REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

EDITADA PELO INSTITUTO R. T. MONITOR

JANEIRO 1970 Nº 261 NCr$ 2,00



Atenção





Edição distribuida de
forma gratuita na internet.

Se você pagou por essa edição
exija o retorno do seu dinheiro.



COMO O SENHOR VÊ ÊSTE ANÚNCIO, MAIS DE 25 MIL LEITORES DESTA REVISTA TAMBÉM O VÊEM. ÊLE PODERIA SER O ANÚNCIO DE SUA EMPRÊSA. PORTANTO, ÊSTE É O VEÍCULO CERTO PARA DIVULGAÇÃO E PROMOÇÃO DE SEUS PRODUTOS. FAÇA UMA PROVA, ANUNCIE NA

SOLICITE SEM COMPROMISSO A VISITA DO NOSSO REPRESENTANTE PELO TELEFONE: 220-7422

REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO

«MONITOR» PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua dos Timbiras, 263 — 2º andar — Sala «B»
Fone: 220-7422 — Caixa Postal 30.277 — São Paulo

TRANCHAM S./A.

Comunica aos Srs. Técnicos que já recebeu Tubos à base de troca de tôdas as polegadas de 110º a 114º.

Novidades para Técnicos e Amadores: distribuímos para todo o Brasil famoso fluido silenciador eletrônico.

NÃO ESQUEÇA

Vindo à Santa Ifigênia, lembre-se que aqui estamos para servi-los. Vendemos Componentes Eletrônicos, Rádios Louve-Space, o único rádio testado e aprovado em regiões montanhosas, equipado com bobinas e transformadores **MIRA.** Portátil e de mesa, 3 e 4 faixas de ondas, alcance mundial.

Temos todos os produtos Sedam: Unidades, Cornetas, Motores, Reparos, etc. Telefones, Válvulas, Conjuntos, Móveis, Diais, Transistores e todo material eletrônico.

Distribuidores dos famosos televisores Zephir. Monoblocos, Alimentadores, Bobinas **MIRA.**

FAZEMOS REEMBÔLSO POSTAL PARA TODO O BRASIL

SOLICITE LISTAS DE PREÇO

TRANCHAM S. A. - INDÚSTRIA E COMÉRCIO

TRANCHAM S.A. — INDUSTRIA E COMERCIO — ELETRÔNICA EM GERAL — TRANCHAM — SÃO PAULO

MATRIZ: R. Sta. Ifigênia, 459 — Fones: 36-8207 - 34-5728
FILIAL: R. Sta. Ifigênia, 501/511/519 — Fones: 220-7299 - 220-6699
220-3090
INDÚSTRIA: R. Sta. Ifigênia, 556 — Fone 220-2785
ESCRITÓRIO: R. Sta. Ifigênia,560, Sala 1 — Fone: 220-3382

TRANCHAM ATENDE HOJE O ELETRÔNICO DE AMANHÃ

PEÇAS E COMPONENTES PARA ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

Exportação • Importação

Elementos RC	• Resistores • Capacitores • Potenciômetros
Componentes eletrômecanicos	• Conectores, soquetes • Interruptores • Relês • Lâmpadas-piloto • Chaves rotativas
Componentes Eletroacústicos	• Microfones • Audiofones • Alto-falantes
Diversos	• Transformadores • Adaptadores para tubos florescentes e lâmpadas de mercurio • Ferrites • Magnetos permanentes • Antenas
Importação	• Tubos de vácuo e lâmpadas especiais • Semicondutores • Circuitos integrados

EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

Componentes da técnica de telecomunicações e da ciência eletrônica

ELEKTROMODUL

Emprêsa Comercial Húngara
de Componentes Eletrotécnicos
Budapest, XIII - Visegradi utca 47 a-b
Tel. - 495-340 - 495-940
Telex - 3648 - 3649

QUALIDADE SEMPRE QUALIDADE

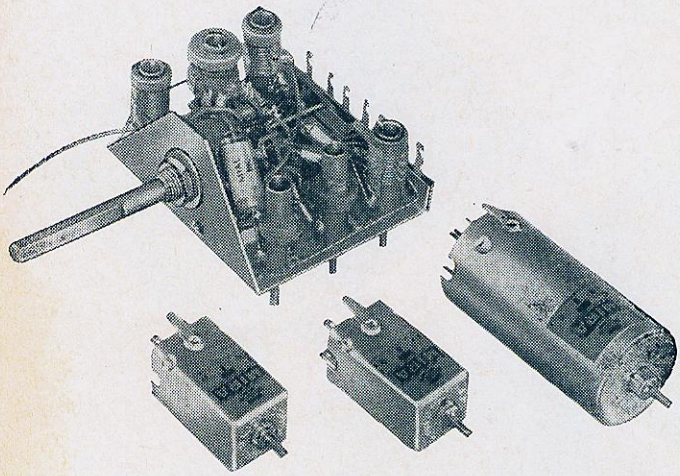
MIRA

ANTES SÒMENTE NO JAPÃO
AGORA TAMBÉM NO BRASIL



BOBINAS SUPER MINIATURA PARA RÁDIOS PORTÁTEIS DE QUALQUER TAMANHO. FABRICAMOS DE ACÒRDO COM O SEU DEPARTAMENTO TÉCNICO E SOB RIGOROSO TESTE DE QUALIDADE.

CONSULTEM-NOS QUE TEREMOS SATISFAÇÃO EM ATENDÊ-LOS



MONOBLOCO PARA TRANSISTORES

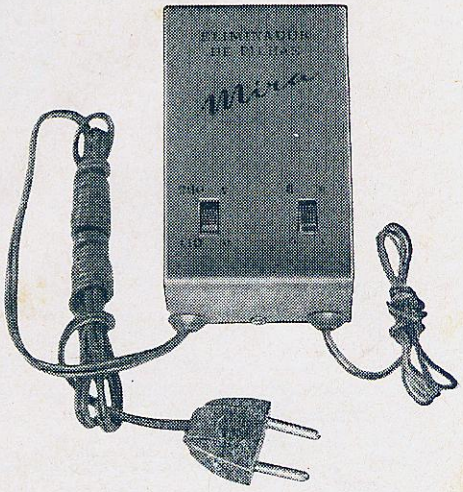
de 3 a 4 faixas, com a tradicional garantia **dos legítimos produtos "MIRA".**

Dimensões: 38 mm — largura 79 mm — comprimento — 64 mm.

SUPER-FONTE DE ALIMENTAÇÃO

entrada — 110/220 V/50-60 Hz
saída — 6 e 9 V ⎓ 0,4 amp.
retificação em ponte
filtragem por indutância e capacitores.

Para rádio transistorizados, pequenos gravadores, intercomunicadores, "flashs" eletrônicos, toca-discos portáteis e aparelhos similares.



À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

Fábrica e Escritório:

TRANSMINI INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.

RUA BORBA GATO, 211 — PINHEIROS — TELEFONE: 282-8273 — SÃO PAULO

COSMOPLAY

RÁDIO-FONÓGRAFO MOD. 3739



Portátil
de 3 faixas
e 3 rotações

Circuito: 7 transistores, 5 diodos
Faixas: O.M. 520 - 1650KHz
O.C. I 4,6 - 6,4 MHz
O.C. II 8,8 - 12,5 MHz
Potência de saída: 1000 mW, sem distorção 800 mW - Altofalante: 8,5 x 12,5 cm (oval) - Antena: telescópica para ondas curtas e antena de ferrite p/ ondas médias. Rotação do Toca-Discos: 33 1/3, 45 e 78 rpm.
Cabeça reprodutora: Cristal com agulhas reversíveis.
Dimensões: 244 x 376 x 105 mm.
Pêso: 3 kg sem pilhas
Fonte de alimentação: 6V. (4 pilhas tamanho "D") C.A. 110 V. ou 220 V.

motoplay

S.A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO
AV. PROF. FRANCISCO MORATO, 5291
C.P. 11.026 - TEL. 282-9014 - SÃO PAULO - SP

CONSUMIDORES DE PRODUTOS *douglas* NO BRASIL

Queríamos dar uma relação completa dos nossos consumidores. Não foi possível: o espaço era pouco.

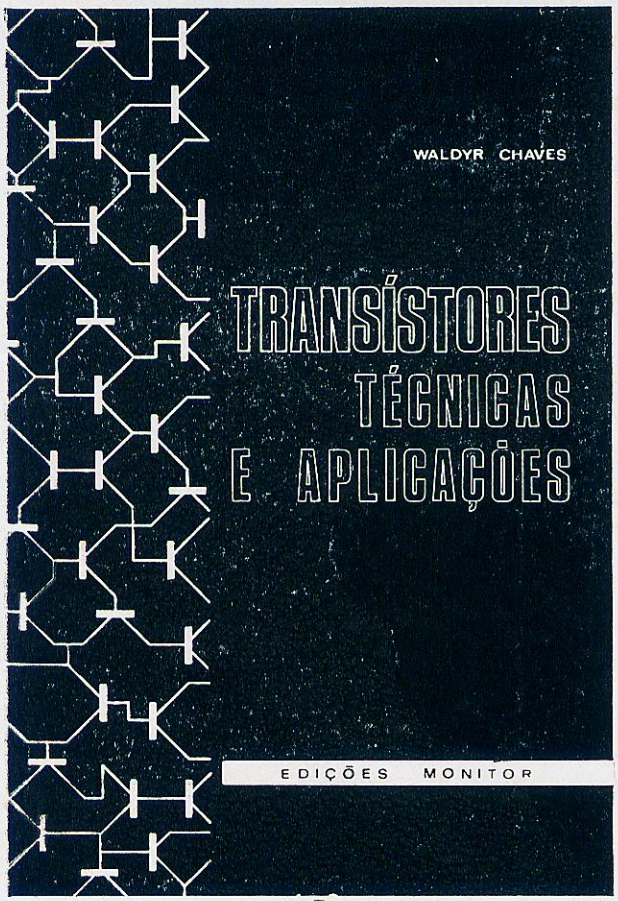
Resolvemos então, assinalar em preto, as regiões onde talvez não fôsse possível encontrar componentes DOUGLAS.



douglas RADIOELÉTRICA S. A.

R. Melo Peixoto, 161 - C. Postal 7755 - End. Telegr.: "Bobinas"
Fones: 295-0722 - 295-0861 - São Paulo

O LIVRO QUE VOCÊ ESPERAVA



DE AUTOR BRASILEIRO PARA OS TÉCNICOS E ESTUDANTES BRASILEIROS.
ATUALIZADO E ACESSÍVEL, COM EXEMPLOS DE APLICAÇÃO PRÁTICA, POSSIBILITANDO A MELHOR COMPREENSÃO DOS ASSUNTOS TRATADOS.

Focalizando desde as ligações típicas do transístor até seu uso como amplificador de vídeo, a obra abrange os mais diversos assuntos como polarização, uso das curvas características, amplificadores de alto e baixo nível, amplificadores de F.I., CAG, o transístor em VHF e UHF, medidas, etc. Finalizando, encontramos diversos projetos práticos.

Tudo isso numa linguagem clara, com inúmeros exemplos práticos e farta ilustração. 303 páginas, 212 figuras. Um livro de Waldyr Chaves.

PREÇO DE LANÇAMENTO . . . . . NCr$ 18,00

À VENDA NAS LIVRARIAS ESPECIALIZADAS OU NO

INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR S. A.

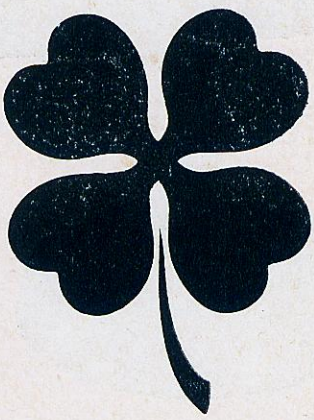
Rua dos Timbiras, 263 -- Caixa Postal 30.277 -- SÃO PAULO

AGORA É MAIS FÁCIL...

AGORA VOCÊ CONTARÁ,
TAMBÉM AQUI NO BRASIL, COM OS DISPOSITIVOS
ELETRÔNICOS DA MAIS AVANÇADA TECNOLOGIA

DIODOS

TRANSISTORES



CIRCUITOS INTEGRADOS

DISPOSITIVOS MÚLTIPLOS

A «Linha quentíssima» dos Semicondutores

está na recém-inaugurada TELEIMPORT ELETRÔNICA LTDA.

que escolhe o melhor para você

DISTRIBUIDOR
dos Semicondutores

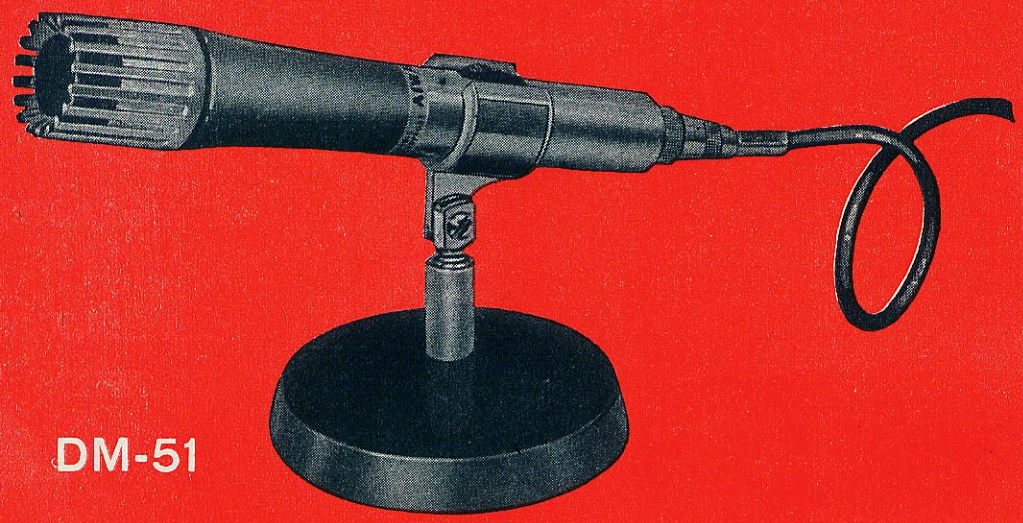
MOTOROLA

TELEIMPORT
ELETRÔNICA LTDA.

Rua Santa Ifigênia, 402 -- 10º andar -- Fone: 37-7616 -- End. Teleg.: «DISPOSITIVOS» -- SP -- 2

MICROFONES AIWA

QUALIDADE E PERFORMANCE



DM-51

TIPOS PREFERENCIAIS

Mod.	Imped.	Nível saída	Resp.-Ciclos	Caract.	Tipo	OBS.
DM-6	50K Ω	— 75 DB	90 — 10.000	NÃO-DIREC.	DINÂM.	
DM-10	50K Ω	— 77 DB	50 — 12.000	"	"	C/INTER.
DM-14	50K Ω	— 75 DB	80 — 10.000	"	"	
DM-47	50K Ω	— 73 DB	100 — 12.000	UNIDIREC.	"	C/INTER.
DM-51	50K Ω	— 77 DB	50 — 15.000	NÃO-DIREC.	"	C/INTER.
DM-61	10K Ω	— 72 DB	150 — 11.000	"	"	
DM-64	10K Ω	— 70 DB	200 — 10.000	UNIDIREC.	"	C/INTER.
DM-65	50K Ω	— 72 DB	150 — 11.000	NÃO-DIREC.	"	
DM-66	50K Ω	— 75 DB	50 — 15.000	"	"	C/INTER.
DM-67	50K Ω	— 73 DB	100 — 17.000	UNIDIREC.	"	

NOTA: ALÉM DOS TIPOS ACIMA, MANTEMOS EM ESTOQUE LINHA COMPLETA EM TIPOS DINÂMICOS, DE FITA, À CARVÃO E A CRISTAL.

À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

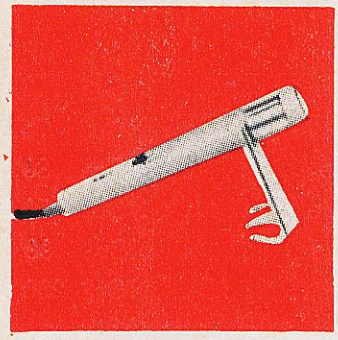
IMPORTADORES

Jensen Comercial Importadora S.A.

