fabricar a escala que será colocada no mostrador do microamperímetro para fazermos a leitura diretamente.

Como já foi mencionado anteriormente a escala não será linear mas apresentará uma compressão no começo da faixa. Deverão ser feitas duas escalas: uma com divisões de 0 a 1 e outra com divisões de 0 a 3.

Primeiramente colocamos o miliamperímetro com sua escala original e injetando à entrada do aparelho um sinal conhecido, por exemplo de 1 em 1mV na faixa 1, anotamos a indicação no instrumento. Repetimos a operação para a faixa 2. Com estes dados estamos aptos a construir a escala do instrumento.

Desempenho do aparelho: O desempenho do aparelho pode ser avaliado pela figura 7, onde foram feitas medidas com o aparelho já calibrado, na escala de 0 — 1 volt variando-se a frequência. Pelo gráfico verificamos que o aparelho tem resposta entre ±3dB, desde 100Hz até 50kHz, isto é, até onde foram feitas as medidas. Não foram feitas medições acima de 50kHz pois, para fins comuns em áudio, geralmente não se chega até esta frequência.

A título de ilustração damos algumas medidas feitas com o protótipo, em função do ângulo de deflexão do ponteiro. A escala foi dividida em 20 divisões iguais, cada divisão valendo 0,05. Foram feitas medidas até a quinta escala pois essa era a saída máxima do gerador de áudio, empregado para calibrar o aparelho.



FIG. 8

Vista geral do milivoltímetro de áudio de banda larga, transistorizado.

Transistores de Potência

III

PROTEÇÃO DE AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS E RESPECTIVAS FONTES

A superioridade do transistor sobre a válvula já é fato consumado no que concerne ao desempenho que desejamos obter de um amplificador de alta-fidelidade.

Contudo, ao utilizarmos o transistor, devemos ter em mente que sua constante de tempo térmica é muito reduzida. Esta "fraqueza" do transistor, se é que poderíamos chamá-la assim, pode ser compensada, prevendo, no amplificador e na parte de alimentação, dispositivos de proteção convenientes. Tais dispositivos serão objeto deste artigo.

No entanto, observando os esquemas de certos amplificadores mesmo de alguns de marcas mundialmente conhecidas, notamos a mais absoluta ausência de qualquer dispositivo de proteção desse tipo. Veremos, entretanto, que estes dispositivos são de fácil realização e que, na maioria dos casos, o amplificador fica protegido pelo simples acréscimo de algumas resistências suplementares, o que não é tão caro assim.

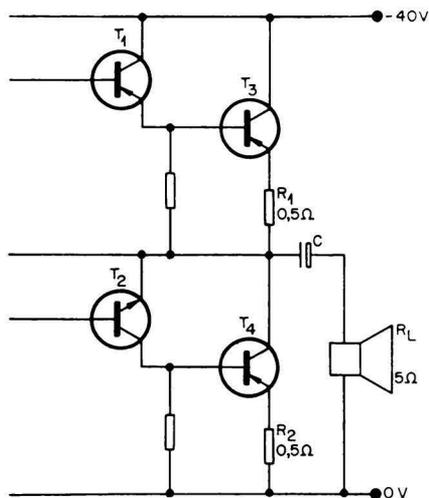
Estas precauções não têm sido suficientemente divulgadas, tudo leva a crer que este artigo interessará todos os nossos leitores que lidam com amplificadores de potência.

PROTEÇÃO DO AMPLIFICADOR

A Sobrecarga

Na maioria das vezes, os transistores de potência de um amplificador podem ser destruídos por efeito de um curto circuito dos terminais de saída do estágio final. Quando trabalhamos com um nível muito baixo de saída, não é entretanto o curto circuito propriamente dito que é perigoso e sim o operador, o qual não tendo grande conhecimento de cau-

FIG. 1
No caso de curto-circuito em R_1 , existe o perigo de que a corrente dos transistores de saída seja limitada apenas pelos resistores de emissor.



sas e ignorando a razão do silêncio em que caiu o amplificador, gira o botão de volume a fim de procurar aumentá-lo. Com isso, a dissipação se torna excessiva e os transistores de saída são destruídos, levando também com eles os semicondutores da fonte de alimentação.

O esquema da figura 1 se destina a estudar as conseqüências de um curto circuito dos terminais de ligação do alto falante; em repouso, o capacitor C se encontra carregado a uma tensão que é igual à metade da tensão de alimentação, no exemplo, 20V.

Se, no entanto, durante um espaço de tempo bem curto para que C conserve a sua carga, o transistor T_1 recebe uma corrente de base razoavelmente alta, a intensidade de corrente de coletor do transistor T_3 se acha limitada unicamente por R_1 , caso R_L esteja curtocircuitado. Como o valor de R_1 é geralmente pequeno (um décimo de R_L), a dissipação em T_3 aumenta consideravelmente. O

mesmo fenômeno acontece em T_4 quando um sinal de amplitude relativamente forte é aplicado sobre a base de T_2 .

Pode-se conceber, evidentemente, uma fonte de alimentação para o amplificador capaz de desligar automaticamente quando o consumo de corrente ultrapassar um nível determinado. Esta medida, no entanto, não é totalmente suficiente, pois quando cortamos a alimentação o capacitor C conserva ainda a sua carga.

Esta carga pode ser suficiente para destruir T_2 e T_4 , se a intensidade da corrente de coletor de T_4 se ache limitada exclusivamente por R_2 . Tudo se torna particularmente perigoso quando o curto circuito em R_L ocorre em um amplificador que trabalha em classe B, em um momento em que estando bloqueados T_1 e T_3 , a corrente de alimentação é nula. O disjuntor da fonte não poderá funcionar senão na alternância seguinte, quando então será tarde demais.

A Limitação de Corrente em Transistores de Saída

Para evitar que correntes excessivas passem pelos transistores de saída, pode-se prever, nos estágios que precedem ao que foi reproduzido na figura 1, um dispositivo de limitação que impede que a intensidade de corrente máxima de pico correspondente à potência nominal seja ultrapassada.

Apesar que a maioria dos projetistas não se utilizem desses dispositivos, eles são fáceis de serem realizados como veremos à seguir. Vamos estudar, inicialmente, só os efeitos provocados por uma limitação da intensidade de corrente, e através de um exemplo numérico.

No esquema da figura 1, supomos que o capacitor C se carrega até a tensão $V_{cc}/2 = 20V$ e se comporta como um acumulador. Em funcionamento normal a corrente máxima que circula por T_3 ou T_4 será igual a:

$$I_{max} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - V_{sat}}{R_L + R_1} = 3,45A$$

onde $V_{cc} = 40V$ é a tensão de alimentação e $V_{sat} = 1V$ é a tensão de saturação de T_3, T_4 . A potência de saída teórica deste amplificador seria de:

$$P = \frac{I_M^2 \cdot R_L}{2} = 30W$$

Graças à boa linearidade do transistor, será suficiente, para obter a potência útil com cerca de 2% de distorção, que se diminua 2dB deste resultado. Chegamos assim a uma potência nominal de 20W, que corresponde a uma intensidade máxima $I_M = 2,83A$.

Devendo-se acrescentar a essa corrente, a corrente de repouso do estágio de saída (cerca de 50 a 100mA), observa-se que o fato de limitar a corrente I_M a 3A satisfaz plenamente os dados do problema.

Se o ganho de corrente de T_3 (β_3) é igual a aproximadamente 20, para essa intensidade de corrente, é necessário que se limite a corrente de base de T_3 em 150mA.

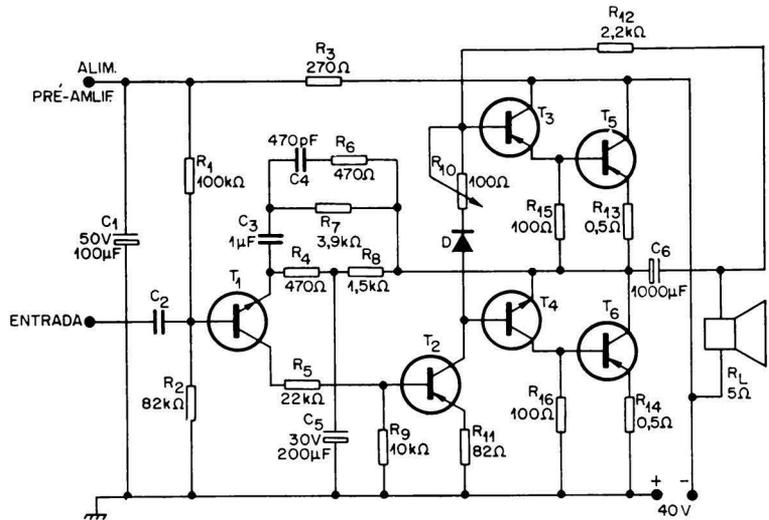


FIG. 2

Neste amplificador, uma escolha judiciosa dos valores de R_5 e R_{12} permite limitar a intensidade da corrente de curto-circuito à observada em funcionamento normal, nas cristas do sinal.

Chamando de β_1 o ganho de corrente de T_1 e β_3 o de T_3 , obtemos a seguinte expressão:

$$I_{B1} = \frac{I_M}{\beta_1 \cdot \beta_3}, \text{ que nos dá o}$$

nível ao qual devemos limitar a corrente de base de T_1 . Para T_2 e T_4 o procedimento de cálculo é o mesmo.

Circuito de um Amplificador Projetado

A figura 2 mostra o circuito de um amplificador que foi projetado de acordo com as considerações feitas anteriormente. Destinado a ensaios sobre condições de destruição de transistores, ele foi realizado de maneira a respeitar o menos possível os critérios habituais de confiabilidade.