RUA VISCONDE DO RIO BRANCO, 52 - LOJA - TEL.: 32-8992
RIO DE JANEIRO - ESTADO DA GUANABARA

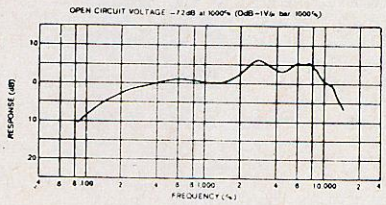
MICROFONES AIWA

QUALIDADE E PERFORMANCE

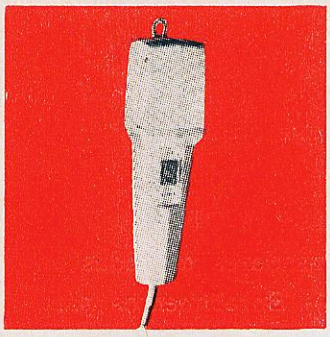


MICROFONE DM-61

- Microfone utilizado em unidades ultra-compactas.
- O melhor microfone do mundo em diâmetro, usado tanto em pedestal como em lapela.
- Fornecido com cabo flexível especial.
- Dotado de interruptor.

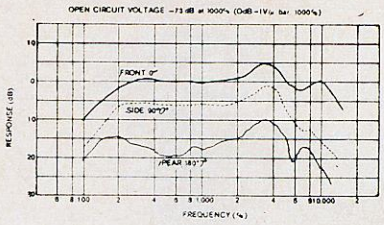


Impedância: 10 K ou 50 K ohms
Nível de saída: — 72 db
Resposta de freqüência: 150 a 11.000 Hz
Características direcionais: não-direcional
Dimensões: 17,5 ϕ x 120 mm
Acabamento: zinco fundido
Outros: suporte plástico com presilha

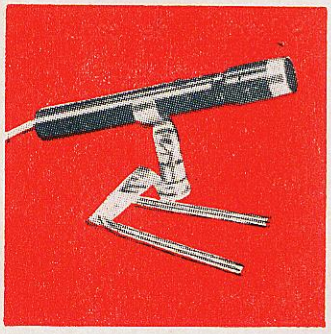


MICROFONE DM-62

- Altamente resistente às alterações de temperatura e umidade. suportando as mais adversas condições atmosféricas.
- Invólucro de plástico inquebrável.
- Altamente eficiente, unidirecional próprio para ser usado em locais de muito ruído.

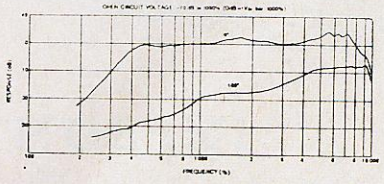


Impedância: 600 ohms ou 50 K ohms
Nível de saída: — 73 db
Resposta de freqüência: 100 a 12.000 Hz
Características direcionais: unidirecional
Dimensões: 35 ϕ x 158 mm
Invólucro: plástico A.B.S.
Outros: chave interruptora



MICROFONE DM-64

- Microfone dinâmico unidirecional, com pedestal opcional.
- Bastante indicado para utilização em locais ruidosos.



Impedância: 600 ohms ou 10 K ohms
Nível de saída: — 70 db
Resposta de freqüência: 200 a 10.000 Hz
Características direcionais: unidirecional
Dimensões: 18 ϕ x 135 mm
Acabamento: zinco fundido
Outros: interruptor embutido

A VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

IMPORTADORES

Jensen Comercial Importadora S.A.

RUA VISCONDE DO RIO BRANCO, 52 - LOJA - TEL.: 32-8992
RIO DE JANEIRO - ESTADO DA GUANABARA

Ofertas "SIMPSON" para você...

- Televisores modêlo 1969 -- 58 cm (23") -- 114º -- Linhas modernas ..... NCr$ 750,00
- Rádios transistorizados 3 faixas de ondas -- Tipo luxo ..... NCr$ 75,00
- Rádios portáteis 3 faixas de ondas -- Diversos modelos ..... NCr$ 80,00
- Radiovitrola -- Transistor ou a fôrça -- Móvel grande ..... NCr$ 350,00
- Mini-Rádio de cabeceira -- Pilha e luz 3 faixas de onda ..... NCr$ 90,00
- Vitrolas portáteis com microfone ..... NCr$ 200,00
- Cinescópios novos e à base de trocas
- Transistores, diodos e válvulas (tôda linha Philips)
- BOBINAS DE FLY-BACK PARA TÔDAS AS MARCAS DE TV
- GRAVADORES: todos os tipos (Consulte-nos)

E MAIS: Solicitem nossa lista de preços que oferecemos estoque completo e variado de:

Alto-falantes -- Antenas de todos os tipos para auto ou TV -- Bobinas para todos os usos -- Chaves de ondas -- Condensadores de tôdas as capacidades -- Conversores "Amaral & Campos" -- Enrolamentos para transformadores -- Ferros de solda -- Fios para montagem -- Fontes de alimentação -- Monoblocos -- Knobs -- Livros técnicos -- Molduras para falantes -- Móveis para radiovitrolas -- Pilhas -- Potenciômetros -- Reguladores de voltagem para todos os fins -- Seletores de canais "Amaral & Campos" -- Resistências de carvão -- Transformadores -- Transistores -- Válvulas -- etc.

"SIMPSOM"

Agora também em **Vitória, Bauru e Osasco**

VITÓRIA: Av. Jerônimo Monteiro, 766 — E.S.
BAURU: Rua Batista de Carvalho, 164 — S.P.
OSASCO: Rua Dna. Primitiva Vianco, 245 — S.P.

Com. e Ind. de Rádio e Televisão SIMPSON Ltda.

RUA DOS GUSMÕES, 319 — SANTA IFIGÊNIA — SÃO PAULO
TELEFONES: 220-8251 -- 220-8758 — CAIXA POSTAL, 6.999

O RELOJOEIRO...

O TÉCNICO DE REFRIGERAÇÃO...

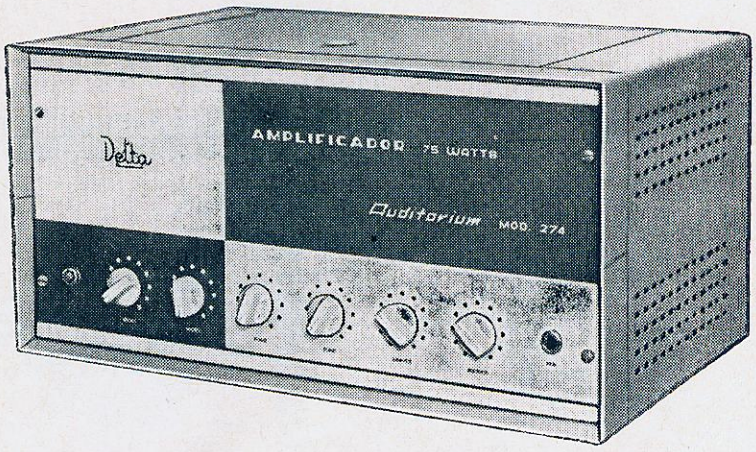
E o MECÂNICO DE AUTOS, de sua cidade...

Consertam produtos de qualquer procedência, mas não fabricam nada, pois, para maior lucro, revendem e instalam produtos de fábricas conceituadas.

VOCÊ QUE É RADIOTÉCNICO DEVE FAZER O MESMO... NÃO MONTE AMPLIFICADORES, POIS

Delta

OFERECE-LHE (COM A EXPERIÊNCIA DE 25 ANOS) A MAIOR E MAIS COMPLETA LINHA DE EQUIPAMENTOS SONOROS FABRICADOS NO BRASIL.



E MAIS AINDA: NOSSO DEPARTAMENTO TÉCNICO LHE AUXILIARÁ, SEM DESPESAS E SEM COMPROMISSO, A PROJETAR SERVIÇOS DE SOM — ATÉ 1.500 WATTS — PARA QUALQUER FIM.

NÃO ENCONTRANDO EM SEU FORNECEDOR HABITUAL ESCREVA À

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

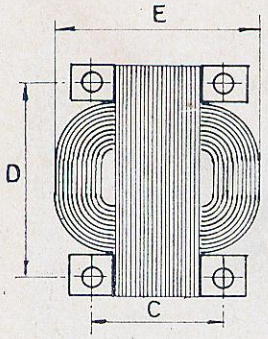
Caixa Postal 2.520 São Paulo

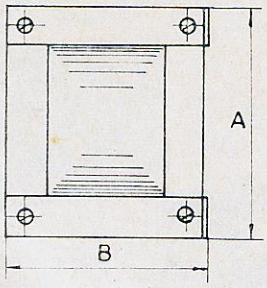
TRANSFORMADORES DE BAIXA-TENSÃO PARA FONTES TRANSISTORIZADAS

Willkason

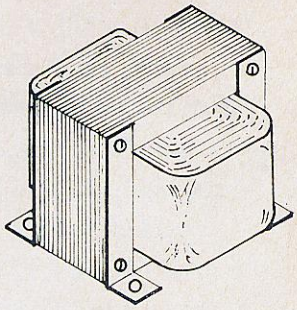
NÚMERO	PRIMÁRIO	SECUNDÁRIO	Idc	TIPOS DE MONTAGEM	MEDIDAS A	B	C	D	E
6767 * =	110/125 V 60 Hz	28 V 6,3 V 10 V	0,5 A 0,3 A 0,1 A	D	68	56	53	44	64
6800 * =	110 + 110 V 60 Hz	26 V 6,3 V	1,35 A 0,6 A	DH	84	70	55	70	72
6801 * =	110 + 110 V 60 Hz	31,5 V 6,3 V	1,5 A 0,6 A	DH	84	70	65	70	82
6802 * =	110 + 110 V 60 Hz	49 V 6,3 V	1,2 A 0,6 A	DH	84	70	65	70	87
6708	110 + 110 V	30 + 30 V 6,3 V	1 A 0,3 A	DH	84	70	80	70	97
6770 * =	110 + 110 V 60 Hz	45 V 6,3 V	1,7 A 0,6 A	D	84	70	75	70	92
6798 * =	110 + 110 V 60 Hz	35 V 6,3 V	1,8 A 0,6 A	D	86	71	73	56	83
6799 * =	110 + 110 V 60 Hz	50 V 6,3 V	2,5 A 0,6 A	D	98	80	69	64	89
6777 *	110/220 V	50 + 50 V 5 V	3,5 A 0,3 A	D	116	96	83	70	106

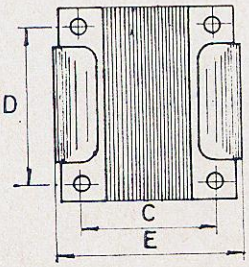
* Blindagem eletrostática
= Blindagem de Dispersão Magnética

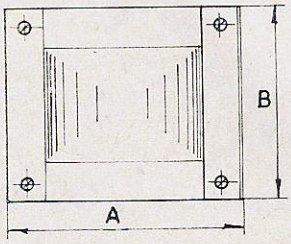




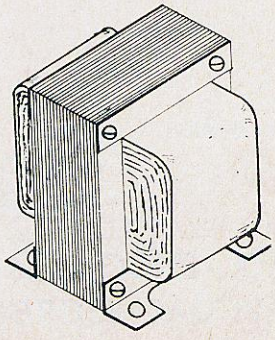
MONTAGEM "DH"







MONTAGEM "D"

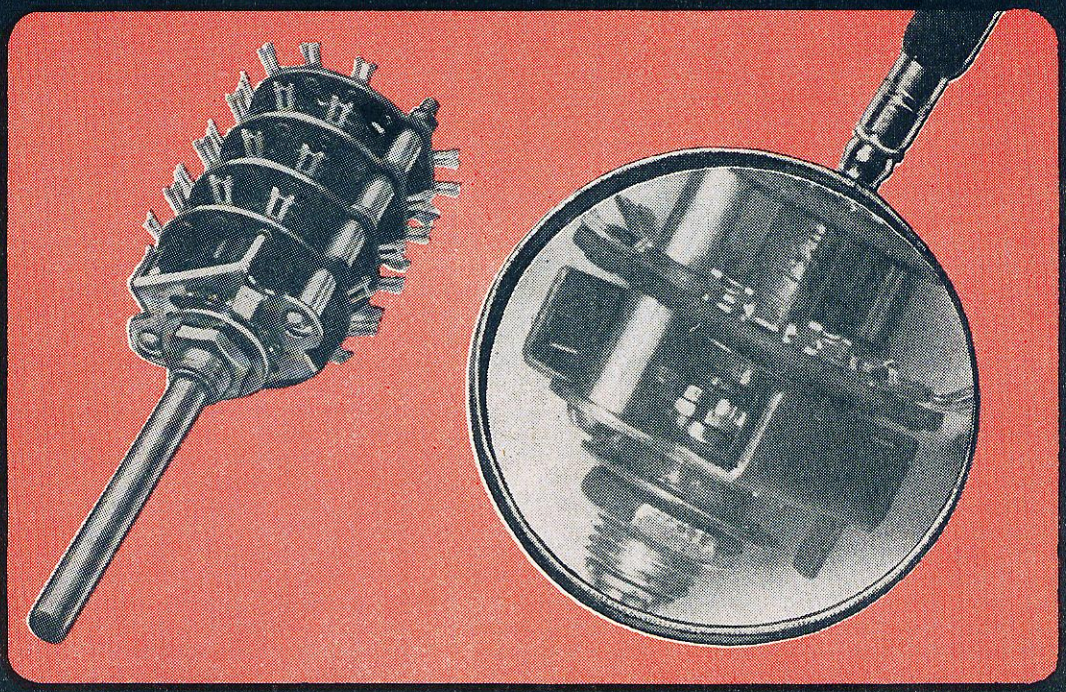


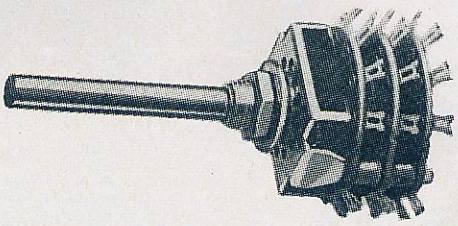
CASA DOS TRANSFORMADORES

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

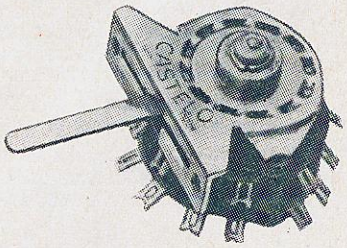
NÔVO SISTEMA

em chaves de ondas





Chaves de ondas, com nôvo sistema mecânico, deslizamento sôbre roletes e molas flutuantes. Tamanhos grande e pequeno.



Chaves de alavanca. Fabricação de tipos especiais sob encomenda ou desenho técnico.

SISTEMA PATENTEADO - FUNCIONAMENTO PERFEITO
SEM VARIAÇÕES DE TORQUE

Solicitem consultas técnicas de nosso laboratório

CASTELO INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Av. 15 de Dezembro, 265 - Fone: 3-1071
Bragança Paulista - E.S.P. - Bairro Tanque Moinho

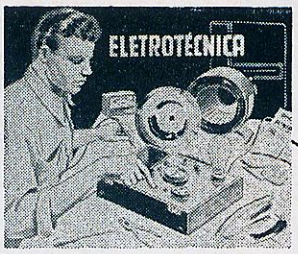
Castelo

GANHE DINHEIRO !

APRENDENDO UMA PROFISSÃO TÉCNICA

Aproveite suas horas de folga para estudar:





RÁDIO-TELEVISÃO
ELETROTÉCNICA
DESENHO



SEM SAIR DE CASA, VOCÊ PODERÁ APRENDER

POR CORRESPONDÊNCIA

uma destas profissões lucrativas para aproveitar as inúmeras oportunidades que o rápido progresso industrial do Brasil está lhe oferecendo. O **INSTITUTO MONITOR**, o maior e mais antigo estabelecimento de ensino técnico por correspondência do Brasil, lhe oferece os mais modernos e eficientes cursos de

RÁDIO - TELEVISÃO

O mais atualizado curso, para você aprender pràticamente a montar rádios, amplificadores e fazer muitas experiências com as ferramentas, materiais e instrumento que receberá absolutamente grátis.

ELETROTÉCNICA

Instruções práticas, com fornecimento inteiramente grátis de um laboratório eletrotécnico portátil, ferramentas e materiais para instalações especiais e a construção de aparelhos elétricos.

DESENHO { Mecânico, Arquitetônico, Artístico e Publicitário

Aos alunos dêstes cursos serão fornecidos grátis, prancheta, régua T, esquadros, escala, jôgo de compasso, tintas, pincéis etc. para a execução dos trabalhos práticos.