Assim, nenhuma margem de segurança foi considerada no projeto, cujos únicos dados exigidos para os transistores de saída foram os de possuir uma intensidade máxima de corrente de 3A e uma tensão de coletor de 30V.

Devemos ainda observar que, num estudo preliminar, constatou-se que a corrente de fuga desses transistores a uma tensão de alimentação de 40V era ainda razoável; além disso, o resfriamento dos transistores de saída era assegurado por radiadores de aletas com uma superfície total de 200cm² por transistor, o que está bem longe de ser suficiente para fornecer uma potência nominal contínua de 20W.

Os transistores T_2 e T_3 são do tipo PNP de germânio enquanto que T_1 e T_4 são do tipo NPN de silício, não tendo sido tomada nenhuma precaução quanto ao casamento desses diversos transistores.

No entanto, algumas precauções "positivas" foram tomadas no projeto. A primeira foi a de se construir as resistências R_{13} e R_{14} utilizando fio de 0,12mm. Aquecendo-se sob o efeito da corrente que por elas circula, estas resistências têm seu valor aumentado a medida que a dissipação do transistor correspondente aumenta.

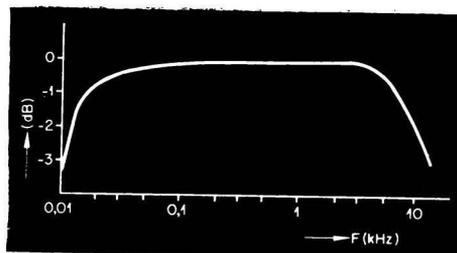


FIG. 3

Curva de resposta do amplificador da fig. 2, a uma potência de saída de 2W.

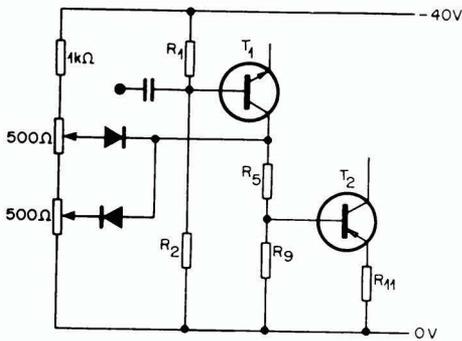


FIG. 4

Um limitador a diodos pode também impedir uma corrente de intensidade perigosa para os transistores de saída.

Uma outra precaução contra a sobrecarga instantânea dos transistores de saída consistiu na escolha de um valor relativamente pequeno para o capacitor de saída C_6 . A péssima resposta em frequências baixas que resulta desse fato é compensada pelo capacitor C_3 , onde vemos que a variação de magnitude entre 15Hz e 20kHz é de 2dB aproximadamente.

Proteção de Alimentação

Antes de determinar as características da fonte de alimentação, é conveniente salientar, pelas peculiaridades que apresentam, as modalidades de consumo de um amplificador simétrico série-paralelo. Com efeito, o estágio de saída de tal amplificador (fig. 2) não demanda corrente da fonte senão durante os semi-ciclos em que T_5 está em condução. Na alternância seguinte, a energia requerida por T_4 e T_6 é fornecida pela carga acumulada, no capacitor C_6 .

A curva de variação da corrente solicitada à fonte é portanto uma sucessão de semi-ciclos positivos de uma senóide (fig. 6) comparável à curva de variação da corrente que se obtém à saída de um retificador de meia-onda. Nestas condições, o valor da corrente eficaz fornecida pela fonte é igual a $I_M/2$, diferindo, portanto, do valor indicado por um medidor universal intercalado na linha de alimentação, pois esse medidor acusará o valor médio:

$$I_m = \frac{I_M}{\pi}$$

Como estas relações não são válidas senão para o caso de regime senoidal, é conveniente acres-

centar que, no caso de ondas quadradas, teremos: $I_m = I_{ef} = \sqrt{I_M/2}$. Este é o regime que deveremos sempre considerar como "de acidente"; pois, mesmo que o amplificador esteja trabalhando em nível médio, o curto circuito do alto-falante, suprimindo a realimentação do amplificador, ocasiona um acentuado corte de sinal ("clipping").

Existem dois métodos básicos de proteger uma fonte estabilizada: o primeiro é o da limitação de corrente e o segundo o da disjunção. A limitação do valor de I_M é, obviamente, inútil, uma vez que essa intensidade põe em risco os transistores do amplificador. A limitação da corrente eficaz (I_{ef}) seria viável, desde que a fonte estabilizada fôsse seguida de um capacitor de valor suficientemente elevado para manter um consumo contínuo de corrente de carga. Isto, porém, ainda não bastaria, conforme se pode comprovar considerando a hipótese de um curto-circuito à saída da fonte (todos os que já lidaram com amplificadores de potência sabem que esse acidente também pode ocorrer e que demanda proteção). Com efeito, uma fonte que fornece 40V deve receber cerca de 50V na entrada. Sob

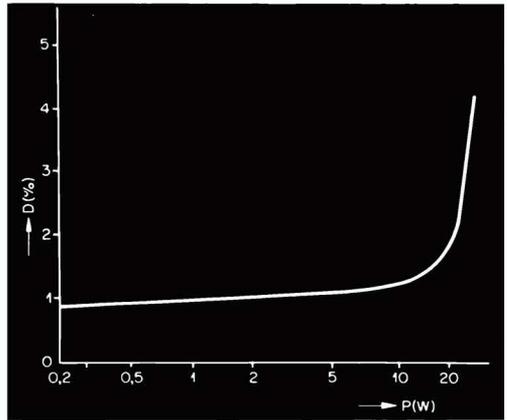


FIG. 5

Para a determinação desta curva de distorção (a 100 Hz). O amplificador da fig. 2 foi alimentado pelo circuito da fig. 7.

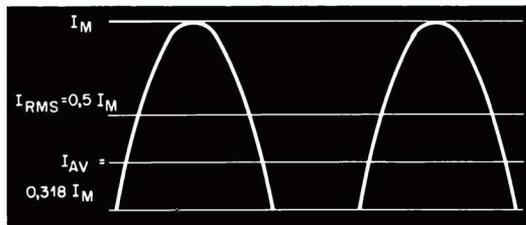


FIG. 6

O comportamento particular da corrente de alimentação de um amplificador simétrico, série-paralelo obriga a uma perfeita distinção entre as intensidades de pico, eficaz e média.

um consumo de $I_M/2 = 1,5A$, teremos uma dissipação, em curto-circuito, de 75W sobre o transistor de potência da fonte, o que é excessivo. Desta forma, fica afastada a possibilidade de utilizar a limitação de corrente como meio de proteção, restando somente focalizar o método da disjunção automática. Esta disjunção, todavia, não precisará ser completa; bastará que ela reduza a corrente de saída a um valor inferior a um quinto do nominal.

Fonte protegida, com três transistores

A fonte da fig. 7 tem limiar de disjunção e de relação variável, sem que isso implique um grande aumento de componentes em relação aos tipos usuais. Uma fração da tensão de saída é aplicada, através do divisor constituído por R_8 , R_9 e R_{10} , à base de T_3 (p-n-p), cujo coletor está conectado à base de um transistor n-p-n (T_2). O coletor de T_2 está, por sua vez, ligado à base de um p-n-p (T_1), através do resistor de proteção R_2 , muito eficaz no caso de certos curto-circuitos no interior da fonte. Como os três transistores constituem uma cas-

Considerações sobre FONTES DE ALIMENTAÇÃO de televisores

ENG.º T. HAJNAL

H. LANDSHUT

O projeto da fonte de alimentação de um televisor deve levar em conta as especificações de consumo do circuito completo e de "ondulação" de cada estágio em particular. Num TV de tela grande, por exemplo, o consumo é da ordem de 350mA.

Quanto aos filamentos, podem ser alimentados em série, a partir da tensão da rede, ou em paralelo, através de um transformador. Casos existem ainda em que ela é feita das duas maneiras (alimentação série-paralela).

A figura 1 ilustra o circuito de uma fonte de alimentação de um TV de 28cm a válvulas, sendo utilizado um circuito retificador de meia onda para a tensão de rede de 110V. Os filamentos es-

tão ligados em série e chamamos a atenção para o fato de que a fim de proteger a válvula de saída horizontal, a válvula osciladora horizontal deve sempre ser ligada na mesma cadeia que aquela. No caso particular do TV em questão, o cinescópio e as válvulas do seletor tinham corrente de filamento especificada em 450mA, diferente, portanto da indicada para as demais válvulas do televisor. A solução consistiu em utilizarmos duas cadeias, uma de 300mA e outra de 150mA, ambas ligadas entre si em paralelo (figura 1), a série composta pelos filamentos das válvulas do seletor e do cinescópio estando conectada ao ponto de junção das cadeias de 300mA e 150mA.