MENSALIDADES AO ALCANCE DE TODOS
DURAÇÃO MÍNIMA DO CURSO: 5 MESES

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO PROFISSIONAL DO ESTADO DE SÃO PAULO SOB Nº 5-COR

Assegure seu
FUTURO!
MANDE AINDA
HOJE ÊSTE
CUPON

NÚCLEO DE ENSINO PROFISSIONAL LIVRE POR CORRESPONDÊNCIA

INSTITUTO MONITOR

R. Timbiras, 263 - Cx. Postal, 30.277 - S. Paulo

Sr. Diretor: Solicito enviar-me, GRÁTIS, o folheto sôbre o curso de

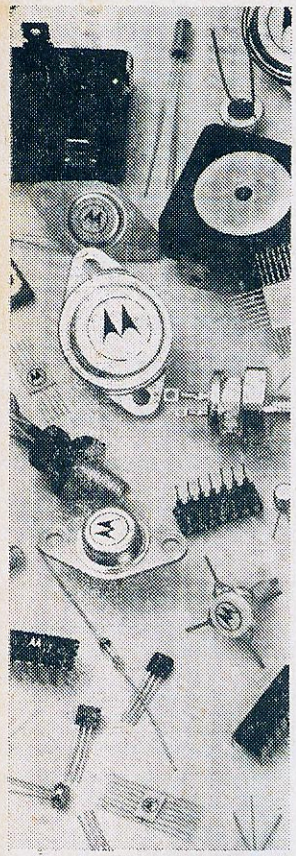
RÁDIO E TELEVISÃO ☐ **ELETROTÉCNICA** ☐ **DESENHO** ☐

Marque com um X o curso que desejar

NOME _____

RUA _____ Nº _____

CIDADE _____ EST. _____



SEU PROBLEMA É SEMICONDUTORES?

Permita-nos ajudar-lhe na seleção adequada para resolvê-lo, dentro da maior linha mundial de semicondutores.

A linha MOTOROLA oferece-lhe mais de 18.000 tipos diferentes de semicondutores "standard," entre os quais:

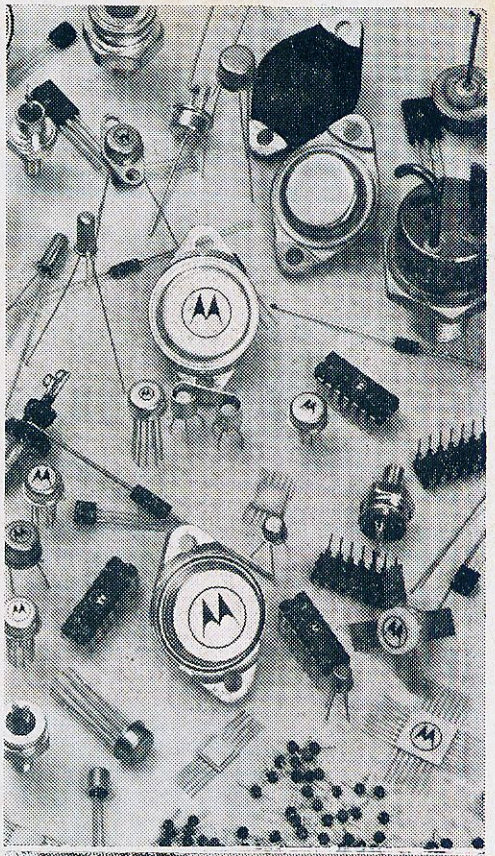
TRANSISTORES DE SILÍCIO
E DE GERMÂNIO
DIODOS E RETIFICADORES
ZENERS
TIRISTORES E DISPARADORES
DISPOSITIVOS MÚLTIPLOS
CIRCUITOS INTEGRADOS
(LINEARES E DIGITAIS)

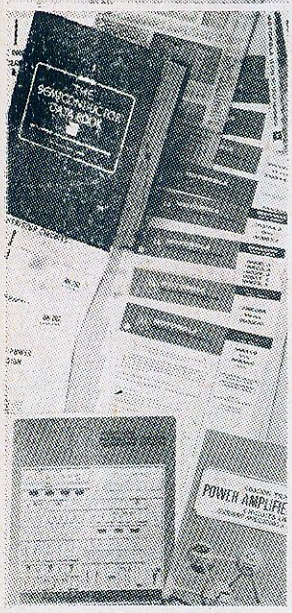
e ainda outros de fabricação especial para atender à exigências específicas.

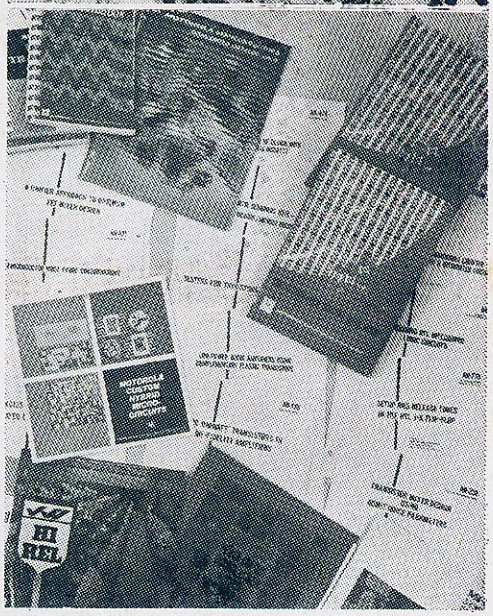
Para assessoria e obtenção de dados técnicos (boletins de especificações, guias de seleção, notas técnicas, catálogos e livros) não hesite: chame-nos pelo telefone

287-2608

(São Paulo) que teremos o máximo prazer em servi-lo.



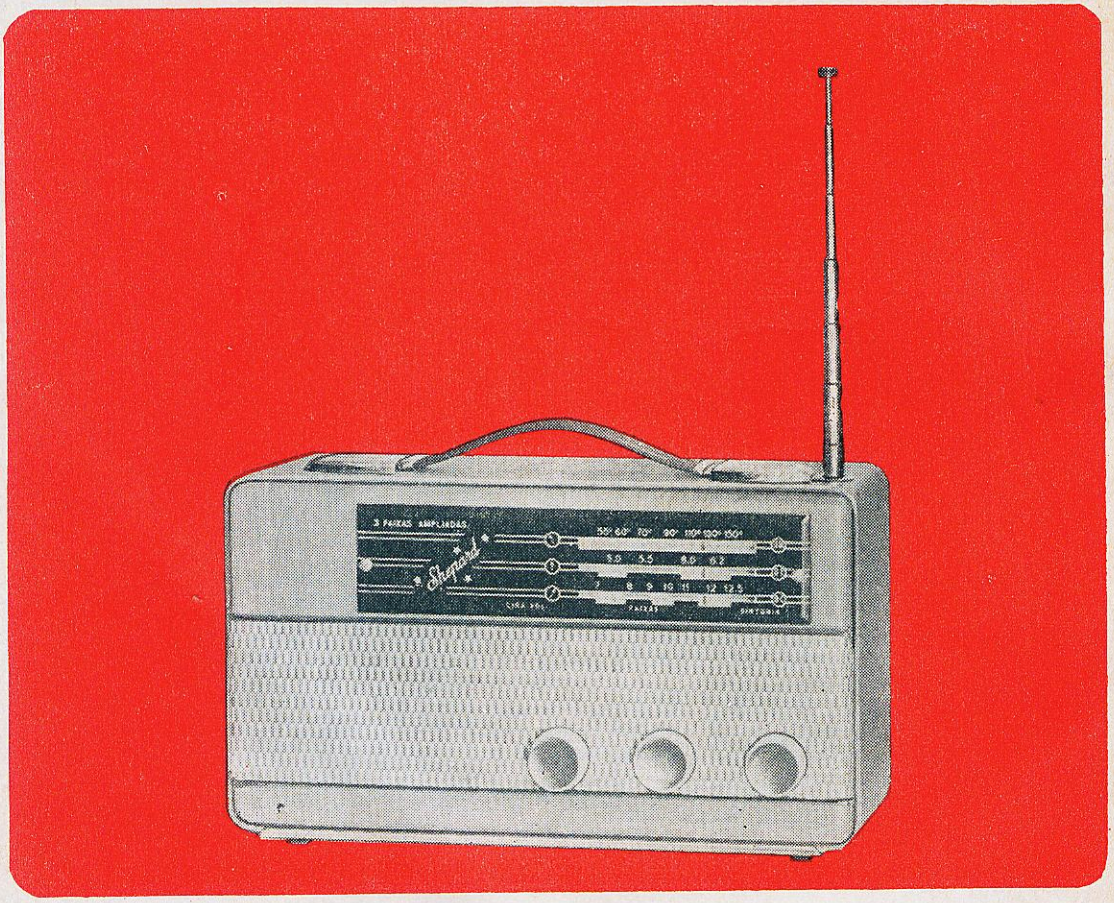




MOTOROLA Semicondutores Do Brasil Ltda
AV. BRIGADEIRO LUIZ ANTONIO, 1892, CONJ. 53 - SÃO PAULO

SHEPARD

JÁ CONSAGRADO PELO PÚBLICO



SUPER RÁDIO TRANSISTORIZADO PORTÁTIL

CARACTERÍSTICAS GERAIS:

- 3 FAIXAS DE ONDAS AMPLIADAS • ALCANCE MUNDIAL COM GRANDE SELETIVIDADE • ÓTIMA SENSIBILIDADE
- 8 TRANSISTORES E 2 DIODOS DE ALTA QUALIDADE • 4 PILHAS COMUNS DE LANTERNA • BAIXO CONSUMO E GRANDE POTÊNCIA • ÓTIMA SONORIDADE COM MÍNIMA DISTORÇÃO • MONTADO EM CIRCUITO IMPRESSO E ALTO RENDIMENTO.
- APRESENTADO COM ALÇA E REVESTIDO DE COURO NAPA EM BELÍSSIMAS CÔRES • ANTENA TELESCÓPICA
- ESCALA DE ACRÍLICO DE FÁCIL SINTONIZAÇÃO.
- PODE-SE ADAPTAR UM ELIMINADOR DE PILHAS.

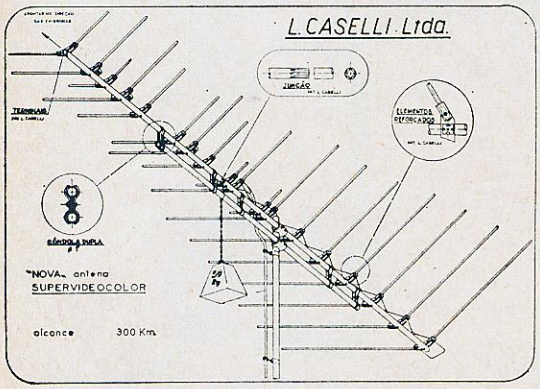
IBK - IND. BRASILEIRA DE KITS ELETRÔNICOS LTDA.

MATRIZ: RUA DOS TIMBIRAS, 257 **FILIAL: R. SANTA IFIGÊNIA, 497 — S. PAULO**

A "Nova" Supervideocolor, que apresentamos com justificado orgulho, foi comparada, em nosso campo de provas, com as melhores antenas estrangeiras "especialmente importadas".

A garantia que é a **melhor** antena existente, para longa distância e para todos os canais, ficou documentada e à disposição de todos os interessados que ficam convidados para uma visita ao nosso laboratório, às 2as. e às 5as. feiras.

A passagem de ida e volta para São Paulo será reembolsada por nós.



"Nova" Antena Supervideocolor - Original **NCr$ 94,60**

Amplificador 213-T de DOIS transistores - Ganho garantido 18 a 20 db - Fator de ruído melhor de 6 db ..... **NCr$ 110,00**

Conjunto Supervideocolor - Amplificador 213-T **NCr$ 200,00**

Preço líquido para despacho em 24 horas.

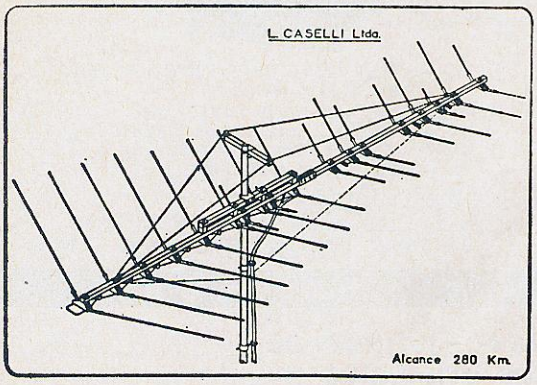
Remeter cheque visado ou ordem de pagamento à fábrica.

Antenas "Espinha de peixe"

1.ª linha, isoladores brancos em polietileno puro, refôrço em todos os elementos, qualidade L.C.

EP	18 elementos, alcance 280 Km ..... (incluso suporte e embalagem)	**NCr$ 72,60**
EP	10 elementos, alcance 240 Km	**NCr$ 41,80**
EP	8 elementos, alcance 200 Km	**NCr$ 36,30**
EP	4 elementos, alcance 80 Km	**NCr$ 24,20**

Para todos os canais VHF — FM — UHF



ANTENAS L. CASELLI

FABRICA:

SÃO JOSÉ DOS CAMPOS — SÃO PAULO

Rua Santa Clara, 276 — Fones: 2586 - 3228

Distribuidor: São Paulo

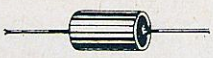
ELETRONICA WALGRAN

Rua Aurora, 248 — Tel.: 34-6516

Indicar a transportadora preferida.

CHERRY

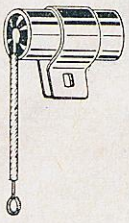
CONDENSADORES PARA RÁDIOS, TELEVISORES E VEÍCULOS.



Condensadores a óleo.



Condensadores poliéster.



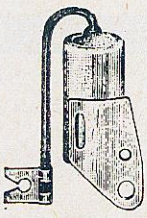
Volkswagen Sedan, Kombi e Karman-Ghia, com e sem braçadeira, todos

Porche - Goliath - 1957-58

Borgward Isabella - 1957-61

Linha Ford Brasil - todos

Ford 8 - 1957-59
Edsel 8 - 1958-59
Lincoln e Mercury - 1957-59
Ford USA 8 - 1957-62
Ford F-100, F-350, F-600

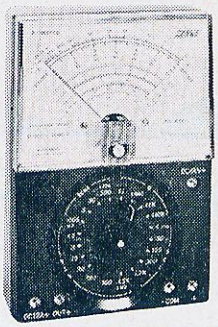


Ind. Eletrônica CHERRY S.A.

Rua Pres. Soares Brandão, 237 - Fones: 63-9608 e 63-9677 - Cx. Postal, 2892 - End. Tel.: "Cherrybras" Insc. 104077620 - C.G.C. 60.401.015 - S. Paulo - Capital

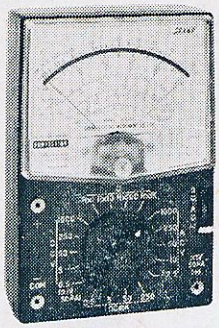
TESTE COM O MELHOR...

OS MULTIMETROS SANWA OFERECEM O MAXIMO EM DESEMPENHO, DURABILIDADE, VERSATILIDADE E SIMPLICIDADE DE MANEJO.



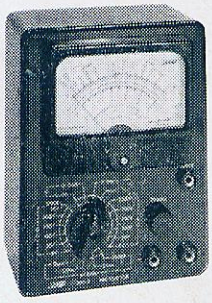
DC V: 0,3V 1,2V 3V 12V 30V 120V 300V
1,2kV 6kV (20kΩ/V)
AC V: 6V 30V 120V 300V 1,2kV (8kΩ/V)
DC A: 60μA 3mA 30mA 300mA 12A
OHM : X1 X100 X1k X10k
(min. 0,5Ω e max. 50MΩ)
DB : −10~+17~+63db
BATERIAS: uma de 1,5V e uma de 22,5V.

Modêlo A-303TRD



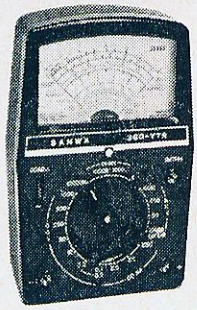
DC V: 0,1V 0,5V 5V 50V 250V 1kV (20kΩ/V)
AC V: 2,5V 10V 50V 250V 1kV (8kΩ/V)
DC A: 50μA 0,5mA 5mA 50mA 250mA
OHM : RX1 RX10 RX100 RX1k
(min. 1Ω e max. 5MΩ)
DB : −20~+10db, +5~422~+62db
MEGOHM: 1~500M
μF (C): 100pF~0,2μF) com fonte externa
BATERIAS: duas de 1,5V.

Modêlo U-50DN



DC V: 5V 2,5V 100V 250V 500V (50kΩ/V)
1kV 5kV (25kΩ/V)
AC V: 5V 25V 100V 250V 500V 1kV (5kΩ/V)
DC A: 25μA 2,5mA 25mA 250mA
OHM : 0~10k 0~100k 0~1M 0~100M
(min. 2Ω e max. 100MΩ)
DB : −20~+16~+62db
BATERIAS: uma de 1,5V e uma de 22,5V.