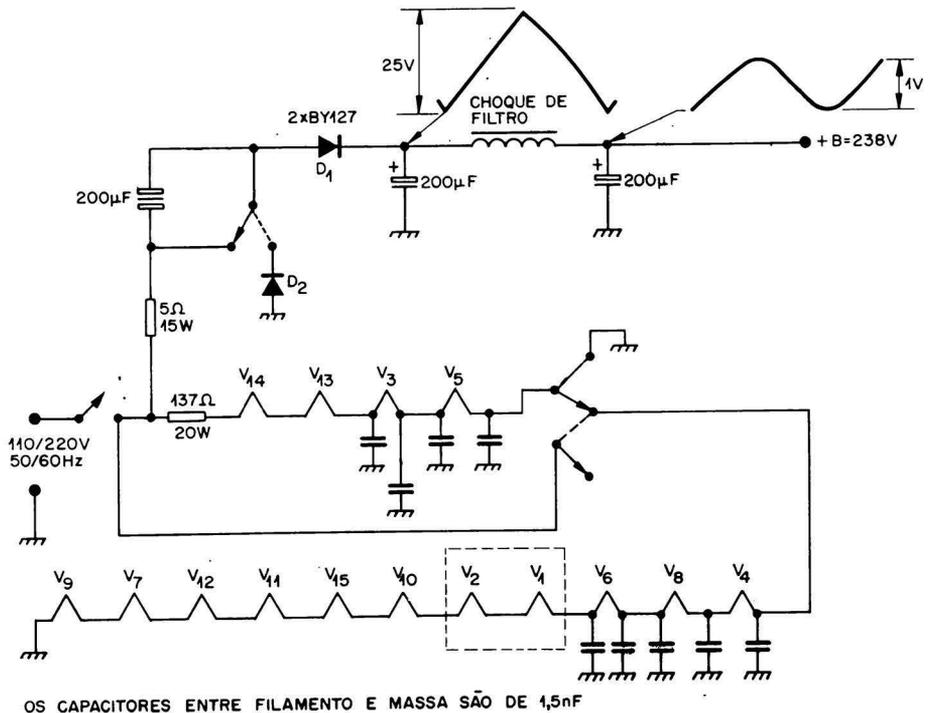
Os resistores R_1 e R_2 destinam-se a complementar as respectivas cadeias de filamentos e também à proteção das válvulas, diminuindo a corrente de pico pelos filamentos, os quais, como sabemos, têm resistência a frio menor que a quente.

Os estágios alimentados a partir das diversas tensões CC disponíveis são os seguintes:

- B_1 (+135V) — placa da válvula de saída de áudio
- B_2 (+128V) — seletor, FIV-1, FIV-2, FIS, saída horizontal (damper e saída) e placa da válvula de saída vertical.
- B_3 (+123V) — ceifadora de sincronismo e pré-amplificadora de áudio

FIG. 1

Fonte de alimentação de TV de 28cm, usando retificação de meia-onda. Características do choque: $L = 1H$, $R = 30\Omega$ (CC) $I_{cc} = 400mA$. Os símbolos V_{12} , V_{13} e V_{14} denotam os filamentos das válvulas do seletor e do cinescópio.



B₄ (+120V) — saída de vídeo e grade 2 da válvula de saída vertical

B₅ (+115V) — osciladora horizontal

O oscilador vertical é alimentado a partir da tensão de "Booster". O resistor de 3Ω/10W serve como proteção do diodo durante o primeiro semi-ciclo positivo da tensão de rede quando a corrente de carga de C₁ é muito elevada.

Outro cuidado a ser tomado com a fonte é a ondulação ("ripple") da tensão retificada, que apresenta as seguintes características:

- o aumento da corrente de consumo é diretamente proporcional ao da amplitude da ondulação;

- quanto menor o valor do capacitor de filtro, maior será a amplitude da ondulação;

- para um mesmo valor da corrente de consumo e do capacitor de filtro, um retificador de meia onda apresenta maior ondulação que um de onda completa.

Os estágios do televisor que são mais sensíveis às ondulações da fonte e cujas tensões de alimentação devem ser cuidadosamente filtradas são as seguintes:

- pré-amplificador de áudio e grade 2 do pentodo de saída de áudio;

- saída de vídeo;
- saída vertical.

FONTES DOBRADORAS DE TENSÃO

A figura 2 ilustra uma fonte dobradora de tensão, circuito este que é utilizado pela maioria dos fabricantes de televisores.

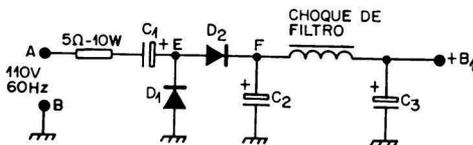


FIG. 2

Fonte dobradora de tensão (meia-onda).

Durante o semi-ciclo negativo da tensão de entrada, a tensão em A é negativa em relação ao ponto B, o diodo D₁ conduz e carrega o capacitor C₁ com o valor de pico da tensão da rede. Durante o semi-ciclo positivo, D₁ fica cortado, D₂ conduz e a queda de tensão entre E e F é nula. No ponto F haverá uma tensão positiva, proveniente da retificação do semi-

-ciclo positivo do sinal da rede, cuja soma com a carga positiva de C₁, acumulada no semi-ciclo negativo, resultará numa tensão positiva aproximadamente igual do dobro do valor de pico da tensão de rede, com a qual será carregado o capacitor C₂.

O circuito da figura 2 permite o uso de válvulas com filamentos alimentados em série a partir da tensão da rede mas tal não acontece com o da figura 3, dobrador de onda completa. Isto porque através de C₁ e C₂ existe tensão alternada de rede superposta à tensão contínua. Se os filamentos forem alimentados em série, a máxima tensão cátodo-filamento das válvulas será ultrapassada. Neste caso a solução é usar um transformador de filamento com secundário de 6,3V, ou com derivação central, ou seja, 6,3-0-6,3V.

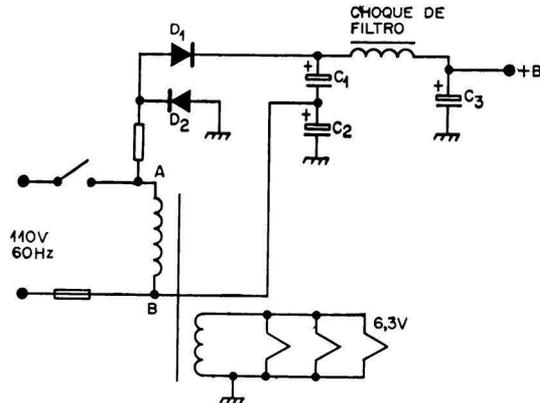


FIG. 3

Fonte dobradora de tensão (onda completa).

50Hz, a qual pode modular o estágio de saída vertical, resultando no que se convencionou chamar de bamboleio da imagem. Isto pode ser corrigido pela disposição física cuidadosa do choque de filtro e do transformador de força (caso seja usado) em relação aos componentes de deflexão vertical (transformador de saída vertical, bobina de deflexão vertical, etc.). Poderá ser necessária uma melhor filtragem de +B para os estágios oscilador horizontal, saída de vídeo e saída vertical.

PROJETO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO PARA TELEVISORES

Apresentaremos, a seguir, uma descrição completa de fonte de alimentação de um televisor, num caso prático.

O receptor funciona sem transformador de alimentação, podendo ser ligado tanto em redes de 220V como de 110V, a mudança de tensão de rede sendo efetuada por meio de uma chave.

Quando em 220V, a fonte de +B consiste num retificador de meia onda constituído pelo diodo D₁. Quando a chave seletora de tensão de rede é colocada na posição 110V é acrescentado mais um diodo (D₂) e o capacitor eletrolítico C₁, o circuito passando a constituir um dobrador de meia onda (figura 4).

Qualquer que seja a tensão de rede, a tensão de +B geral, após o filtro, é de 238V. A corrente total é de 380mA.

O dimensionamento dos componentes do filtro deve levar em conta que o circuito operará tan-

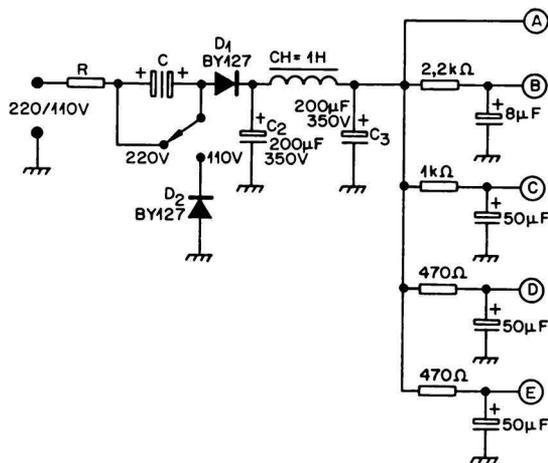


FIG. 4

Fonte para tensões de 110/220V.

to em rês de 60Hz como de 50Hz.

A filtragem do +B geral é feita pelos capacitores C_2 e C_3 e por um choque de filtro. Os valores pico a pico das tensões de ripple em C_2 e C_3 são de 25V e 1V, respectivamente, este último sendo adequado para os estágios de saída horizontal, FI de vídeo e placa da válvula de saída de áudio. Os demais estágios necessitam filtragem adicional da tensão de +B, a fim de que sejam satisfeitos os requisitos abaixo especificados:

1 — O conteúdo de ripple da tensão de alimentação do pré-amplificador de áudio e da grade 2 da válvula de saída de áudio não deve ser superior a 0,25V (valor pico a pico).

2 — Na placa da válvula de saída de vídeo e no estágio de saída vertical a tensão de ripple, pico a pico, pode ser de, no máximo, 0,15V e na grade 2 não deve ultrapassar o valor de 0,5V.

3 — A tensão de ripple no oscilador horizontal e separador de sincronismo está limitada em 0,2V.

Conforme já enunciado, o conteúdo de ripple na tensão de +B geral é de 1V (valor pico a pico) e, portanto, terá que ser reduzida por um fator de 4 para que o primeiro item seja satisfeito. O consumo de corrente é da ordem de 8mA, sendo permitida uma perda de tensão de 15 a 20V, o que resulta num filtro RC onde

$R = 2.200\Omega$ e C , calculado a partir da expressão abaixo:

$$\frac{E_{in}}{E_{out}} = 4 = \frac{\omega CR e}{\left(R + \frac{e}{I}\right) \cdot I}$$

resulta em $C = 5,18 \cdot 10^{-6} \approx 8\mu F$, onde $\omega = 2\pi f$, $R = 2.200\Omega$, $e = 220V$ e $I = 0,008A$.

Para a filtragem da alimentação da placa da válvula de saída de vídeo e do estágio de saída vertical foram usados resistores de 470Ω e capacitores de

$50\mu F$, o que representa uma redução da tensão de ripple de quase 9 vezes.

Para a filtragem da alimentação do oscilador horizontal e separador de sincronismo, foi usado um resistor de 1.000Ω e um capacitor de $50\mu F$.

A tabela abaixo resume o que foi mencionado com respeito ao ripple da tensão de alimentação dos estágios que requerem filtragem adicional. As tensões de ripple indicadas na tabela são valores medidos e se referem unicamente às tensões provenientes da fonte de alimentação. Se os capacitores também forem usados para retorno de CA de seus respectivos circuitos poderão estar presentes outras tensões de CA superpostas.

Quando em 220V, o circuito de filamentos consiste numa série que totaliza 178, 7V, os 41,3V restantes ficando por conta de um resistor de $137\Omega/12,4W$. Quando a chave seletora de tensão de rede é colocada na posição 110V a referida cadeia fica dividida em duas, ligadas entre si em paralelo (figura 5).

A sequência de ligação dos filamentos deve obedecer certo critério, determinado pela tensão catodo-filamento máxima permitível de cada válvula e a suscetibilidade de cada circuito a indução de zumbido na frequência da rede. Assim sendo os filamen-

PONTO	V (V)	I (MA)	VALOR PICO A PICO DO RIPLE DA FONTE (V)	ESTÁGIOS ALIMENTADOS
A	238	283	1	Saída horiz.; placa saída áudio; FI
B	220	8	0,16	g_2 saída áudio; pré de áudio
C	214	24	0,06	osc. hor.; sep. sinc.
D	228	22	0,12	placa saída de vídeo
E	213	42,5	0,12	saída vertical

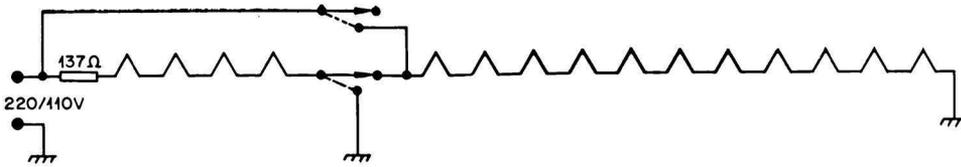
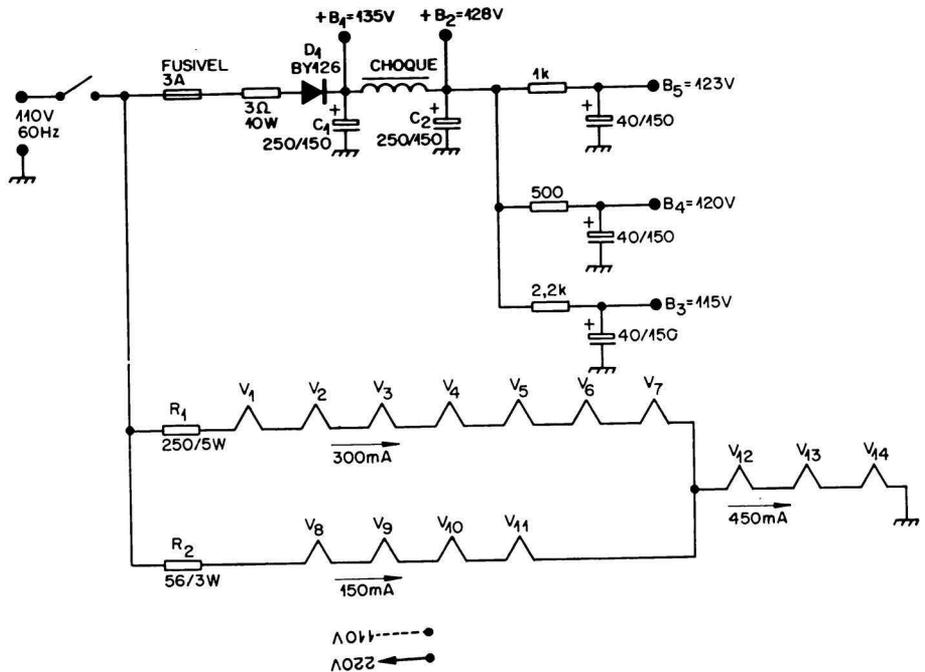


FIG. 5
Comutação
110/220V.

FIG. 6
Circuito completo da
fonte.



tos da válvula de áudio, cinescópio, osciladora horizontal e as válvulas do seletor devem ficar o mais próximo possível do ponto de ligação à massa. Os filamentos das válvulas de deflexão horizontal e FI devem estar localizadas na outra extremidade da série, isto é, onde a tensão é mais elevada. Entretanto, não é possível estabelecer uma diretriz muito rígida a este respeito, pois a sensibilidade ao zumbido depende também de outros fatores.

A figura 6 mostra o circuito completo da fonte, a seqüência de filamentos, sendo a seguinte:

- V₁ = amplificadora de RF (seletor)
- V₂ = osciladora e conversora (seletor)
- V₃ = 1.º amplificador de FIV
- V₄ = 2.º amplificador de FIV
- V₅ = 3.º amplificador de FIV e CAG
- V₆ = amplificadora de saída de vídeo e canceladora de ruído
- V₇ = cinescópio
- V₈ = amplificadora — limitadora de FIS e CAG retardado para o seletor
- V₉ = pré-amplificador e saída de áudio

- V₁₀ = separadora de sincronismo
- V₁₁ = CAF horizontal
- V₁₂ = oscilador horizontal
- V₁₃ = saída horizontal
- V₁₄ = amortecedora ("damper")
- V₁₅ = osciladora e saída vertical

FORNE DE ALIMENTAÇÃO COM SISTEMA DE PRÉ-AQUECIMENTO DOS FILAMENTOS ("STAND-BY")

A vantagem da operação "stand-by" é o aparecimento quase que instantâneo da ima-

gem (cêrca de um segundo após ligar a chave), pois os filamentos já estão pré-aquecidos.

A figura 7 mostra um exemplo dêste tipo de fonte. Quando a chave está desligada o resistor R está conectada em série com o primário do transformador de força, mas somente os filamentos estão sendo alimentados porque o restante da fonte acha-se desconectada pela outra seção da chave. Os filamentos permanecem aquecidos e dissipam cêrca de 60% da potência nominal (cêrca de 30W para o caso aqui apresentado).

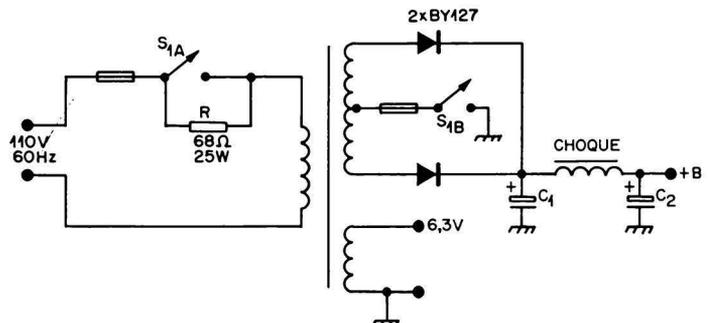


FIG. 7
Exemplo de fonte de alimentação com sistema de pré-aquecimento dos filamentos.

Alguns aspectos experimentais da RADIO-ASTRONOMIA

por Peter FANTO (1)

Descrevem-se os princípios da rádio-astronomia e as peculiaridades dos instrumentos mais comuns, fazendo-se menção dos aparelhos em funcionamento no Rádio Observatório Umuarama, Campos do Jordão, SP, dependência do Grupo de Rádio-Astronomia da Universidade Mackenzie (GRAM).

1. INTRODUÇÃO

1.1 — Histórico

O pioneiro da rádio-astronomia foi Karl Jansky, engenheiro da Bell Telephone, USA, que, em 1932, ao realizar uma série de medidas de interferências de ruído atmosférico nas comunicações de rádio em 20MHz, descobriu existirem ondas de rádio, também em forma de ruído, cuja origem era cósmica. Na revista Proceedings of I.R.E. dezembro de 1932, Jansky relatou suas experiências e concluiu que a intensidade máxima era observada ao dirigir as antenas à Via Láctea.

Somente em 1940 outro engenheiro de rádio, Grote Reber, como amador em Chicago, interessou-se pelos trabalhos de Jansky.

Instalou um refletor parabólico de 10m de diâmetro no quintal de sua casa, tendo no foco uma antena ligada a um receptor sensível de radiotelegrafia em 160MHz, e, a partir de 1944 a um outro receptor em 480MHz — confirmando as observações de Jansky, e construindo assim o primeiro rádio-telescópio propriamente dito.

Estes trabalhos iniciais originaram muitas outras experiências feitas em vários países e que levaram a uma grande quantidade de resultados dos quais pode-se destacar o descobrimento de fontes isoladas de radiação maior do que o "background" (as rádio-estrelas), dependendo do comprimento de onda λ . Em 1940 Hey, na Inglaterra, descobriu a primeira destas fontes, e atualmente mais de 2.000 são conhecidas, para as quais foram determinadas suas coordenadas celestes, distância que as separa da Terra, densidades de fluxo, espectro e polarização. Muitas delas foram associadas a astros identificados ópticamente.

Durante o período da 2.ª guerra mundial, operadores de radar na Inglaterra descobriram que o Sol era um importante transmissor cósmico. Por fim merecem destaque as previsões teóricas estabelecidas pelos holandeses na mesma época, com re-

lação à existência de uma raia emitida pelo hidrogênio neutro interestelar, confirmada em 1951 por observadores americanos. Nos últimos anos também uma segunda raia devida ao radical OH foi identificada.