Modêlo 320-X



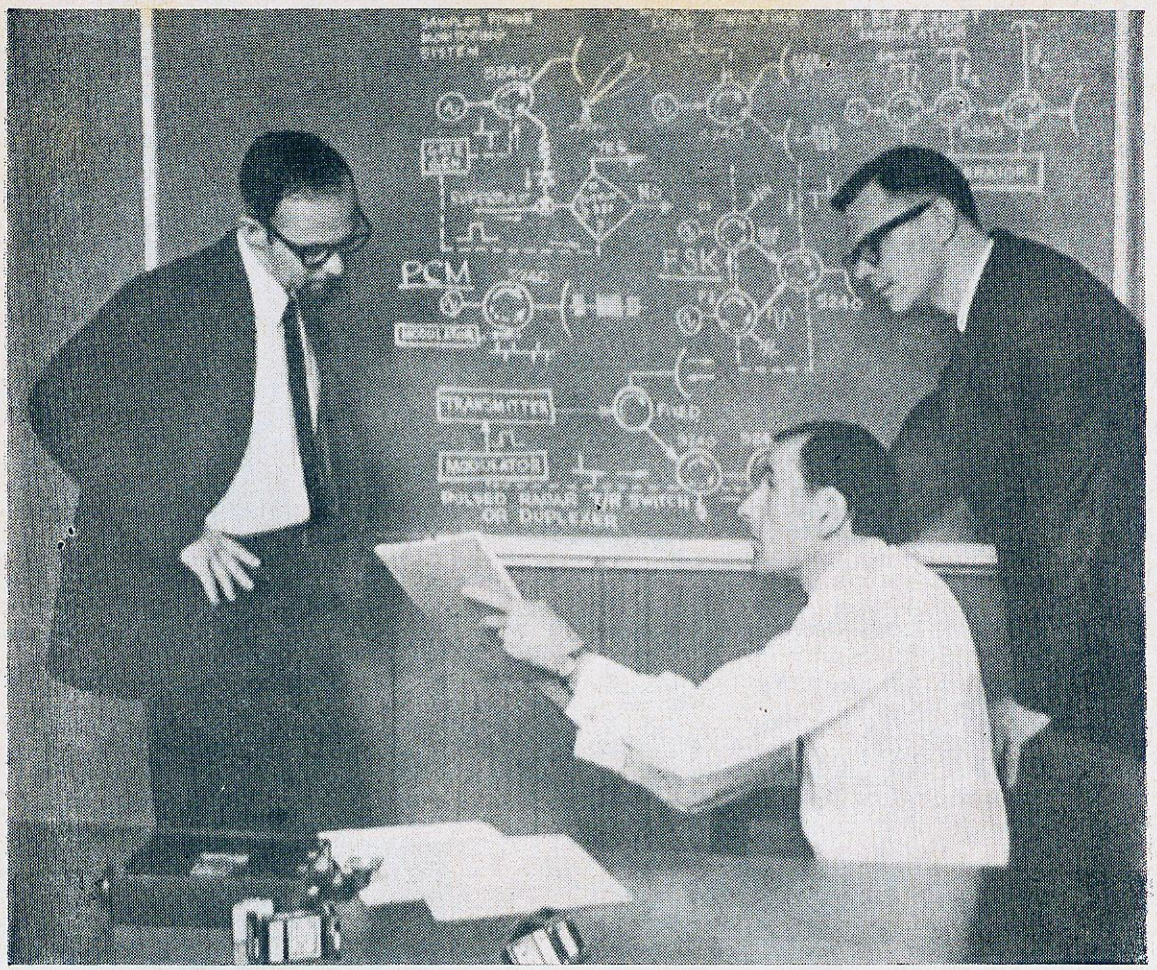
DC V: 0,5V 2,5V (10kΩ/V) 10V 50V 250V
500V 1kV (4kΩ/V)
AC V: 10V 50V 250V 1kV (4kΩ/V)
DC A: 100μA 2,5mA 25mA 250mA
OHM : R 100R 1000R 10000R
(min. 1Ω e max. 20MΩ)
DB : −10~+22~+62db
μF (C): 0,001~0,3μF
H (L): 20~1000H) com fonte externa
BATERIAS: duas de 1,5V e uma de 22,5V.

Modêlo 360-YTR

VERIFIQUE VOCÊ MESMO PORQUE MAIS DE 80% DOS MULTÍMETROS UTILIZADOS NO JAPÃO LEVAM A MARCA SANWA, E PORQUE OS MULTÍMETROS SANWA SÃO UTILIZADOS EM MAIS DE 90 PAÍSES.

SANWA ELECTRIC INSTRUMENT CO., LTD.

Dempa Bldg., 2-chome, Sotokanda, Chiyoda-ku, Tokyo, Japan. Cable: "SANWAMETER TOKYO"



A SOLUÇÃO É RCA!

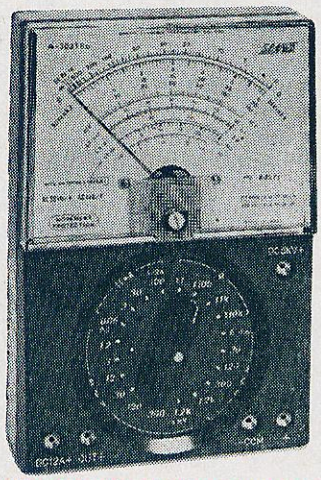
TRANSISTORES DE ÁUDIO, PARA AMPLIFICADORES ATÉ 70 WATTS
VÁLVULAS TRANSMISSORAS
VÁLVULAS RETIFICADORAS DE VAPOR DE MERCÚRIO
VÁLVULAS TIRATRONS
VÁLVULAS INDUSTRIAIS
VÁLVULAS REGULADORAS DE TENSÃO
VÁLVULAS FOTOMULTIPLICADORAS
VÁLVULAS CONVERSORAS DE IMAGEM INFRAVERMELHA
TUBOS DE RAIOS CATÓDICOS
KLYSTRONS

REVENDEDOR ESPECIALIZADO NA GUANABARA EM COMPONENTES ELETRÔNICOS PROFISSIONAIS RCA

SATURNO BRASILEIRO IMP. EXP. LTDA.

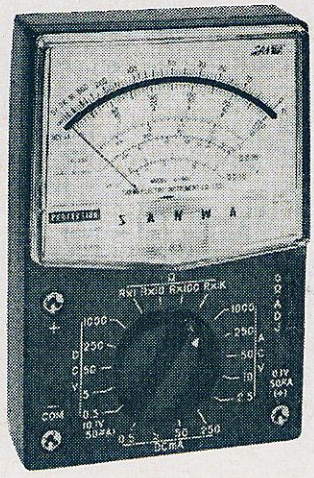
AV. MARECHAL FLORIANO, 123 - 2º ANDAR
FONES: 243-4744 e 243-4795 - RIO DE JANEIRO

OS PRODUTOS SANWA SATISFAZEM CLIENTES EM 90 PAÍSES



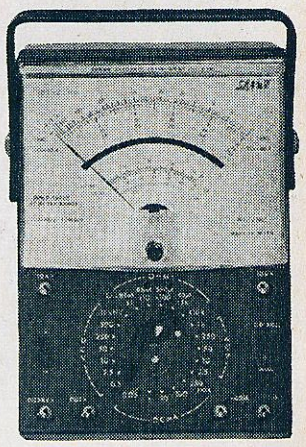
MULTITESTE SANWA A-303 TE$_D$

Volts DC: 0,3 - 1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 V - 1,2 KV - 6KV (20 KΩ/V) - 25 KV (c/ ponta de prova esp.).
Volts AC: 6 - 30 - 120 - 300 V - 1,2 KV (8 KΩ/V).
Corrente DC: 60μA - 3 mA - 30 mA - 300 mA - 12 A.
Resistência: x1 - x100 - x 1K - x 10K (mín, 0,5 Ω, máx 50 MΩ)
Decibéis: - 10 ⁀ +17 ⁀ + 63 db.



MULTITESTE U-50$_D$

DC volts: 0,1-0,5-5-50-250-1000 V (20KΩ/V)
AC volts: 2,5-10-50-250-1000 V (8KΩ/V)
Corrente DC: 50μA-0,5-5-50-250 mA
Ohms: R × 1, R × 10, R × 100, R × 1 K (mín. 1 Ω, máx. 5MΩ)
Capacitância: 100 pF a 20,2 μF (fonte externa)
Decibéis: —20 a +62 db.



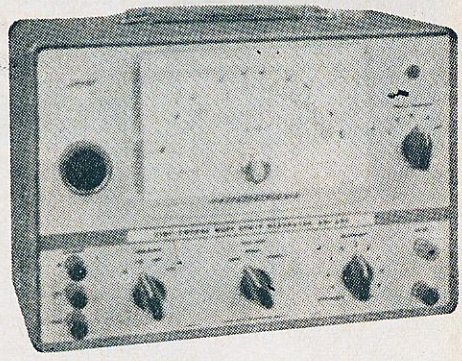
MULTIMETRO 501 - ZTE$_D$

DC volts - 0-0,25-0,5-2,5-10-50-250--500 V - 1 KV - 5 KV.
25 KV (com ponta especial) (20 KΩ/V).
AC volts - 0-2,5-10-50-250 V - 1 KV (4 KΩ/V).
DC mA - 0-0,5-1-10-100-250 mA.
Ohms - Até 50 MΩ.
Decibéis - 10 a +62 db.



GERADOR DE SINAIS DE RF SO-11S

Gerador de sinais, pequeno e de baixo custo, incluindo, porém, tôdas as funções básicas dos geradores mais elaborados. Circuito oscilador tipo Hartley para assegurar melhor estabilidade e precisão.
Gama de frequências: 100 KHz a 300 MHz, em 7 faixas, precisão 1%.
Atenuadores: escalonado (com 4 degraus de 20 db) e contínuo (de 20 db).
Modulação: interna (400 Hz) e externa.



GERADOR DE AUDIO AG-202

Fonte de sinais ideal para alinhamento, medições e teste de circuitos de áudio. Amplo dial. Ondas senoidais estáveis e de precisão. Ondas quadradas obtidas por "Schmitt Trigger".
Ondas senoidais: 20 Hz a 200 KHz em 4 faixas. Saída superior a 8 V RMS. Resposta dentro de + ou — 0,5 db.
Ondas quadradas: 20 Hz a 200 KHz em 4 faixas. Saída superior a 10 Vp-p. Resposta dentro de + o u — 0,5 db.
Ondas complexas:3 KHz a 20 KHz. Saída superior a 25 V p-p: Relação de amplitude, 4 : 1.

Quando um fabricante possui clientes satisfeitos em 90 países, seu produto deve ser bom.

SANWA ELECTRIC INSTRUMENT Co., Ltd.

Dempa Bldg., 2-chome, Sotokanda, Chiyoda-ku, Tokyo, Japan.
Cable: "SANWAMETER TOKYO"

"CARDEAL" Materiais Elétricos S.A.

IMPORTAÇÃO — EXPORTAÇÃO — INDÚSTRIA E COMÉRCIO
RUA VICTÓRIA, 371 - FONE: 35-5400
SÃO PAULO - BRASIL

RÁDIO e TELEVISÃO

ANO XXIII — N.º 261 — JANEIRO DE 1970

Amplificador Reforçador para Guitarras - 50 watts

Jack Jaques
de RADIO-ELECTRONICS

Faça as paredes tremerem adicionando êste reforçador ao seu amplificador de baixa potência.

Se você construiu o amplificador para guitarra, que publicamos na revista n.º 258, é provável que já esteja pensando em aumentar sua potência de saída. Para isso, apresentamos aqui um amplificador reforçador capaz de fornecer uma potência de saída de 50 watts. Aliás, êle poderá fun-

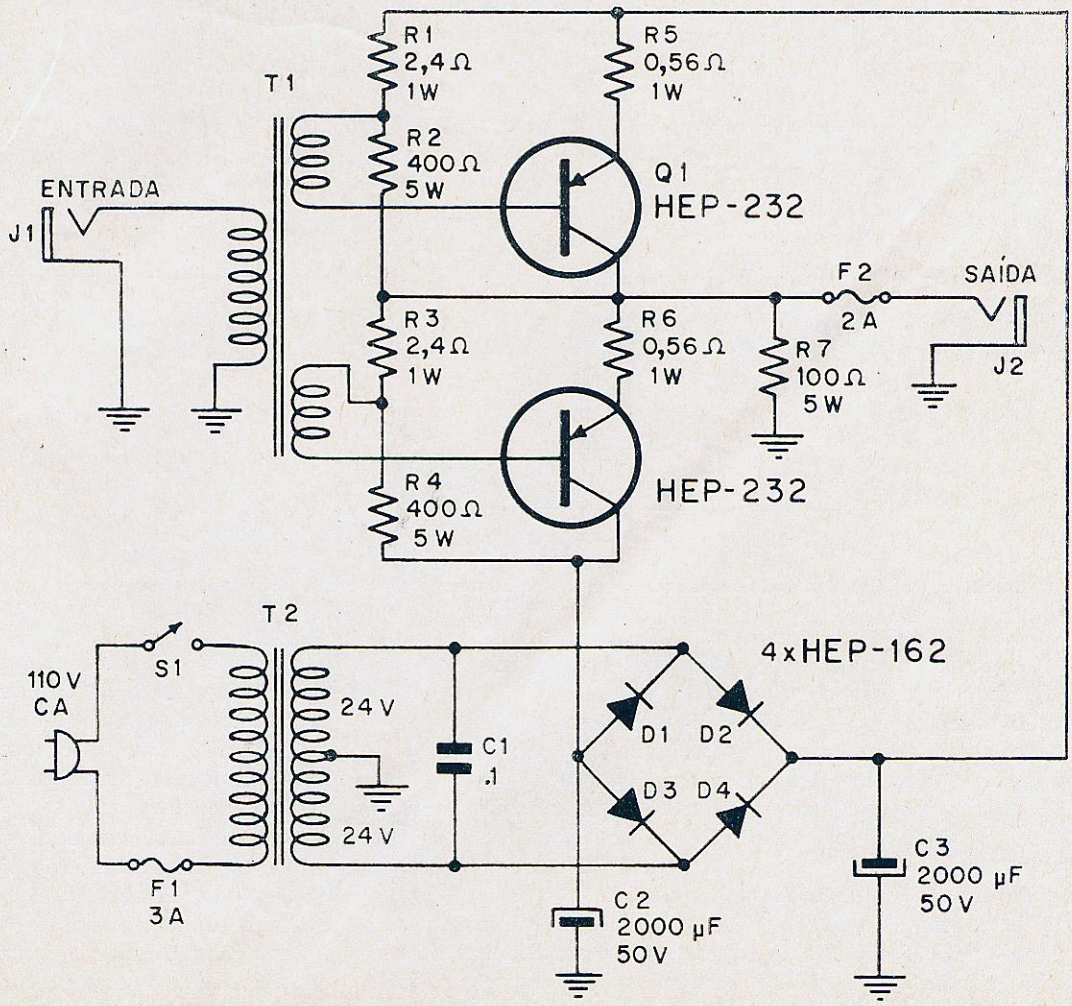


Figura 1

Diagrama esquemático do amplificador reforçador de 50 watts.