1.2 — Ondas electromagnéticas usadas em rádio-astronomia

Astronomia e rádio-astronomia estudam o mundo externo à Terra. Enquanto a astronomia vale-se da radiação luminosa, a rádio-astronomia faz uso das ondas hertzianas. A luz visível, ondas de calor, ondas de rádio, raios X e raios γ são radiações electromagnéticas, todas presentes no espaço e irradiadas por corpos celestes. Toda esta radiação propaga-se através do espaço a uma velocidade constante, que é a velocidade da luz ($c = \lambda \cdot f = 300.000$ km/seg.). A atmosfera terrestre deixa passar apenas pequenas faixas do espectro electromagnético, sendo opaca para a parte restante — constituindo assim verdadeiras "janelas" para a observação do Universo da Terra: a "janela ótica" e a "janela rádio".

A janela ótica abrange a faixa da luz visível do espectro, limitada pelos comprimentos de onda de $7,5 \times 10^{-5}$ a $3,5 \times 10^{-5}$ centímetros (ou seja de 3.500 a 7.500 angstroms*). A janela rádio inclui as faixas de VHF, UHF e ondas centimétricas, compreendendo aproximadamente a faixa de 30MHz até 30GHz** (λ de 10m até 1cm), ficando os limites dependentes das condições ionosféricas e troposféricas, respectivamente.

Na tabela I estão relacionadas as denominações, abreviaturas e correspondentes limites em frequência e comprimento de onda das faixas que constituem o espectro electromagnético, indicando-se também a "transparência" da atmosfera para certas faixas.

Podem ser observadas rádio-ondas oriundas da nossa galáxia, de galáxias externas, do Sol, da Lua, de planetas e cometas. As radiações extra-terrestres são todas contínuas, com exceção das duas

(1) Grupo de Rádio-Astronomia, Universidade Mackenzie, São Paulo. Encarregado do Rádio-Observatório Umuarama, Campos do Jordão, SP.

* 1 angstrom.

** 1 GHz = 1.000MHz.

TABELA I
ONDAS ELECTROMAGNETICAS

Denominação da Faixa	Abreviatura	LIMITES DA FAIXA		Parte da atmosfera e altura onde são absorvidas (ou refletidas) as ondas extra-terrestres
		Frequênc:ia	Compr. de Onda	
Ondas extremam. longas	ELF	3kHz	100km	Exosfera, 10^3 a 5×10^4 km
Ondas muito longas	VLF	3—30kHz	100—10km	Exosfera, 10^3 a 5×10^4 km
Ondas longas	LF	30—300kHz	10—1km	Mesosfera, 50 a 80km (ionosfera)
Ondas médias	MF	0,3—3MHz	1—0,1km	Termosfera, 80 a 1.000km (ionosfera)
Ondas curtas	HF	3—30MHz	100—10m	Termosfera, 80 a 1.000km (ionosfera)
Ondas muito curtas	VHF	30—300MHz	10—1m	“Janela” de Rádio — absorção parcial na troposfera (0 a 10km) para o limite inferior (CM e MM), e reflexão parcial na ionosfera para o limite superior (HF)
Ondas ultra curtas	UHF	0,3—3GHz	1—0,1m	
Ondas centimétricas	CM	3—30GHz	10—1cm	absorção na troposfera (0 a 10km) idem
Ondas milimétricas	MM	30—3000GHz	1—0,1cm	
Infra-vermelho	IR		10^{-1} — $7,5 \times 10^{-2}$ cm	“Janela” da Astronomia ótica — absorção por nuvens
Luz visível	VL		$7,5 \times 10^{-5}$ — $3,5 \times 10^{-5}$ cm	
Ultra-violeta	UV		$3,5 \times 10^{-5}$ — 10^{-6} cm	Estratosfera e nuvens (10 a 50km)
Raios X e λ .			10^{-6} cm	Termosfera e Mesosfera (50 a 1.000km)

raias já mencionadas. As transmissões solares manifestam-se através de dois componentes: Sol “calmo” e Sol “ativo” (componente lentamente variável acompanhada da aparição de manchas e distúrbios de duração relativamente curta).

O Sol é a estrela cuja emissão de rádio chega ao nosso planeta com maior intensidade. A ionosfera, e portanto as rádiocomunicações, dependem essencialmente de sua atividade que é particularmente bem observável pelas suas emissões radioelétricas.

A atividade do Sol passa por um mínimo e por um máximo. Este, acompanhado por aumento do número de manchas e diversos tipos de erupções, produz também um apreciável aumento da emissão de rádio. A atividade solar tem uma periodicidade média de 11 anos e 9 meses.

No Rádio-Observatório Umuarama realizam-se principalmente medidas do Sol e de suas relações com a Terra. Em 7GHz medem-se os índices médios do Sol, a componente lentamente variável e

distúrbios, quanto à sua intensidade e polarização circular. Em 300MHz mede-se fluxo solar em uma só polarização.

Com dois receptores de rastreio operando na faixa de frequências muito baixas (VLF), e controlados por um oscilador atômico, estudam-se as influências solares na região ionosférica D, através de medidas de peculiaridades e anomalias de propagação, em geral estreitamente ligadas com as outras observações rádio astronômicas.

(Cont. no próximo número)

Reparações em receptores de rádio.

ADAUTO CONDE

II

PRODUÇÃO DE RONCO NO ALTO-FALANTE

Dando prosseguimento à série de artigos sobre rádio reparações, apresentamos as técnicas de pesquisa do segundo defeito mais comum, a produção de ronco no alto-falante.

A técnica inicial de localização do estágio defeituoso, seguida na pesquisa de defeito em receptores sem som, será aqui, também adotada.

A verificação é efetuada, curto-circuitando-se as grades de controle das diversas válvulas, partindo-se da válvula de saída. Entre a última grade, que ao ser ligada a terra, provocar desaparecimento do ronco, e a grade em que este ainda persistir, estará localizado o defeito.

Estamos, nesta série de artigos reduzindo ao mínimo o uso de instrumentos, já que a maioria dos que se iniciam em reparações, não dispõem, geralmente, senão de um multi-tester e eventualmente de um oscilador de RF.

A disponibilidade de outros aparelhos adicionais poderá provocar o uso de técnicas de localização de defeito diferentes das aqui indicadas, contudo o conhecimento do sistema sem instrumental especializado que apresentamos será de grande valia na aplicação de técnicas melhor alicerçadas com instrumentos.

Se, ao se colocar em curto a grade de controle da válvula de saída, o ronco continuar existindo, a causa será, quase que com certeza, deficiência de filtragem da tensão + B. Os capacitores eletrolíticos C12, C13 na figura 1,

serão os primeiros componentes a serem testados. Uma verificação rápida, pode ser feita, colocando-se em paralelo com o capacitor duvidoso um outro capacitor de mesmas características (observando-se naturalmente a po-

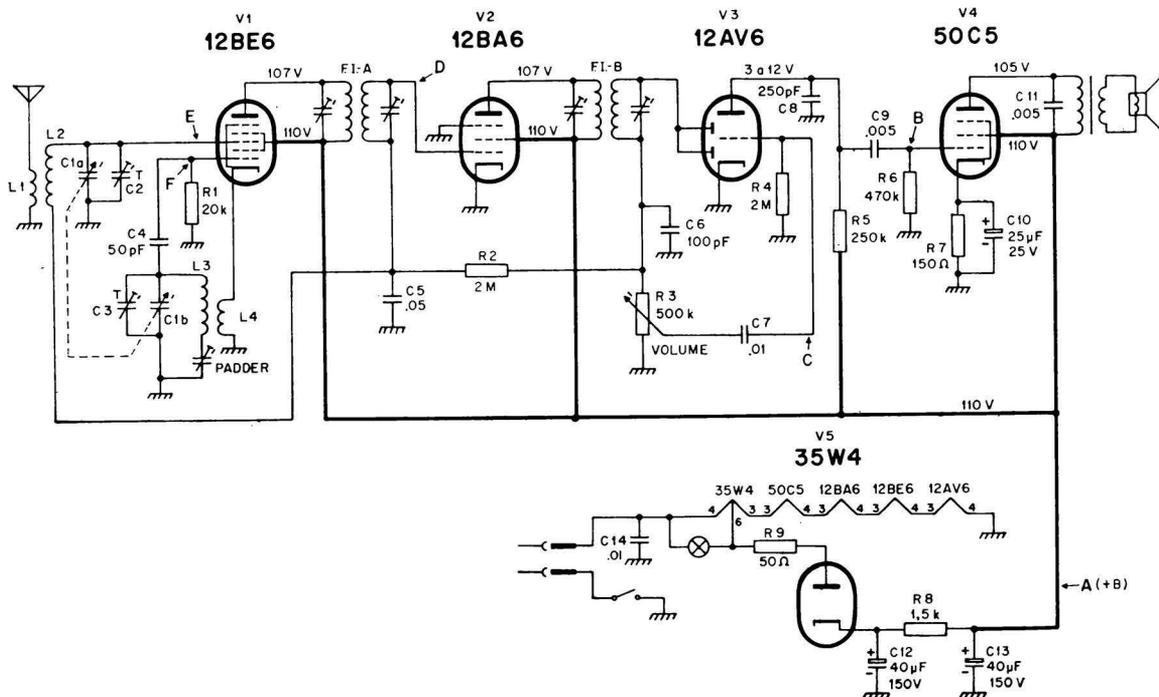


FIG. 1

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").

laridade); se o ronco desaparecer o capacitor deve ser substituído.

Se não se dispõe de um capacitor extra para o teste, desliga-se um dos terminais do capacitor e com o auxílio de um ohmímetro, verifica-se o seu estado*.

Alguns defeitos apresentados por válvulas de saída poderão também, dar origem a ronco. Se os componentes do filtro se apresentarem satisfatórios, essa válvula deve ser testada.

Os defeitos mais comuns apresentados no estágio pré-amplificador (V3) são os seguintes: malha de fio blindado desligada da massa e utilização de fio não blindado em ligações de grade muito longas. Válvulas com fuga entre filamento e catodo poderão também ser responsáveis (êste defeito é mais comum em receptores C.A.—C.C.).

O ronco originado nas etapas de RF ou FI quase sempre se deve a capacitores de desacoplamento de grande auxiliar interrompidos e raramente a defeitos de válvulas do estágio. Uma causa muito freqüente de ronco, geralmente acompanhado de apitos, se deve a oscilações da válvula amplificadora de FI (V2). Essas oscilações se verificam, geralmente com bobinas de alto Q, quando existe acoplamento maior do que um mínimo permissível, entre o circuito de placa e grade de controle da válvula. Quando êsse acoplamento se dá através das ligações externas da válvula, um encurtamento de fios sustará a oscilação. Quando o acoplamento se verifica através da capacidade placa-grade da válvula, a substituição da segunda bobina de FI (FI-B) por uma unidade com fator Q menor** ou talvez, a substituição da válvula por outra do mesmo tipo, mas com menor capacidade placa-grade, serão as soluções mais práticas para o caso; poderão também ser usados circuitos neutralizadores, mas êstes são de difícil ajuste, principalmente para aquêles que ora se iniciam em reparações. Outro recurso, que por vêzes dá bom resultado, consiste em retirar do circuito, o capacitor de desacoplamento do catodo da válvula am-

plificadora de FI; se ainda assim, a oscilação persistir, experimenta-se elevar o valor do resistor de catodo.

Alguns receptores, com entrada para toca-discos, utilizam no estágio pré-amplificador, duas ou mais válvulas (geralmente um duplo-triodo). Nesse caso, o desacoplamento incorreto de uma dessas válvulas, poderá dar origem ao ronco. Os eletrolíticos adicionais de filtro deverão ser então verificados. Outra causa de ronco nesses estágios são as oscilações, que se mantém por acoplamentos indesejáveis entre conexões de placa e grade; um encurtamento de fios e a blindagem das ligações de grade, assegurarão uma

melhor isolamento entre entrada e a saída.

Como indicação final na localização de causas de ronco, diremos que, um rápido exame, que se efetua ajustando-se o controle de volume para as posições máxima e mínima, dirá se o defeito se encontra ou não nos estágios de RF; se com mínimo volume o ronco fôr ainda ouvido, os estágios conversor e amplificador de FI estarão excluídos.

A prática adquirida com os concertos que vão sendo efetuados, possibilitará ao técnico, na maioria das vêzes, determinar, pelas características do ronco, o ponto de sua origem.

O RECEPTOR DE TELEVISÃO

(Cont. da pág. 286)

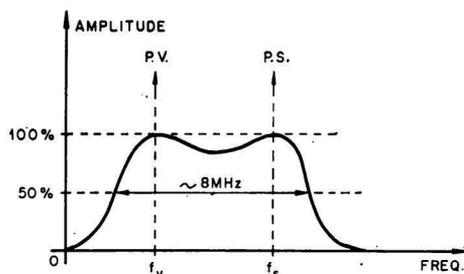


FIG. 6

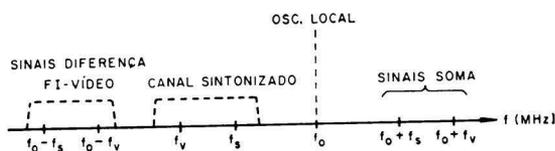


FIG. 7

(Cont. da pág. 286)

cia audível, ocasionará uma interrupção do som nesta mesma freqüência, resultando um "ronco" no som.

Êste mesmo ronco pode ser ocasionado pela estação transmissora, se esta levar a modulação do branco ao nível zero; isto implicará no desaparecimento da portadora de vídeo nestes momentos. Desta forma, ao chegar o sinal no detetor de vídeo, desaparece nas regiões de branco a freqüência 45,75MHz (portadora de vídeo na FI), e, portanto, não haverá o batimento desta com os 41,25MHz, não surgindo os 4,5MHz, ou seja, haverá in-

terrupção da FI-Som, 4,5MHz, aparecendo, assim, um ronco no alto-falante, que varia com o conteúdo de imagem.

Para evitar saturação dos últimos estágios no caso de termos sinais mais fortes na antena, temos um circuito de **Controle Automático de Ganho (CAG)**. Êste circuito fornece na sua saída uma tensão CC proporcional à intensidade do sinal captado pela antena. Esta tensão CC atua então nos estágios de FI (geralmente só no primeiro estágio) e no estágio de RF, ocasionando então uma redução no ganho destes estágios, evitando assim a saturação de qualquer estágio ampliador do sinal de vídeo.

* Um rápido avanço do ponteiro até alguns ohms e um retorno mais lento até alguns megohms, indica bom estado.

** Como essas oscilações verificam-se, geralmente, com alguns tipos de bobina antigos, que possuíam um Q elevado, praticamente qualquer bobina de FI nova poderá ser usada na substituição, já que as mesmas apresentam Q muito mais baixo.

(Cont. da pág. 289)

nas aplicações especiais para as quais o dispositivo se destina. Tais aplicações incluem sensibilização ao calor e produção de corrente para dispositivos de controle e proteção; e provisão de uma fonte de alimentação leve e compacta para veículos espaciais.

Em qualquer gerador para veículos espaciais, pequenas dimensões e segurança de funcionamento são as características mais importantes; a eficiência de conversão apresenta ainda interesse, porém mais como um meio de se obter baixa relação peso/potência do que para redução de custos na geração. Se o equipamento associado com um diodo de plasma incluísse um reator nuclear, estar-se-ia contrariando o interesse em se manter o peso abaixo de um nível razoável. Provavelmente não se incluiria um reator num veículo espacial, especialmente para essa finalidade, mas se por alguma razão fôsse instalado um reator — digamos, para propulsão do veículo — um diodo de plasma seria uma forma eficiente de se transformar parte do calor nuclear em energia elétrica, para equipamentos de controle e comando, comunicações, etc..

Outra possibilidade seria a utilização de calor solar para alimentação do diodo conversor; isso está sendo seriamente examinado, tanto no que se refere a aplicações espaciais como terrestres. Em aplicações espaciais, constitui obviamente uma vantagem, ter-se uma fonte de calor que não necessita ser transportada; as aplicações em Terra, seriam feitas nos países tropicais, com poucas reservas de combustíveis fósseis ou com dificuldades econômicas para instalações de reatores nucleares, mas, com luz solar em abundância. A alta temperatura de catodo exigida poderia ser obtida pela focalização adequada da radiação solar, mas os espelhos usados para esse propósito devem ser mantidos dentro de tamanho e custo razoáveis. Outra tentativa de aproximação que está sendo considerada é o desenvolvimento de materiais de catodo para operar eficientemente a baixas temperaturas.

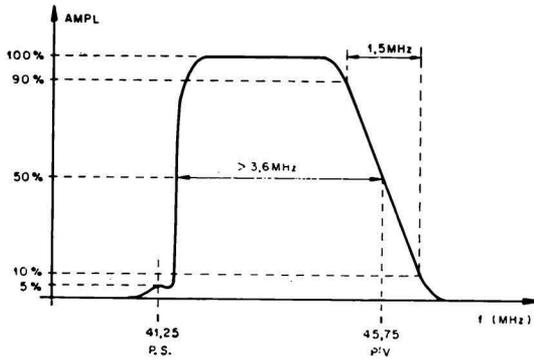


FIG. 8

O estágio misturador ainda contribui decisivamente para o ruído próprio do aparelho, que aparece na tela do cinescópio sob a forma de “chuvisco”. Podemos considerar que o chuvisco praticamente não interfere mais na imagem quando tivermos na tela a relação sinal/ruído maior que 50. Assim sendo, podemos dizer que a partir da relação sinal/ruído = 50 na entrada da misturadora, o chuvisco já não mais prejudica a imagem.

Para que a relação sinal/ruído na entrada da misturadora não seja prejudicada ainda para sinais relativamente fracos, quando já há geração de tensão de CAG, colocamos um **circuito de retardado** entre a etapa de CAG e o estágio de RF. Assim procedendo, o CAG só começa a atuar no estágio de RF, reduzindo o seu ganho, a partir de intensidade de sinal na entrada do receptor, quando a relação sinal/ruído na entrada da misturadora já seja

suficientemente alta (acima de 50:1).

Para melhor compreendermos o que foi dito acima, façamos um exemplo: suponhamos que a etapa de RF produza um ruído equivalente a $2\mu V$ e a etapa misturadora produza um ruído equivalente a $10\mu V$. Seja 10 o ganho da etapa de RF, sem o CAG atuando. Desta forma, a relação sinal/ruído = 50 na entrada da misturadora só será atingida quando o sinal de entrada for $150\mu V$, pois então:

$$\begin{aligned} \text{Sinal entrada misturadora} &= 150\mu V \cdot 10 = 1.500\mu V \\ \text{Ruído entrada misturadora} &= 2\mu V \cdot 10 + 10\mu V = 30\mu V \\ \text{Portanto:} \end{aligned}$$

$$\frac{\text{Sinal}}{\text{Ruído}} = \frac{1.500\mu V}{30\mu V} = 50$$

Ou seja, com CAG retardado para RF, sinais de entrada acima de $150\mu V$ não apresentarão mais “chuvisco” na tela.

(Cont. no próximo número)

LEIA EM ELECTRON n.º 24:

SISTEMA GLOBAL DE COMUNICAÇÕES POR SATÉLITES — SITUAÇÃO ATUAL E PERSPECTIVAS FUTURAS — Eng. Carlos Henriquet Moreira.