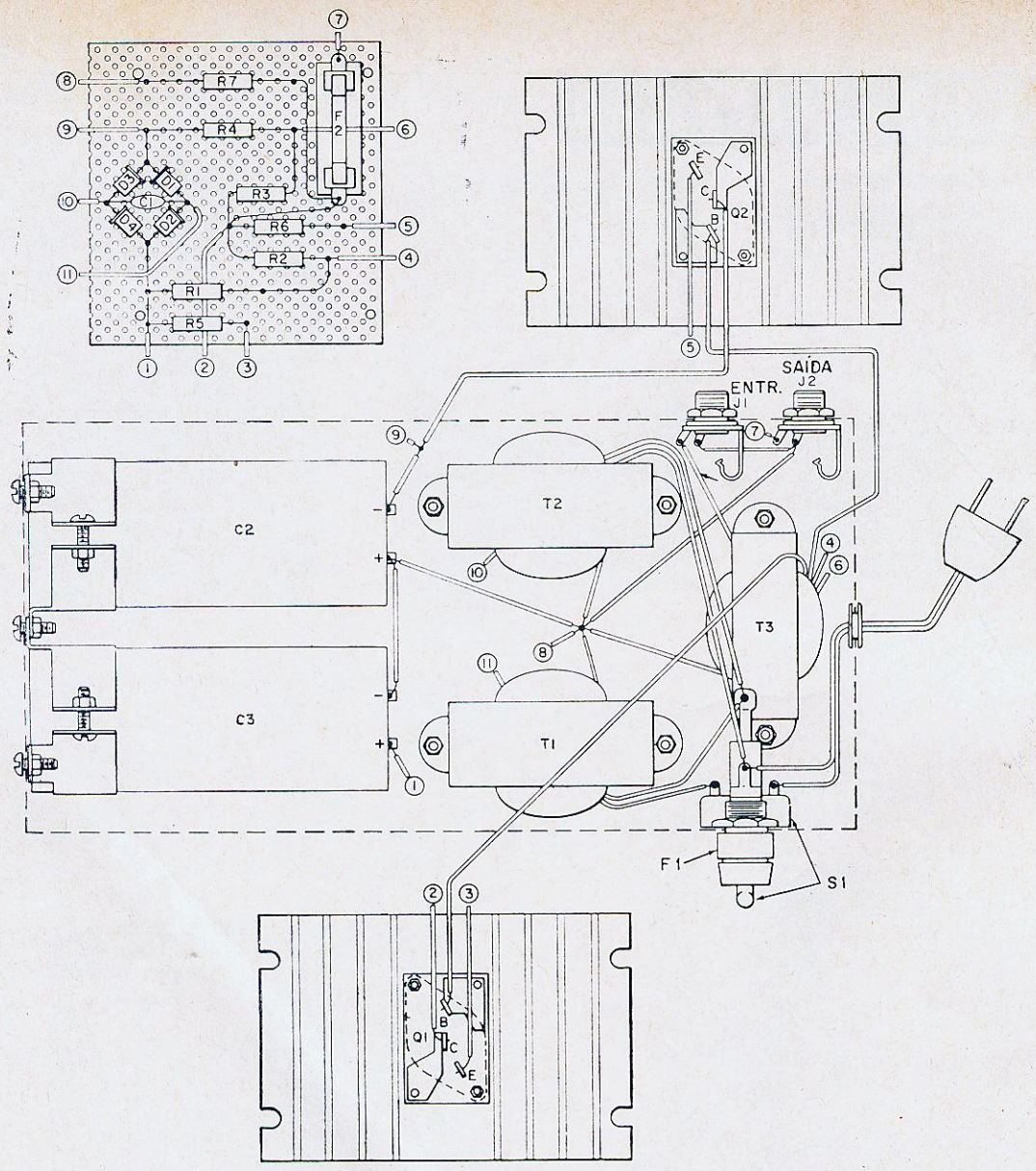


Figura 2

Detalhes das ligações dos componentes. Os componentes pequenos são montados numa placa isolante perfurada.

cionar não só em conjunto com o amplificador da revista n.º 258, como também com qualquer outro amplificador de baixa potência. O circuito (figura 1) é uma versão melhorada de um projeto original da Delco.

Quando nosso amplificador reforçador alimenta uma carga resistiva de 8 ohms e é excitado por um sinal de 1 volt pico-a-pico, sua resposta de frequência é plana de 20 Hz a 15 KHz, e cai apenas 1 db a 20 KHz.

Montagem

A montagem é relativamente simples. Todos os componentes são montados num chassi de alumínio, medindo 7,5 cm de altura, 12,5 cm de largura e 25 cm de comprimento.

Antes de iniciar a montagem dos componentes (condensador de filtro, abraçadeiras, transformadores, dissipadores de calor etc), coloque-os em suas respectivas posições, faça as marcações e fure o chassi. Embaixo de cada transistor de potência deve-se fazer um furo de cêrca de 2,5 cm de diâmetro. A figura 2 apresenta os detalhes das ligações de todos os componentes. A figura 3 mostra o aspecto externo do amplificador depois de montado. A alça facilita o transporte.

Se o amplificador reforçador fôr usado em conjunto com o amplificador para guitarra, bastará ligar a saída para alto-falante do amplificador para guitarra à entrada do am-

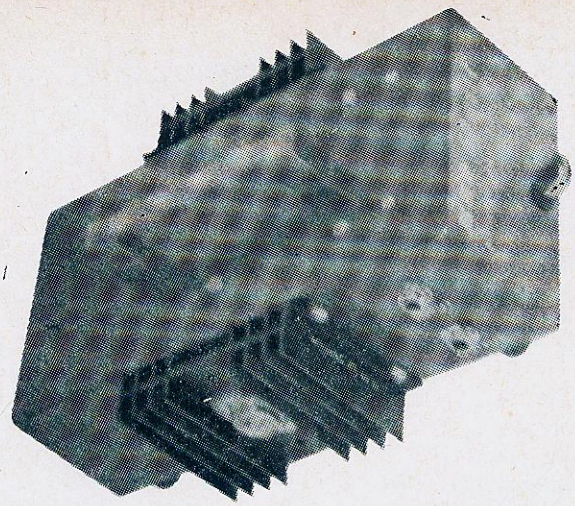


Figura 3

Vista externa do amplificador, destacando-se um dos transistores de saída, montado no dissipador de calor e os jaques de entrada e de saída.

plificador reforçador. À saída dêste deverá ser ligado um bom alto-falante ou conjunto de alto-falantes ligados de maneira que a impedância resultante seja de 8 ohms. Os transistores de potência deverão ser montados em dissipadores de calor adequados e, para que haja melhor transferência de calor, pode-se usar graxa de silicone nos isolantes de mica.

E isto é tudo. Siga as instruções, efetue uma montagem caprichada e você terá um amplificador com "aquêle" som e "aquêle" volume.

Lista de componentes

C1 — 0,1 μF, 100 V, disco cerâmico
C2, C3 — 2000 μF, 50 V, eletrolítico
D1, D2, D3, D4 — retificador de silício, 3 A, 200 V
F1 — fusível 3A
F2 — fusível 2A
J1, J2 — jaques circuito aberto
Q1, Q2 — transistores HEP-232
R1, R3 — 2,4 ohms, 2 W, 5%
R2, R4 — 400 ohms, 5 W, 5%
R5, R6 — 0,56 ohms, 5 W, 5%
R7 — 100 ohms, 5 W, 10%
S1 — interruptor simples
T1 — transformador, primário: 110 V, secundário: 48 volts, 1 A, com derivação central
T2 — tranformador "driver", 6:1:1

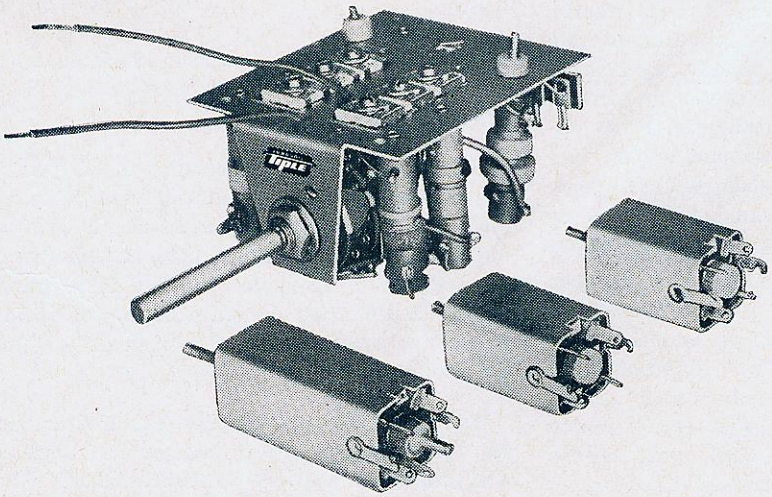
Dissipadores (2) de calor para os transistores de potência.

Ω

MONOBLOCO PARA TRANSISTOR

3 FAIXAS

TIPLE



AGORA

Também fabricamos as famosas Bobinas

"TIPLE"

conservando a tradicional qualidade.

Ind. e Com. de Aparelhos Eletrônicos Ltda.
Rua Pedro, 684 -- Fone: 298-2710 -- Caixa Postal 17.031
Tremembé -- São Paulo

ACOPLADORES EM L

Emílio Alves Velho *

Seria quase impossível falar do acoplador em L sem nos referirmos ao acoplador em pi, do qual tratamos em trabalho anterior ("Simplificando o Pi" — Revista n.º 256). Melhor dizendo, apelando para a analogia, ou traçando um paralelo, o assunto torna-se claro, dispensando as tediosas explanações matemáticas.

Em sua configuração básica, é identico ao acoplador em pi, do qual se tenha eliminado o condensador de saída Cs (ver figura 1, **a** e **b**). Os valores dos componentes restantes, Ce e Ls, são, no entanto, diferentes dos empregados no pi.

Para os mesmos valores de impedância de entrada (Ze), e de saída (Zs), o condensador de entrada Ce será menor e a bobina de sintonia Ls será maior em comparação com um acoplador em pi.

Um pi mal dimensionado, com uma bobina excessiva, está sujeito a sintonizar e carregar com o condensador de saída Cs, todo aberto, quando então estará trabalhando realmente como acoplador L. O comportamento elétrico do acoplador em L é bastante diferente do pi; neste podemos escolher de antemão o "Q" do circuito e depois calcular os componentes em função dessa escolha e das impedâncias que devemos adaptar. No acoplador em L não temos essa chance; o Q é resultado da relação dessas impedâncias.

$$Q = \frac{Ze}{Zs}, \text{ sendo:}$$

Ze = impedância de entrada
Zs = impedância de saída
Q = fator de qualidade

Tal como no pi, a impedância de entrada Ze representa a carga ótima requerida pela válvula de RF, vista no lado de entrada do acoplador, definida pela relação:

$$Ze = \frac{Ep}{2Ip}, \text{ sendo:}$$

Ep = tensão real de placa = volts
Ip = intensidade de placa = ampères

A impedância de saída Zs deverá ser, em todos os casos, uma carga puramente resistiva, isto é, uma antena corretamente sintonizada, ligada por um cabo coaxial de impedância adequada.

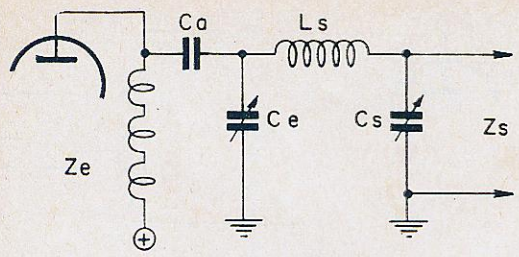
O fato de não podermos impor um determinado "Q" ao acoplador em L acarreta algumas desvantagens, limitando a sua aplicação. Sabe-se que o "Q" ideal para um acoplador de antena está entre 10 e 12 e isso é fácil de explicar. Se fôr muito baixo, as perdas do próprio acoplador serão demasiadas, dissipando energia e dificultando o acoplamento. Se fôr muito alto, as correntes de RF circulantes serão muito altas, aumentando as perdas por atrito e aquecendo os componentes.

Na prática, no entanto, podemos obter um trabalho excelente com um "Q" entre 8 e 16, sem graves objeções.

Nessas condições, o acoplador em L pode ser usado com sucesso para impedâncias de entrada entre 416 e 832 Ω, com antenas de 52 Ω, ou para entradas de 600 a 1.200 Ω, com antenas de 75 Ω Na verdade, o acoplador em L é ideal para as baixas impedâncias de entrada, ao contrário do pi, que, na prática, começa a "mancar" em tôrno dos 1.000 Ω.

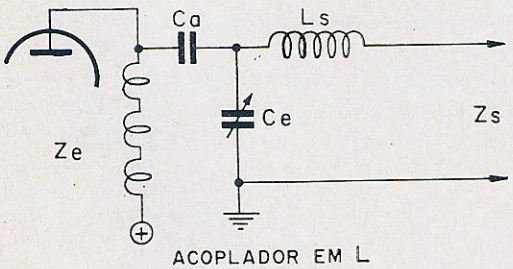
Tal como no caso do pi, a matemática do L foi "amanteigada" por nós, que a adaptamos aos propósitos práticos do radioamador.

* Chefe do Laboratório de Espectroanálise, Laboratório de Carbono e Enxofre e Serviço de Pirometria Eletrônica da Sofunge — S P.



ACOPLADOR EM PI

ⓐ



ACOPLADOR EM L

ⓑ

Figura 1

No final das contas, 96% dos transmissores dessa classe vão alimentar uma antena com um cabo coaxial de 52 Ω ou de 75 Ω. Em vista disso, elaboramos duas receitas: uma para Zs de 52, que cobre a faixa de 50 a 53 e outra para 75, cobrindo a faixa de 70 a 75, conforme a origem dos cabos.

Receita para 52 Ω:

$$Ls = \frac{\sqrt{66 \times 600}}{6{,}3 \times F} = \mu H$$

$$Ce = \frac{160.000}{F \times \left(\frac{52 \times Ze}{\sqrt{48 \times Ze}} \right)} = pF$$

Receita para 75 Ω:

$$Ls = \frac{\sqrt{66 \times Ze}}{6{,}3 \times F} = \mu H$$

$$Ce = \frac{160.000}{F \times \left(\frac{75 \times Ze}{\sqrt{66 \times Ze}} \right)} = pF$$

Nessas fórmulas, a simbologia é a seguinte:

Ls = bobina de sintonia
Ce = condensador de entrada
Ze = impedância de entrada
F = freqüência em MHz

Os números 48, 66 e 6,3 são constantes empregadas nos cálculos e, embora se torne evidente que os números 52 e 75 representam as impedâncias de saída, essas fórmulas não podem ser usadas para outros valores de impedância, pela simples troca dêsses números, pois os demais elementos de cálculos foram "esmerilhados" para essas condições.

Vamos agora a um exemplo prático, como sempre fazemos.

Suponhamos um par de válvulas em paralelo, requerendo um acoplador de antena com uma impedância de entrada Ze de 600 Ω, trabalhando com uma carga de saída de 7 MHz; os valores de Ls e Ce serão:

$$Ls = \frac{\sqrt{48 \times Ze}}{6{,}3 \times 7} = 4{,}5 \ \mu H$$

$$Ce = \frac{160.000}{7 \times \left(\frac{75 \times 600}{\sqrt{66 \times 600}} \right)} = 101 \ pF$$

Se fizermos uma comparação, calculando um acoplador em pi e em L, para as mesmas condições básicas, notaremos certas vantagens de ordem prática em favor do L, nos casos em que pode ser aplicado. Essas vantagens são:

1.ª) Dispensa o condensador de saída Cs.

2.ª) Trabalha com um menor valor de capacitância em Ce, mais fácil de obter.

O "link frio"

Aquilo que passamos a chamar de "link frio" na gíria do nosso grupo de trabalho é a evolução de um antigo acoplador de antenas, hoje quase totalmente abandonado pelas radioamadores "viciados em pi", mas que possui também inúmeras qualidades, aplicáveis a certos casos específicos. Seu nome, originário da palavra inglêsa "link", que significa "elo", deve-se ao emprêgo de um acoplamento indutivo constituído por um elo ou laço de poucas espiras, acoplado a um circuito sintonizado, chamado "tanque de placa", atuando na placa da válvula de potência de RF. A transferência da energia e a adaptação da impedância da antena com a placa da válvula são feitas variando-se o número de espiras ou a distância do link.

Em sua configuração básica consiste de uma bobina, tendo em paralelo um condensador variável, ligado entre placa e +B, tal como em "a" da figura 2. A presença da alta tensão no eixo de comando do váriável obriga o emprêgo de um eixo de comando com acoplamento isolante, a fim de evitar a eletrocussão do operador. Com o advento de bons reatores de placa para RF, hoje em dia tão usados, por causa do pi, algum "iluminado" inventou o sistema apresentado na figura 2-b, onde tôdas as partes estão "frias" sob o ponto de vista da alta tensão. O acoplador "link" goza de inúmeras vantagens de natureza prática, tais como:

1.ª) Serve para adaptar qualquer impedância de entrada com qualquer impedância de saída igual ou mais baixa que a de entrada.

2.ª) O cálculo de Ce e Ls é o mesmo para qualquer impedância de saída e depende apenas da impedância de entrada Ze, da freqüência e do "Q" desejado, o qual, lògicamente, pode ser escolhido, mas que para essa classe de trabalho convém que esteja entre 10 e 12, pelas razões já apontadas anteriormente.

Os valores Ce e Ls podem ser obtidos pelas seguintes fórmulas, válidas para um Q de 10 a 12.

$$Ce = \frac{175.000}{0{,}1 \times Ze \times F} = pF$$

sendo :

Ce = condensador de entrada = pF
Ze = impedância de entrada = Ω
F = freqüência de trabalho = MHz

$$Ls = \frac{25.000}{Ce \times F^2} = \mu Hy$$

Uma vez construída a bobina com a indutância requerida, ficaremos conhecendo o número total de suas espiras, Nt, e, partindo dêsse dado, podemos calcular o número de espiras necessário no link, para uma determinada impedância de saída Zs.

Na prática, no entanto, vários fenômenos e fatôres imponderáveis fazem discrepar os resultados obtidos, em relação aos valores calculados, tornando inevitável a determinação e o ajuste experimental do link.

Um dos problemas com êsse acoplamento indutivo é a dificuldade de obter a carga correta nas freqüências mais baixas, principalmente em

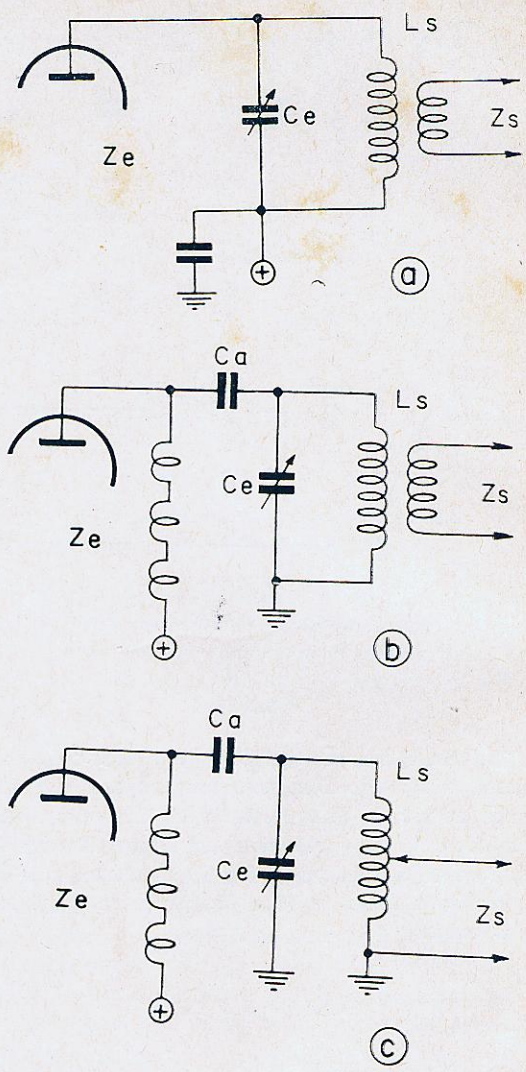


Figura 2

3,5 MHz, requerendo um grande número de espiras no secundário, o que adiciona uma certa quantidade de reatância no sistema de antena.

O sistema de acoplamento e transferência de energia por meio de auto-transformador, como em "c" da figura n.º 2, é muito mais eficiente, permitindo o ajuste da impedância secundária, variando-se a posição da derivação sôbre as espiras da bobina de sintonia.

Chamando-se Nt ao número total de espiras da bobina de sintonia, o número de espiras ao qual deverá ser conectada a carga, e que chamaremos Ns, será dado pela fórmula:

$$Ns = \frac{Nt}{\sqrt{\frac{Ze}{Zs}}}$$

Passemos agora a um exemplo de cálculo de um acoplador dêsse tipo empregando-se uma válvula de RF, requerendo uma carga primária de 1.600 Ω, trabalhando em 3,5 MHz, com uma antena de 52 Ω.

$$Ce = \frac{175.000}{0{,}1 \times 1600 \times 3{,}5} = 313 \text{ pF}$$

$$Ls = \frac{25.000}{313 \times 3{,}5^2} = 6{,}5 \ \mu H$$

Admitamos uma bobina que, devido às suas dimensões físicas, tenha ficado com 15 espiras, portanto Nt = 15.

A antena de 52 Ω será conectada entre o chassi e a derivação de carga contendo um número de espiras Ns, igual a:

$$Ns = \frac{15}{\sqrt{\frac{1600}{52}}} = 2{,}7$$

Devido à inevitável existência de um pouco de reatância de dispersão que aparece mais quando se trabalha com impedâncias de saída muito baixas, a derivação de carga ficará, sem dúvida, um pouco acima do valor calculado.

Encerrando a análise que fizemos sôbre acopladores de antena, passaremos à apreciação geral de seus méritos, incluindo o pi já tratado em artigo anterior.

Acoplador em Pi

É o ideal para a turma do "fuça fuça" que está sempre trocando de antena, pois permite uma ampla margem de ajustes. Seu componente mais critico é a bobina Ls, que, em trabalhos experimentais, pode ser fàcilmente substituída por bobinas de encaixe.

Utilizando condensadores variáveis de capacitância maior do que o necessário, podemos ajustá-los à vontade para equilibrar diversas impedâncias. Requer capacitâncias elevadas em Ce, o que o torna menos adequado para as freqüências mais baixas, porém mais favorável ao trabalho com válvulas em paralelo.

Acoplador em L

Dentro da faixa limitada de impedâncias de entrada, na qual pode ser aplicado, é o acoplador ideal para as freqüências mais baixas, pois requer menos capacitância de entrada. Dispensando o condensador de saída, Cs, torna-se mais econômico e menos volumoso, ideal para equipamentos miniatura e portátil, nos casos em que fôr possível sua aplicação.

Poderíamos até pensar em um acoplador híbrido, que funcionasse em pi nas freqüências mais altas e em L nas mais baixas, pela simples abertura de Cs do pi.

Link frio

Tal como o pi, requer também uma capacitância relativamente grande, mas permite um jôgo muito amplo de equilíbrio de impedâncias. Ideal para trabalhos experimentais, instalações fixas e, também pelo seu menor volume, serve para os portáteis e os miniaturas.

Ω

PROJETO DE CONTRÔLES DE TONALIDADE
(Revista 259, página 33, 2ª coluna)

ESCLARECIMENTOS

O valor 6db/oitava significa que a reta tem uma inclinação que dá uma queda de 6 decibéis por oitava, ou seja quando variamos s de uma oitava, por exemplo de **0,1 a 0,2 ou de 1 a 10 ou de 100 a 200, ou seja, num intervalo em que a 2.ª freqüência é o dôbro da 1.ª**, teremos, em cada um dêsses intervalos, uma queda de 6 db no valor do módulo de G.

Para maior esclarecimento, devemos salientar que o diagrama de Bode é plotado num gráfico em que a escala de amplitude é linear e a escala de freqüência, logarítmica.

ANTENAS DE TELEVISÃO COM REFLETORES PLANOS

Quintino R. Manoel

Quando se reside nas proximidades de uma estação transmissora de televisão, é muito fácil captar o sinal proveniente dela. Pràticamente qualquer antena serve.

Entretanto, para aquêles que moram em cidades afastadas, a coisa se complica. Boa recepção só é possível com antenas bem elaboradas.

Existe uma infinidade de tipos de antenas para recepção à longa distância. Cada fabricante tem os seus modelos especiais com nomes os mais esquisitos. Algumas são cheias de "penduricalhos", cuja única função é impressionar o comprador.

Entre a grande família das antenas de recepção à longa distância está o grupo das antenas com refletores planos.

Sua construção em casa é relativamente fácil e econômica e as características comparáveis às daquelas vendidas no comércio.

Em confronto com a "Yagi", a antena com refletor é mais cara. No entanto, é bastante superior quando se deseja uma relação "front to back" (F/B) alta. ("Front to back" = frente/costas).

Assim, quando o leitor estiver encontrando problemas devido a fontes de ruído que se encontram "atrás" da antena, deverá preferir uma antena com refletor à Yagi. É o caso de imagens fantasmas ocasionadas pela reflexão do sinal em edifícios circundantes.

O refletor funciona então como uma blindagem contra sinais que venham de outra direção que não seja aquela da estação transmissora.

Descrição

A antena com refletor plano nada mais é que uma antena comum com uma superfície refletora convenientemente disposta. Esta pode ser plana ou em forma de diedro.

A figura 1 mostra os dois tipos. O plano defletor é formado por uma chapa (ou chapas) metálica. Na prática, tal estrutura oferece grande resistência ao vento, sendo substituída por um "gradeado" refletor.

Usamos nesta figura um dipolo de meia onda. No entanto, poder-se-á usar qualquer outra antena. A superfície refletora vem, portanto, melhorar as características de uma antena que já possuímos.

Encontramos no comércio diedros em que o dipolo é substituído por antenas semelhante a "gravatas-borboleta". Essa e outras formas são artifícios usados pelos fabricantes para melhorar certas características.

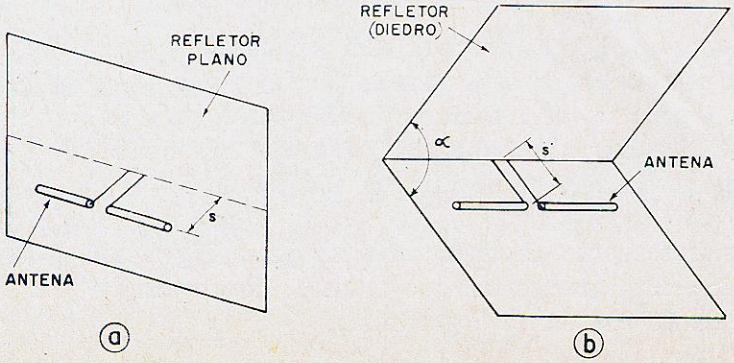


Figura 1

Tipos de refletores:
a) plano
b) diedro

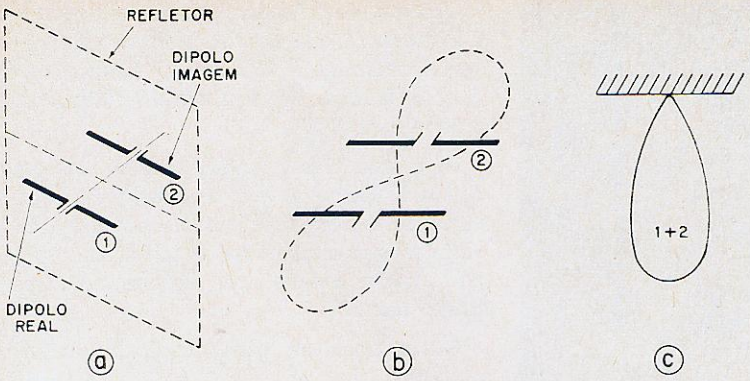


Figura 2

a) **Efeito do plano refletor: dipolo imagem. O sistema funciona como se fôssem dois dipolos alimentados me oposição de fase.**
b) **Diagrama de irradiaçoã que se obteria se os dois dipolos fôssem reais e não houvesse o plano refletor.**
c) **Diagrama real obtido. tôda a energia é refletida para a frente.**

No presente artigo mostraremos como se projetam antenas usando o dipolo de meia onda como excitador. Se o leitor desejar o projeto para outros tipos, não poderá usar as curvas que que daremos mais adiante. Terá de fazer por tentativa.

Princípio de funcionamento

Observou-se que as características de uma antena, tais como ganho e impedância, são função de sua distância em relação ao solo, ou seja, o mesmo funciona como plano refletor.

Daí teve-se a idéia de substituir êsse plano refletor natural por um outro, metálico, bom condutor. A prática mostrou que se pode levar suas dimensões até da ordem do comprimento de onda que o mesmo ainda funciona bem.

Dessa maneira, podemos jogar com a forma e dimensões do refletor para obter características pré-determinadas para a antena. Melhoramos o ganho, a relação "front to back" (F/B), modificamos o diagrama, a impedância e largura de faixa.

Seja um dipolo a uma distância S de uma superfície refletora plana, como mostra a figura 1. Essa superfície funciona como um espelho, dando uma imagem simétrica do dipolo. Dessa maneira temos agora uma associação de dois dipolos de meia onda, um real e outro imaginário, alimentados em oposição de fase e distanciados de 2S.

Pelo visto acima, as vantagens que a colocação de um plano refletor nos dá são devidas às imagens. Ora, é de se esperar então que, se aumentamos o número de imagens, melhoraremos nossa antena.

Se dobrarmos o plano refletor em forma de diedro, com um ângulo α, o número de imagens **n** que obteremos devido às várias reflexões é dado pela fórmula:

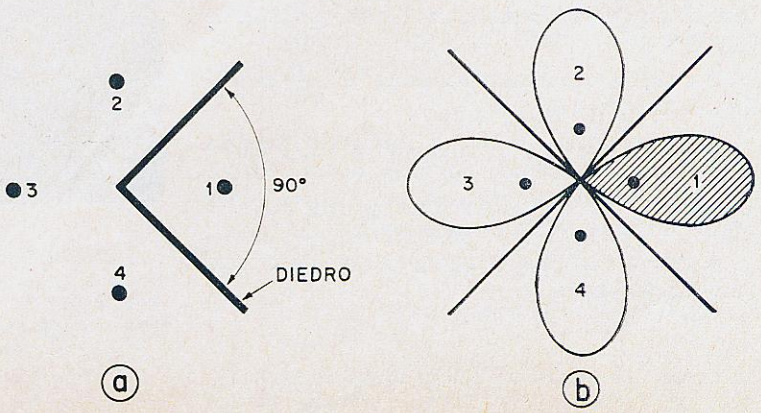
$$n = \frac{360}{\alpha} - 1$$

Evidentemente, α deve ser tal que n seja inteiro.

No caso de $\alpha = 90°$, teremos $n = 3$. Esquematizamos isso na figura 3a. Temos na figura 3b o diagrama de irradiação dêsse diedro.

Figura 3

a) **Imagens que aparecem num diedro com ângulo de abertura $\alpha = 90°$. Sòmente o dipolo 1 é real.**
b) **Diagrama de irradiação que se obterai se não houvesse o diedro refletor e os 4 dipolos fôssem reais. Com o diedro, sòmente o lóbulo 1 é real.**



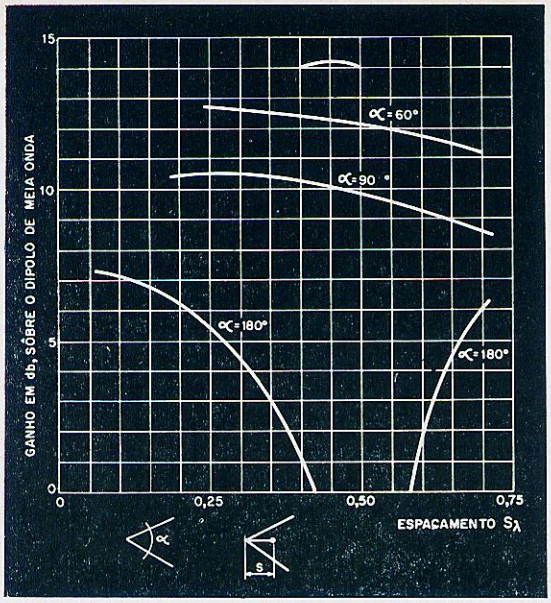


Figura 4

Ganho do refletor diedro de ângulo α, em relação ao dipolo de $\lambda/2$, para vários valores de "S", expresso em comprimento de onda.

O refletor plano pode ser considerado como um diedro com ângulo $\alpha = 180°$.

Usam-se frequentemente diedros com aberturas iguais a 45, 60, 90 e 180 graus.

Escolha da abertura do diedro

Ao iniciar o projeto da antena diedro, o leitor já deve ter escolhido a frequência (para que canal vai ser usada), a impedância (300 Ω, geralmente) e o ganho.

A impedância e o ganho estão intimamente relacionados e teremos de adotar uma solução de compromisso.

Normalmente estamos interessados em que nossa antena dê o maior ganho possível. Desejamos também que ela tenha boa eficiência, o que exige que sua impedância esteja próxima de 300 Ω (1)

Na prática, contentar-nos-emos com impedâncias bem menores.

A figura 4 nos mostra o ganho em decibéis (em reação ao dipolo de meia onda), função do espaçamento S (expresso em comprimentos de onda) para vários valores de α.

A figura 5 apresenta a impedância da antena em função de S.

(1) Ver Revista Monitor de Rádio e Televisão — nº 256 — agôsto de 69 — "Idéias básicas no projeto de antenas"

Observando a figura 4, concluímos que $\alpha = 45°$ é a abertura que nos dá o maior ganho (14 db, aproximadamente 25 vêzes) Notamos também que os valores de S possíveis estão compreendidos entre 0,40 e 0,50.

Indo com êsses valores de S na curva da figura 5, para $\alpha = 45°$, tiramos que a impedância varia de 5 a 18 Ω, aproximadamente. Daí concluímos que a abertura $\alpha = 45°$ não se presta para nossa antena, por apresentar impedância muito baixa.

Outra abertura que apresenta ganho alto é $\alpha = 60°$.

Vamos escolher um espaçamento $S_\lambda = 0,6$.

Da figura 4 obtemos, para 60°, um ganho de 12 db, aproximadamente. A figura 5 nos fornece, para o mesmo valor de S_λ, uma impedância $Z = 120$ Ω.

Com êsse valor de Z, obtemos um coeficiente de onda estacionária $\epsilon = 2,5$, que nos dá uma eficiência de 82%, aproximadamente (2):

Vemos, assim, portanto, que a abertura de 60° serve para nossos propósitos.