SINTONIZADOR DE FM COM TRANSISTORES DE SILÍCIO — Salomão Gawendo.

TRANSMISSÃO EM MULTIPLEX ATRAVÉS DE RADIODIFUSORAS DE FM — Alvaro de Macedo Jr.

Ô QUE SÃO OS LDRs — Eng. Danitl Mendes.

CONTRÔLE DE VELOCIDADE DE PEQUENOS MOTORES DE INDUÇÃO POR MEIO DE SCR — A. Walraven.

PROTEÇÃO DOS TRANSISTORES DO CIRCUITO DE SAÍDA EM PONTE — Eng. Algirdas Idika.

ÍNDICE GERAL

PARA 1967

ÁUDIO

Amplificadores

	Rev.	Pág.
Amplificador simples de 3 válvulas ..	23	251
Estágio de áudio para auto-rádio	22	191
Estereofônico EASA AM 1015	19	48
Pré-amplificador misturador	21	147
9/14W sem transformadores	19	37
13W transistorizado	21	131
20W transistorizado	23	234

Diversos

Alto-falante	19	50
Associação em paralelo de transistores de potência	23	237
Auriculares (fones)	19	52
Estabilização térmica de amplificadores de potência transistorizados	21	120
Gerador de áudio frequência	19	21
Gravadores de fita magnética	21	140
Milivoltímetro de áudio de banda larga	24	297
Resfriamento de transistores de potência	22	201
Secção de som de televisores híbridos com transistores de silício	20	61
Técnica de medidas em amplificadores	19	24

COMPONENTES

Alto-falante	19	50
Auriculares (fones)	19	52
Auto-transformador	24	290

DIVERSOS

Alguns aspectos experimentais do rádio astronomia	24	310
Alto-falantes	19	50
Auriculares (fones)	19	52
Como nasce um cinescópio	22	195
Constanta	21	145
Eletrônica e espionagem industrial	22	181
Eliminadores de bateria para rádios transistorizados	21	113
FM estéreo (I)	19	13
FM estéreo (II)	21	149
Geradores MHD de energia elétrica (I) ..	19	32
Geradores MHD de energia elétrica (II) ..	20	87
Gravadores de fita magnética	21	140
Labirinto elétrico	19	43
Metrônomo transistorizado	22	185
Nova simbologia de eletrônica	22	175
Philco	23	256
Régua de Cálculo	20	73
Transmissor para controle remoto	19	9
Transmissor para O. M. com 3 válvulas ..	20	83

DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA

Amplificadores

Estereofônico EASA AM-1015	19	48
----------------------------------	----	----

Rádio-receptores

Philips F6 — R81-A	22	193
Semp TR 1002-K, L, M	20	81
Zilomag EZ 535	23	254

Televisores

Philco B117, B118, B119, 193, 193CR, B195, 195CR	19	19
Philco B122, B123, B124, B-196	24	293

INSTRUMENTAL DE TESTE

Gerador de áudio	19	21
Gerador de RF, FI e áudio	23	221
Milivoltímetro de áudio de banda larga ..	24	297
Pesquisador de sinais de RF (Amplisonda) ..	21	123
Pesquisador de sinais transistorizado ..	19	65
Simulador de duplo feixe p/ osciloscópio ..	22	177
Voltímetro CA-CC c/ neon	21	138
Voltímetro de M.A.T.	23	245

MONTAGENS DIVERSAS

Labirinto Elétrico	19	43
Metrônomo transistorizado	22	185
Transmissor p/ controle remoto	19	9
Transmissor p/ O. M. c/ 3 válvulas ..	20	83

OFICINA

Diversos

Eliminadores de bateria p/ rádios transistorizados	20	113
Gerador de áudio	19	21
Gerador de RF, FI e áudio	23	221
Milivoltímetro de áudio de banda larga ..	24	297
Pesquisador de sinais de RF (Amplisonda) ..	21	123
Pesquisador de sinais transistorizado ..	20	65
Reparações em receptores de rádio I ..	23	231
Reparações em receptores de rádio II ..	24	312
Simulador de duplo feixe para osciloscópio ..	22	177
Técnica de medida, em amplificadores de áudio	22	177
Voltímetro CA-CC com neon	21	138
Voltímetro de M.A.T.	23	245

Esquemas de aparelhos comerciais

Estereofônico EASA AM-1015	19	48
Receptor-amplificador Philips F6-R81-A ..	22	193
Receptor Semp TR 1002-K, L, M	20	81
Receptor Zilomag EZ 535		
TV Philco B117, B118, B119, 193, 193CR, B195, 195CR	19	19
TV Philco B122, B123, B124, B196 ..	24	293

PULSOS

Como obter pulsos	24	296
Multivibrador estável	20	86
Multivibrador bi-estável	21	117
Multivibrador monoestável	22	197
Oscilador de bloqueio	19	17

SEMICONDUCTORES

Aplicações Práticas

Amplificador de áudio 9/14W sem transformadores	19	37
Amplificador de áudio 20W	23	234
Amplificador de áudio p/ rádio de auto-móvel	22	191

Gerador de RF, FI e áudio	23	221
Metrônomo Transistorizado	22	185
Milivoltímetro de áudio de banda larga	24	297
Pesquisador de sinais	20	65
Pesquisador de sinais de RF	21	123
Pré-amplificador misturador	21	147
Transmissor p/ controle remoto	19	9
Voltímetro de M.A.T.	23	245

Teoria

Associação em paralelo de transistores de potência	23	237
Corrente de saturação entre coletor e base (I_{CBO})	22	200
Estabilização térmica de amplificadores de potência	21	200
Frequências de corte e transição	20	91
Ganho de corrente do transistor	23	248
Multivibrador e transistores	23	258
Proteção de amplificadores e fontes ..	24	302
Resfriamento. O problema do	22	201
Resistência de saída do transistor	22	199
Tensão de saturação do coletor	22	200

TELEVISÃO

Reparações

Philco B117, B118, B119, B193, 193CR, B195, 195CR	19	19
Philco B122, B123, B124, B196	24	293
Voltímetro de M.A.T.	23	245

Teoria

Fontes de alimentação de televisores ..	24	306
Orthicon de imagem	19	45
Oscilador de bloqueio	19	17
Receptor de Televisão	24	283
Receptor TV-59cm	22	167
Secção de som p/ televisores híbridos c/ transistores de silício	20	61
Vidicon	20	76

TEORIA

Alto-falante	19	50
Auriculares (fones)	19	52
Conversores termoiônicos nucleares	24	287
Disparador SCHMITT	23	236
FM estéreo (I)	19	13
FM estéreo (II)	21	149
Geradores MHD (I)	19	32
Geradores MHD (II)	20	87
Geradores termoelétricos (I)	21	134
Geradores termoelétricos (II)	22	179
Geradores termoiônicos (I)	23	241
Geradores termoiônicos (II)	24	287
Matemática p/ o técnico-algebra	19	39
Multivibrador a transistores	23	258
Multivibrador astável	20	86
Multivibrador bi-estável	21	117
Multivibrador monoestável	22	197
Orthicon de imagem	19	45
Oscilador de bloqueio	19	17
Receptores superheterodinos	23	238
Régua de cálculo (I)	20	77
Régua de cálculo (II)	21	126
Trigonometria	22	187
Vidicon	20	76

TELECOMUNICAÇÕES

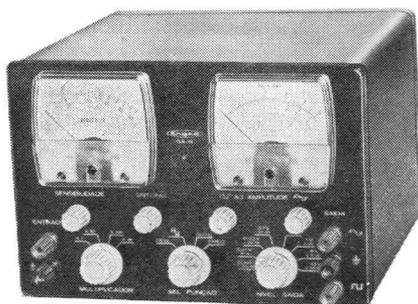
Interferência de transmissores em TV (II)	19	31
Interferência de transmissores em TV (III)	20	96
Manipulador eletrônico transistorizado	24	279
Transmissor p/ O. M.	20	83



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) Frequêncímetro

- 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

O QUE EXISTE DE NÔVO EM CIRCUITOS DE ÁUDIO?

PARTE II — O ESTÁGIO DE SAÍDA EM PONTE

Na parte I desta série analisamos os principais requisitos dos amplificadores de áudio para rádios e eletrolas, apresentando uma solução simples e prática para o estágio de saída: o "push-pull" complementar simétrico.

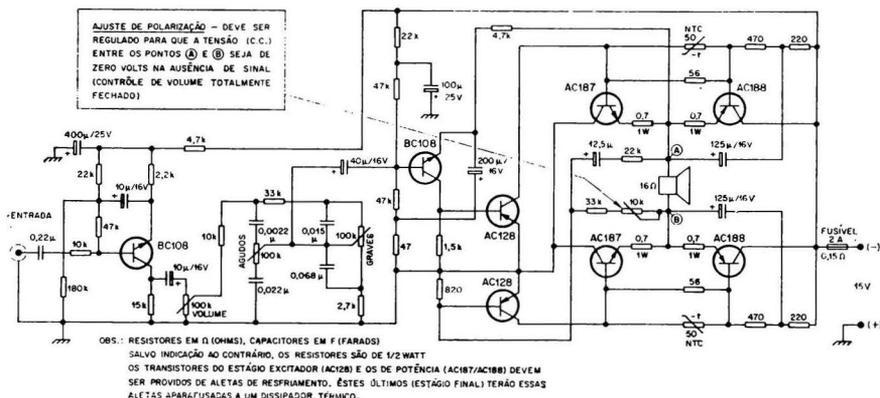
Prosseguindo a análise iniciada, trataremos agora dos

AMPLIFICADORES ALIMENTADOS PELA REDE

Aqui o consumo deixa de constituir a principal preocupação do projetista, prevalecendo, como qua-

lidades essenciais, a linearidade, a largura de faixa e a potência de saída. No que toca a esta última, nem sempre serão suficientes os 3,5 watts que poderíamos obter do par complementar AC187/AC188, no circuito apresentado na primeira parte.