Para a escolha de outras aberturas, o leitor deverá proceder da mesma maneira: entrar com o valor do ganho ou impedância e verificar se

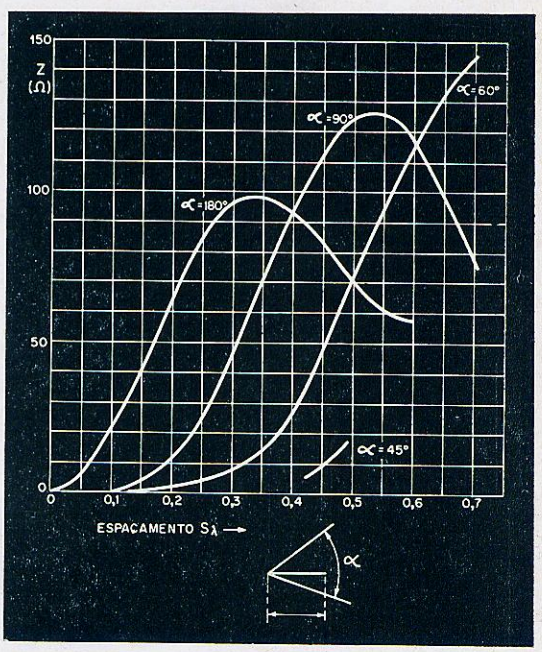


Figura 5

Variação da resistência de irradiação do dipolo de meia onda dentro de um refletor diedro, de ângulo α, em função do ângulo α e de espaçamento "S" em têrmos de comprimento de onda.

(2) (Artigo já citado)

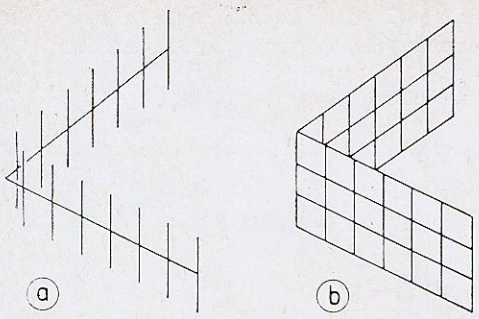


Figura 6

Diedros formados por hastes metálicas.

tros valores, até achar resultado conveniente.

Evidencia-se aí a solução de compromisso entre ganho e impedância que havíamos citado: para se ter ganho alto, teremos de aceitar impedância baixa e vice-versa.

Das figuras 4 e 5 vamos que, fixado o espaçamento S, ficam determinados também o ganho e a impedância para a abertura escolhida.

Dimensões do diedro refletor

Na prática, observou-se que os planos refletores formados por hastes metálicas, satisfazem tão bem quanto aquêles de chapas metálicas, desde que obedeçam a certas dimensões:

A alta resistência ao vento dos diodos a chapa metálica, aliado ao fato acima, fizeram com que os planos formados de hastes metélicas sejam quase que exclusivamente usados.

A figura 6 mostra dois tipos de diedros "gradeados" comumente encontrados.

Na figura 7 vemos as dimensões mínimas usuais num refletor diedro de abertura qualquer, em função do comprimento de onda λ. A altura deve ter, no mínimo, 0,7 λ. O comprimento, pelo menos, 2S e o espaçamento entre as hastes, um décimo do comprimento de onda.

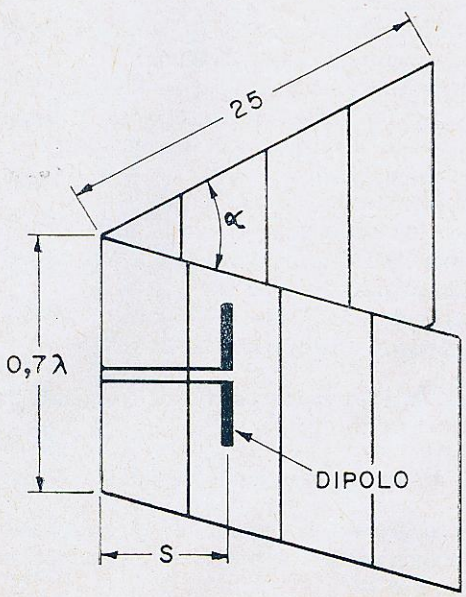


Figura 7

Dimensões de um diedro refletor de abertura qualquer.

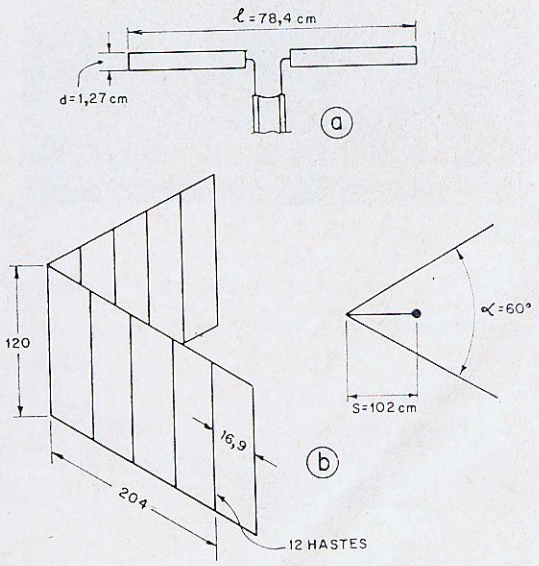


Figura 8

a) Dimensões de um dipolo de meia onda para o canal 7.
b) Dimensões de um diedro para recepção do canal 7.

Os planos refletores não precisam ser obrigatòriamente de hastes metálicas. Podem ser feitos também com tela de arame, contanto que se respeitem as dimensões mínimas.

Atenção especial deve ser dada ao espaçamento entre as hastes (ou abertura dos buracos da tela). Se fôr maior do que λ/10, a relação F/B começa a aumentar, destruindo a principal característica do diedro.

Exemplo de projeto

Para exemplificar o que foi dito, vamos projetar uma antena com diedro refletor, excitada por dipolo de meia onda, para o canal 7.

Primeiramente, devemos achar a freqüência de operação.

O canal 7 opera numa faixa de 174 a 180 MHz. Vamos tomar a frequência central de 177 MHz.

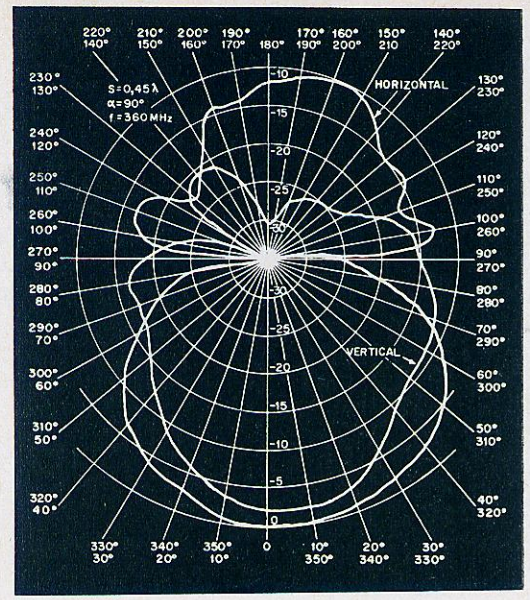
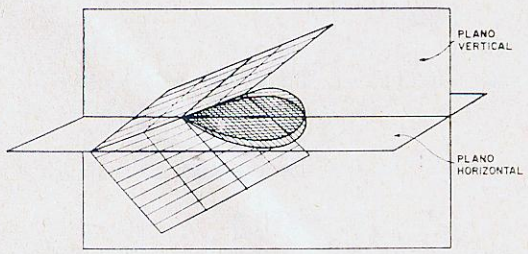


Figura 9

a) **Diagrama de irradiação dos planos horizontal e vetical do campo elétrico de uma antena diedro excitada por dipolo de meia onda:**



b) **Planos em que forma tomadas ou diagramas de irradiação.**

Vamos, então, projetar um dipolo de meia onda que ressoe nessa frequência (3)

Diâmetro do tubo escolhido = meia polegada = 12,7 mm

O comprimento de onda é dado por:

$$\lambda = \frac{300}{f(MHz)} = \frac{300}{177} = 1{,}695 \text{ metros} = 169{,}5 \text{ cm}$$

Devemos calcular o fator $\lambda/2d$, onde d = diâmetro

$$\frac{\lambda}{2d} = \frac{169{,}5}{2 \times 1{,}27} = 66{,}7$$

(3) Para projeto de dipolo de meia onda, ver artigo nos nºs 257 e 258 (setembro e outubro) desta revista.

Entrando com êsse valor num gráfico (4) fator de encurtamento versus $\lambda/2d$, obtemos:

$f_e = 0{,}925$

O comprimento l do dipolo será então:

$$l = f_e \times \lambda/2 = 0{,}925 \times \frac{169{,}5}{2} = 78{,}4 \text{ cm}$$

A figura 8 mostra as dimensões consideradas do dipolo de meia onda:

Vamos usar $\alpha = 60°$ e $S_\lambda = 0{,}6$, e que nos dá um ganho de 12 db e impedância de entrada de 120 Ω, conforme já havíamos visto.

O valor S_λ dado em números de comprimento de onda deverá ser transformado em centímetros:

$S = \lambda \times S_\lambda = 169{,}5 \times 0{,}6 = 102$ cm

Calculamos assim tôdas as outras dimensões do diedro:

altura = $0{,}7\ \lambda = 0{,}7 \times 169{,}5 = 120$ cm
comprimento = $25 = 2 \times 102 = 204$ cm
espaçamento mínimo = $\lambda/10 = 169{,}5/10 =$
$= 16{,}9$ cm

A figura 8b mostra as dimensões do diedro.

Medidas efetuadas

Para obtenção de dados práticos já dispúnhamos de uma antena diedro com as seguintes características:
frequência de ressonância = 360 MHz (medida)
comprimento do dipolo = 38 cm
diâmetro do tubo do dipolo = 0,63 cm
diâmetro dos tubos das hastes = 1 cm (êste valor não é crítico, pode ser qualquer).
abertura do diedro = 90°
espaçamento $S_\lambda = 0{,}45$
ganho teórico (figura 4) = 10 db
impedância teórica (figura 5) = 115 Ω
altura do diedro = 60 cm
comprimento do diedro = 70 cm
espaçamento entre hastes = 6 cm

Efetuando medidas, obtivemos o seguinte valor para o ganho:

G = 10 db (em relação ao dipolo de meia onda)

Os diagramas de irradiação do campo elétrico nos planos vertical e horizontal encontram-se na figura 9.

(4) Ver figura 2, página 48, da revista nº 257.

FAÇA AGORA SUA ASSINATURA

Da Revista Monitor de Rádio e Televisão

PREENCHA E NOS ENVIE O CUPOM ANEXO. O PAGAMENTO DEVERÁ SER FEITO POR MEIO DE VALE POSTAL OU CHEQUE, PAGÁVEL EM SÃO PAULO, EM NOME DA REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO.

CUPOM DE ASSINATURA

À

REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO
CAIXA POSTAL 30.277 — SÃO PAULO

NOME .....

ENDEREÇO .....

CIDADE ..... ESTADO .....

☐ 1 ANO C/ REGISTRO (12 NÚMEROS) ..... NCr$ 21,50
☐ 2 ANOS C/ REGISTRO (24 NÚMEROS) ..... NCr$ 42,00
A partir do mês de .....

O PAGAMENTO SEGUE POR MEIO DE
☐ CHEQUE
☐ VALE POSTAL

SABENDO, VOCÊ LEVA VANTAGEM

ENVIE-NOS UM DOS CUPONS (DÊ O OUTRO A UM SEU AMIGO — ÊLE LHE AGRADECERÁ), PARA RECEBER **GRÁTIS** UM FOLHETO EXPLICATIVO SÔBRE UM DOS CURSOS ABAIXO:

RÁDIO E TELEVISÃO
ELETROTÉCNICA
DESENHO
CORTE E COSTURA
CONTABILIDADE
MADUREZA GINASIAL
SECRETARIADO

INSTITUTO MONITOR S.A.

O maior estabelecimento de ensino técnico por correspondência da América Latina
RUA DOS TIMBIRAS, 263 -- CAIXA POSTAL 30.277 -- SÃO PAULO

Sr. Diretor: Solicito enviar-me, GRÁTIS, o folheto sôbre o curso de:

☐ **RÁDIO E TELEVISÃO** ☐ **CORTE E COSTURA**
☐ **ELETROTÉCNICA** ☐ **CONTABILIDADE**
☐ **DESENHO** ☐ **MADUREZA**
☐ **SECRETARIADO**

marque com um X o curso que desejar

NOME .....

RUA ..... **N.º** .....

CIDADE ..... **E.F.** .....

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO PROFISSIONAL DO ESTADO DE SÃO PAULO.

INSTITUTO MONITOR S.A.

O maior estabelecimento de ensino técnico por correspondência da América Latina
RUA DOS TIMBIRAS, 263 -- CAIXA POSTAL 30.277 -- SÃO PAULO

Sr. Diretor: Solicito enviar-me, GRÁTIS, o folheto sôbre o curso de:

☐ **RÁDIO E TELEVISÃO** ☐ **CORTE E COSTURA**
☐ **ELETROTÉCNICA** ☐ **CONTABILIDADE**
☐ **DESENHO** ☐ **MADUREZA**
☐ **SECRETARIADO**

marque com um X o curso que desejar

NOME .....

RUA ..... **N.º** .....

CIDADE ..... **E.F.** .....

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO PROFISSIONAL DO ESTADO DE SÃO PAULO.

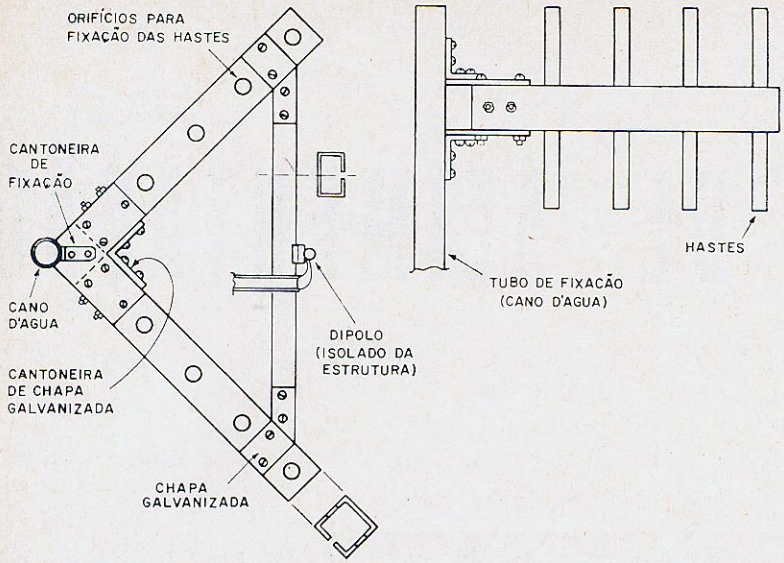


Figura 10

Alguns detalhes de construção do diedro refletor.

Construção

Existem muitas maneiras de se construir um diedro. O próprio leitor pode, com o material e ferramentas de que dispõe, imaginar modos de fazê-lo.

Não cabe aqui uma explicação detalhada sôbre construção do diedro, pois varia de canal para canal. Por exemplo, para canais baixos será necessário acrescentar uma série de reforços que, para os canais altos, serão desnecessários. Cabe ao leitor, após o projeto das dimensões, julgar se vai ser ou não preciso reforçar a estrutura.

Aconselhamos, entretanto, evitar a colocação de estruturas metálicas dentro do ângulo do diedro, pois isso altera o diagrama de irradiação e a impedância.

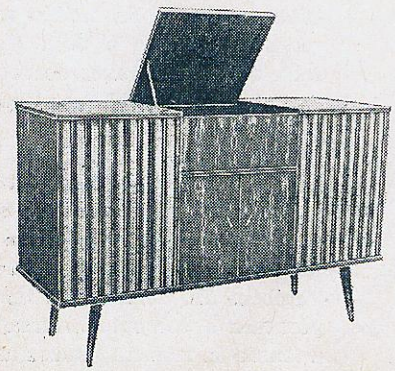
As hastes metálicas podem ser tubos, arame grosso ou tiras de alumínio.

A figura 10 mostra alguns detalhes de construção. O material usado foi alumínio: tubos para hastes, estruturas de perfil quadrado para os reforços centrais. As cantoneiras e demais reforços com chapa galvanizada.

Advertência

Para os canais baixos, as dimensões do diedro começam a se tornar demasiado grandes. O leitor deve levar isso em conta quando se propuser a projetar diedros para êsses canais.

Ω



LUIGI BACCHINI

CASA FUNDADA EM 1952

Fabricantes de móveis para alta-fidelidade e estéreo — Caixas acústicas em tamanhos e modelos diferentes inclusive para os modernos alto-falantes NOVIK — pronta entrega.

Fabricados em Imbuia, Pau-ferro e Jacarandá.

Atendemos todo interior e estados mediante cheque visado pagável em qualquer banco de S. Paulo, à ordem de Luigi Bacchini.