Nesta altura o leitor já estará imaginando um retorno às válvulas ou o emprêgo de alguns transistores "parrudos", capazes de "conduzir" vários ampères e "dissipar" inúmeros "cruzeiros novos". Antes de experimentar qualquer um desses caminhos, considere o circuito abaixo:



O estágio de saída emprega somente dois pares complementares: AC187/AC188, na configuração conhecida como "circuito ponte". O acoplamento deste estágio ao excitador (2 AC128) e à carga (alto-falante de 16Ω) é direto: foi eliminado até o capacitor em série com o alto-falante.

Além da economia, há substancial alargamento da faixa de frequências: somente as características do alto-falante limitarão a resposta nos extremos da gama audível.

Respeitados os valores do diagrama, inclusive os referentes à tensão de + B e impedância de

carga, a potência será de 7 W, o que torna êste amplificador especialmente recomendável para um sistema estereofônico (7W + 7W) de alta qualidade. A impedância de entrada do primeiro estágio (300kΩ) é adequada à maioria das cápsulas fonográficas.

O estágio de saída apresenta ainda a vantagem de eliminar o zumbido proveniente da fonte. Desta forma, qualquer circuito retificador convencional, capaz de fornecer 750mA sob 15V, poderá ser utilizado para alimentar todo o amplificador.

Para dados técnicos e demais informações, dirija-se à

IBRAPE Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S. A.
CAIXA POSTAL 7.383 — SÃO PAULO — S. P.

DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA

(Cont. da pág. 295)

O CHASSI 373-U (110/220)

O chassi 373 é para 110 volts, 50 ou 60 hertz. O chassi 373-U permite receber tensões de rede de 110 ou 220 volts, 50 ou 60 hertz conforme a posição da chave CH2.

O esquema do 373-U é o mesmo do 373 e a ponte opcional, 110/220 volts, aparece no diagrama.

Os componentes modificados ou adicionais que constam da fonte 110/220 são:

TR1 c/ primário 110/220 volts	B32-7119
Chave CH2 110/220 volts	B42-1061
R114. 20 ohms — 15 watts	B33-5030-34/35

Os diodos adicionais são iguais aos diodos D1 e D2.

PRECAUÇÕES

O chassi 373, assim como o 368 não é isolado da rede de CA e por esta razão, nos casos de manutenção, a alimentação deve ser feita através de um transformador isolador. Na falta deste transformador, o técnico deve estar prevenido contra choques elétricos. Nos casos de instrumentos de medição com blindagem ligada à terra, ou ferro de soldar com isolamento deficiente, deve-se tomar cuidado para evitar "curtos", providenciando para que os chassis dos aparelhos estejam ligados no mesmo polo da rede.

CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os testes realizados com o chassi 373 em regiões de sinais de repetidores e áreas ruidosas satisfizeram plenamente as exigências, tendo-se obtido sensibilidade normal, dentro da faixa de operação do controle de sensibilidade (VR4), com boa resposta às variações da intensidade do sinal, e portanto com perfeito funcionamento do C.A.G., e estabilidades satisfatórias dos sincronismos vertical e horizontal.

Nos casos de sinais muito pobres ou excessivamente ruidosos pode-se tentar a modificação de R70 (separador de sincronismos), do valor de 2M Ω , reduzindo-se até um mínimo de 870k Ω , usando-se o maior valor possível, para que não haja deformações da imagem no sentido horizontal. Assim, conseguir-se-á obter estabilidade nos sincronismos, apesar das condições desfavoráveis do sinal.

A cada tentativa de modificação R70 deve-se fazer novo ajuste do controle de sensibilidade, procurando-se o valor ótimo de R70, dentro da faixa de operação de VR4.

Um método simples para encontrar o valor de R70, consiste em se substituí-la por um potenciômetro de 2M Ω , girando-o em conjunto com VR4 e depois de encontrado o valor ótimo, substituir o potenciômetro experimental por uma resistência fixa de carvão com valor igual ou aproximado ao valor encontrado no potenciômetro.

AOS TÉCNICOS BRASILEIROS

O chassi 373 foi projetado e experimentado para as necessidades brasileiras. Para consegui-lo, a Philco coletou e avaliou as informações dos técnicos do interior e capitais do Norte, Centro e Sul do Brasil, a quem nos pede transmitir os seus agradecimentos. As informações, orientando as pesquisas da Philco, continuarão sendo gratas e apreciadas.

SAFCO S.A.

CONDENSADORES ELETROLÍTICOS

PARA CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS
Até 5.000 microfarads 50 Volts

PARA CIRCUITOS DOBRADORES
DE TENSÃO

100 — 150 — 200 — Microfarads

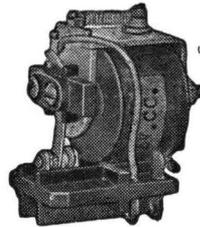
PARA FILTRAGEM — ALTA TENSÃO

Até 500 Volts — qualquer capacidade
Solicitem catálogos à

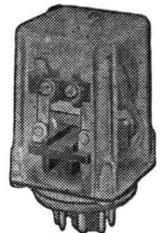
SAFCO S/A. INDÚSTRIA E
COMÉRCIO

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

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.: 81-6850

1000 TITULOS
MAIOR LIVRARIA DO BRASIL
ELETRÔNICO
 À SUA ESCOLHA NA
 ESPECIALIZADA NO RAMO

TV — RÁDIO — ELETRÔNICA

	NCR\$		NCR\$
Prática de Televisão ao Alcance de Todos	6,50	P. A. Neeteson — Núcleos de Ferrita	28,20
TV Reparações pela Imagem	6,50	J. Schaap — Ondas Curtas para Aficiona-	
Televisão Básica — 1.º, 2.º, 3.º volume . .	14,20	dos — Recepcion y Emission	14,90
M.P. Duru — Teoria y Pratica de la TV . .	26,20	R. Hurth — La T.V. em colores	16,10
Martin Clifford — Trucos de Taller para TV,		V. Almagro — Los Ultrasonidos	14,10
Radio y Audio	14,10	R. Kretzmann — Circuitos Eletronicos In-	
Isidro H. Cabrera — Análise Dinâmica em TV	10,00	dustriales	18,10
W.A. Holm — Televisión en Color explicada	14,10	Curso Prático G.E. de Televisão	18,00
Gray & Graham Rádio Transmissores	45,00	Waters — Componentes Eletrônicos: é fácil	
Saul Sorin — Ajuste y Calibracion de Recep-		compreendê-los	7,50
tores de Radio	12,65	The Radio Amateur's Handbook, edição 1967	
Isidro H. Cabrera — Radio Reparações	10,00	(em espanhol)	30,00
F.S. Gray — Eletrônica Aplicada	36,00	Markov — Antennas (inglês)	5,80
Curt Moerder — La Técnica del Transistor	19,20	Almeida Jr. — O seletor de canais	5,00
Arbo — Ingenieria Eletronica y de Radio . .	45,00	Vasconcellos e Aguiar — Circuitos práticos	
M.S. Kiver — Transistores (português)	13,00	de áudio HI-FI estéreo	9,00
Leonardo C. Lane — Eletronica Industrial . .	20,50	Algarra — La técnica del receptor de Tele-	
E.E. Ecklund — Reparación de Toca-discos		visión	17,60
Automáticos	12,90	J. Garriga — 12 montajes de radio portátil	
H. Piraux — Los Isotopos Radiactivos y Apli-		con transistores	4,50
caciones Industriales	32,20		

MANUAIS DE VÁLVULAS E TRANSISTORES

	NCR\$		NCR\$
MANUAL DE VÁLVULAS ELECTRA — série		MANUAL DE VÁLVULAS MINIWATT (Ibra-	
alfabética	14,00	pe)	8,00
MANUAL DE VÁLVULAS ELECTRA — série		MANUAL INTERNACIONAL DE TRAN-	
numérica	14,00	SISTORES (P.A. Freire)	21,00
MANUAL DE VÁLVULAS P.B.C. (oferta)	13,60	EQUIVALÊNCIA DE TRANSISTORES	9,00
MANUAL DE VÁLVULAS MONITOR	n5,00	MANUAL DE REPARAÇÕES DE RÁDIOS	
		TRANSISTORES (O. Fritz)	3,50

ELETRICIDADE

	NCR\$		NCR\$
Black — Corrente Contínua e Magnetismo	4,50	Rezende — Eletrotécnica geral	4,00
Sams — ABC da Eletricidade	4,00	Chester Dawes — Curso de Eletrotécnica	
		1.º e 2.º volume, cada	22,00

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

O despacho será feito exclusivamente sob registro.

ETEGIL Editora Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

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

SEMICONDUCTORES

GENERAL ELECTRIC



C-106



TRIAC



A13



Transistor
Silicon

C 106-SCR de baixo custo, 200 V 2A, ideal p/ contrôle 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, contrôle 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 tôdas 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

SENHOR INDUSTRIAL

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

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

FUNDADA EM 1944

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

Rua Vitória, 562 - Sobreloja - Cj. 12

Tel.: 36-1250 - SÃO PAULO

ELETRÔNICA CENTENÁRIO



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



OS MELHORES PRE-
ÇOS DA PRAÇA.

SOLICITEM LISTAS
DE PREÇOS

ELETRÔNICA CENTENÁRIO LTDA.

RUA DOS TIMBRAS, 227

TEL. 34-7837 - SÃO PAULO