SOLICITEM CATÁLOGOS E LISTAS DE PREÇOS

FÁBRICA E VENDAS:

Rua do Oratório, 2722A -- SÃO PAULO

Para pedidos e correspondência: Caixa Postal, 13.261 (Agência Moóca) ônibus 374 — V. Oratório (Saindo da Praça Clóvis Beviláqua) — Atende-se até às 19,00 Hs. Sábados até às 12.00 Hs.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

6ª Parte

Waldyr Chaves.*

Retificação com diodos de silício

Vamos dizer inicialmente, abrindo o capítulo que dedicamos exclusivamente aos diodos retificadores de silício, que tôda a teoria, conceitos e demais considerações que fizemos até aqui acêrca dos circuitos retificadores aplica-se inteiramente aos diodos retificadores de silício. Êstes, naturalmente, possuem características diferentes das válvulas em muitos aspectos, sendo a maioria dêles bem superiores, o que justifica plenamente a grande popularidade alcançada ùltimamente pelos minúsculos diodos de silício. Na época atual, já não temos mais "jeito" de projetar um circuito retificador com válvulas, aquelas tão nossas "amigas" do tempo que já se vai passando — estou me referindo às famosas 5Y3, 5V4, EZ90, GZ34, 5U4GB etc. Atualmente temos "coisa" muito melhor, que faz o mesmo serviço, porém ocupando quase nenhum espaço, sem necessitar de ter um filamento aquecido e um suporte especial para a montagem. Essa "coisa" não é nada mais nada menos senão o diodo retificador de silício. Para facilitar o projeto das fontes de alimentação com retificadores de silício, incluímos diversos gráficos que fornecem informações seguras e rápidas ao projetista e também auxilia o novato a assimilar melhor o assunto. Alguns exemplos também serão apresentados. A característica de tensão — corrente de um retificador de silício está mostrada na figura 51. A característica direta mostra que abaixo de uma certa tensão no sentido direto (VF 1) sòmente uma corrente extremamente pequena flui através do retificador. Isto é devido ao fato da corrente, no início, aumentar (aproximadamente) exponencialmente com a tensão direta aplicada. Acima de uma certa tensão (normalmente entre 0,5 e 1 volt) a característica torna-se muito linear, sendo a corrente pràticamente limitada pela resistência diferencial da parte correspondente da característica. A resistência diferencial é da ordem de alguns centésimos de ohm, sendo algumas vêzes inferior a êsse valor .

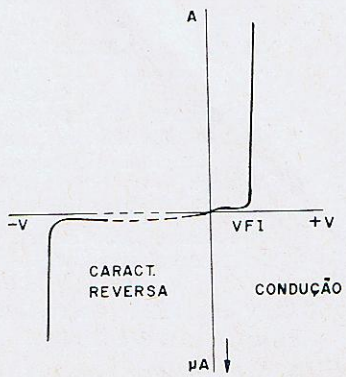


Figura 51

Característica direta e reversa do retificador de silício.

Na condição reversa o retificador apresenta uma resistência muito elevada e assim apenas uma pequena corrente circula através do mesmo. A característica reversa é também mostrada na figura 51, em escala expandida. A corrente reversa aumenta muito pouco com o aumento da tensão aplicada. Porém, atingindo um certo ponto, chamado "tensão de ruptura", a corrente reversa começa a crescer muito ràpidamente e qualquer pequeno aumento na tensão reversa dá origem a uma elevada corrente através do retificador e a possível destruição do mesmo.

A queda de tensão direta através do retificador — VF1 — diminui ligeiramente com o aumento da temperatura. Também são sensíveis à temperatura a corrente inversa e a tensão de ruptura; ambas au-

* da Invictus S/A.

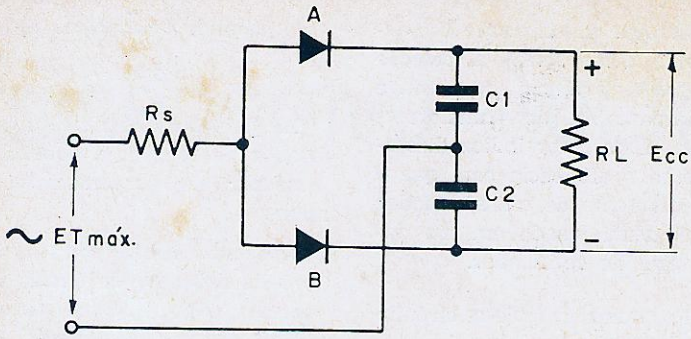


Figura 52
Circuito dobrador de tensão simétrico, onda completa.

mentam com o aumento da temperatura. A tensão de ruptura varia de acôrdo com o tipo do retificador. O valor da tensão pode estar situado entre algumas centenas de volts e 1 ou 2 KV. Os diodos semicondutores podem ser cômodamente usados em circuitos ponte na retificação de onda completa. A montagem em ponte simplifica a construção do transformador e pode, inclusive, eliminá-lo definitivamente. Ao contrário o circuito em onda completa com dois diodos (transformador com derivação central) exige um transformador mais complicado. Não é possível a eliminação do transformador nesta modalidade de retificação). Há necessidade de uma derivação central no secundário, com o dôbro da tensão entre os extremos. O circuito em ponte necessita de 4 diodos; cada diodo trabalha mais "folgado" em relação à máxima tensão aplicada do pico inverso e a corrente total de carga. Os dois circuitos de onda completa — derivação central e ponte — estão comparados na tabela I

Circuito ponte com carga resistiva

$$Ecc = \frac{2}{\pi} Emax = 0{,}636\ Emax$$

$$Ecc = 0{,}636 \sqrt{2}\ ERMS = 0{,}9\ ERMS$$

$$Icc = \frac{2}{\pi} \frac{EMAX}{RCARGA} = 0{,}636\ Ipk$$

$$Icc = 0{,}9 \frac{EMAX}{RCARGA} = 0{,}9\ IRMS\ (total)$$

A corrente total de RMS é suprida por dois pares de diodos, logo a corrente de RMS em cada ramal é igual a

$$IRMS = \frac{IRMS\ (total)}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{Icc}{0{,}9 \sqrt{2}} = 0{,}785\ Icc$$

TABELA I

	PONTE	DERIVAÇÃO CENTRAL
N.º de diodos	4	2
Freqüência de ondulação fr	fr = 2f	fr = 2f
Amplitude da ondulação	Pequena comparada com o circuito de meia onda	idem
Filtragem	Relativamente fácil	idem
Pico inverso de trabalho	ET (max)	2ET (max)
Eficiência de conversão	Relativamente alta, porém ligeiramente menor do que o circuito com derivação central, devido à queda de tensão nos diodos adicionais.	Alta
Transformador	Baixa relação volt-ampère do secundário do transformador.	Alta relação volt-ampère do secundário do transformador

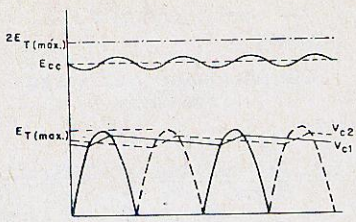


Figura 53

Forma de onda da tensão de saída, circuito dobrador de tensço simétrico, onda completa.

A corrente de pico por retificador é dada por:

$$Ipk = \frac{EMAX}{RCARGA} \quad \frac{Icc}{0,636} =$$

$$= 1,571\ Icc$$

A tensão total de RMS no secundário do transformador é dada por:

$$ET\ (RMS) = \frac{Ecc}{0,9} = 1,11\ Ecc$$

Tensão de pico (pico inverso)

$$Ep = \sqrt{2}\ ERMS = 1,414$$
$$ERMS = 1,57\ Ecc$$

A corrente de RMS no secundário do transformador é dada por:

$$IT\ (RMS) = \sqrt{2}\ IRM =$$
$$= 1,11\ Icc$$

O produto VA do enrolamento secundário do transformador é dado por

$$VAs = ET\ (RMS) \times IT\ (RMS) = 1,23 \times Ecc \times Icc$$

Se a relação de primário para o secundário é NP/NS, então o produto VA do enrolamento primário é igual a

$$VAp = ET\ (RMS)\ \frac{NP}{NS}\ IT$$

$$(RMS)\ \frac{NS}{NP} = ET\ (RMS) \times$$

$$\times\ IT\ (RMS) = 1,23\ Ecc \times$$
$$\times\ Icc$$

O fator de utilização U é definido como sendo a relação entre a potência de saída e grandeza VA do transformador. Êste fator indica diretamente a eficiência com que o enrolamento do transformador está sendo usado em um dado circuito retificador.

Para onda completa, circuito ponte, temos:

$$US = \frac{Ecc \times Icc}{VAS} = 0,813$$

$$Up = \frac{Ecc \times Icc}{Vap} = 0,813$$

Us = fator de utilização de secundário

Up = fator de utilização do primário

Ondulação na saída

$$VR\% = \frac{\text{Tensão de ondulação}}{Ecc} \times 100$$

$$e = \frac{2}{\pi}\ EMAX - \frac{4}{3\pi}\ EMAX \cos 2\omega t$$

A tensão de RMS de 2f é

$$\frac{4}{3\pi}\ \frac{EMAX}{\sqrt{2}}$$

então

$$VR\% = \frac{\frac{4\ EMAX}{3\pi\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi}\ EMAX} \times 100 =$$

$$= 47,2$$

Circuitos dobradores de tensão

Há dois tipos de circuito dobrador de tensão: o dobrador simétrico e o de terminal comum.

Dobrador simétrico: — O circuito dobrador de tensão simétrico (figura 52) é essencialmente uma combinação de dois circuitos retificadores de meia onda, com os condensadores de filtro ligados em série, porém alimentados pela mesma fonte de energia. A forma de onda da tensão de saída está mostrada na figura 53.

Quando (a) é positivo, a corrente circula através de RS e do retificador A e carregaga o condensador C1, cujo terminal de baixo está ligado ao ponto (b). Quando (b) é positivo, o condensador C2 é carregado, sendo o retôrno ao ponto (a) feito através do retificador (B) e da resistência RS. Cada condensador é carregado no valor da tensão de pico aplicada. Os condensadores descarregam as suas cargas continuamente no circuito de utilização e também atuam como elementos de fil-

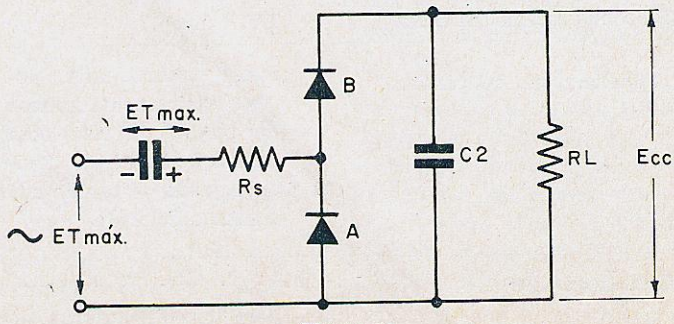


Figura 54

Circuito dobrador de tensão de terminal comum, meia onda.

DISPOSITIVO MULTI-APLICÁVEL

LIGHT DIMER — REGULAGEM DE INTENSIDADE DE LÂMPADAS PARA APLICAÇÕES DOMÉSTICAS - TEATROS - BOITES ETC.

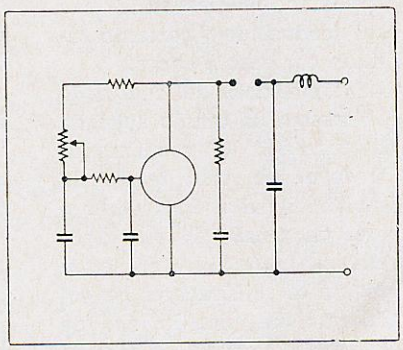
CONTRÔLE DE VELOCIDADE — PARA PEQUENOS MOTORES - VENTILADORES - MÁQUINAS DE FURAR ETC.

CHAVE AUTOMÁTICA — PARA LIGAR E DESLIGAR COMANDO DE LÂMPADAS - LUMINOSOS ETC.

SIMPLES — ÚTIL — EFICIENTE — MODERNO

6A 110/220 VOLTS

KIT À VENDA EM NOSSA LOJA



PREÇO ESPECIAL PARA QUANTIDADE

VENHA CONHECER NOSSA LINHA DE SEMICONDUTORES

ESTOQUE PERMANENTE — IMPORTAÇÃO — PROGRAMAÇÃO

ELECTRO-RÁDIO LTDA.

RUA DO SEMINÁRIO, 199 - 1ª sobreloja **FONES: 32-5913 - 35-6294 - 35-8892**

SÃO PAULO

TABELA II

	SIMÉTRICO	TERMINAL COMUM
Tensão de pico inverso	2 ET (max)	2 ET (max)
Freqüência de ondulação fr	fr = 2f	fr = f
Isolamento dos condensadores	C1 e C2 devem suportar uma tensão igual ao valor de pico tensão de entrada	C1 deve suportar a tensão de pico de entrada. C2 deve suportar 2 x E de pico de entrada. C1 deve ser capaz de conduzir a corrente de RMS de carga.
Regulação	Deficiente, porém melhor do que o circuito com terminal comum	Deficiente

tragem. Se a carga fôr desligada do circuito, a tensão de saída atingirá um valor igual a duas vêzes a tensão de pico aplicada. Os retificadores devem ser capazes de suportar duas vêzes a tensão de pico aplicada na direção reversa. A tensão de ondulação na saída é igual a duas vêzes a freqüência da tensão aplicada.

Dobrador com terminal comum: — Êste tipo de circuito está mostrada na figura 54, estando na figura 55 a forma da onda da tensão de saída.

Durante o primeiro meio ciclo negativo da tensão aplicada, C1 carrega-se no valor de pico da tensão de entrada ET (max) através do diodo A. Durante o meio ciclo seguinte (positivo), a tensão através de C1 está em série com a tensão aplicada e contribui para carregar o condensador C2 no valor igual a 2 ET (max) através do retificador B. O condensador C1 perde parte da carga durante êste processo, porém, torna a receber carga igual a ET (max) durante o próximo ciclo negativo. O ciclo de operação é então repetido.

A tensão através de C2 não permanece constante no valor de aproximadamente 2 ET (max) porque descarrega sôbre a resistência de carga quando o retificador B não está conduzindo e portanto suprindo corrente à carga.

A freqüência de ondulação é a mesma da tensão aplicada na entrada. O condensador C2 deve ter uma tensão de trabalho igual a duas vêzes o valor da tensão de pico aplicada na entrada (tensão de rêde) e os retificadores devem suportar um pico inverso de duas vêzes a tensão de pico de entrada.

Aplicando-se o mesmo raciocínio, é relativamente fácil construir-se um triplicador ou quadruplicador de tensão ou

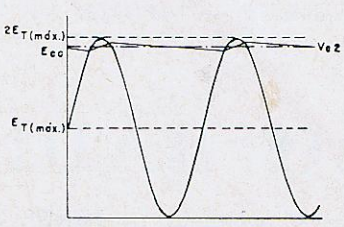


Figura 55

Forma de onda da tensão de saída, circuito dobrador de tensão de meia onda.

ainda um circuito que entregue na saída uma tensão que seja igual a qualquer outro múltiplo da tensão de entratrada. Os pontos essenciais que devem ser levados em conta são: (a) a tensão máxima de pico que os diodos devem suportar; (b) a tensão de isolamento dos condensadores. A tabela II mostra a comparação entre os dois tipos de dobradores de tensão que acabamos de descrever.

(Contina no próximo número)

Leia e Assine Revista Monitor de Rádio e Televisão

A revista de eletrônica de maior circulação no Brasil.

CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA

16.3 — **Retificadores em ponte**

Um outro tipo de circuito retificador muito encontrado é o do retificador em ponte que se apresenta na figura 16.11. Nêle são empregados 4 diodos e o transformador de fôrça não precisa ter a derivação central no secundário. Para simplificar o diagrama foram omitidos os circuitos de filamento, indicando-se apenas sua ligação ao respectivo secundário do transformador de fôrça.

A "ponte" possui 4 braços entre os pontos A, B, C e D. O secundário de alta tensão é ligado aos pontos opostos A e C, como se vê na figura 16.11. O ponto B, na junção dos catodos do retificador, acha-se ligado ao filtro e daí à linha de alimentação +B. O ponto D, na junção das placas dos diodos número 1 e 4, é o pólo negativo do retificador e acha-se normalmente ligado à massa.

O funcionamento do retificador em ponte é parecido com o do retificador de onda completa. Na figura 16.12 se mostra o circuito num semiciclo positivo, quando o secundário se acha com a polaridade indicada. Nesse semiciclo, os diodos 2 e 4 conduzem, enquanto que os diodos 1 e 3 permanecem cortados. O leitor pode acompanhar o percurso da corrente retificada, começando na massa, junto ao ponto D da ponte, atravessando o diodo n.º 4, seguindo para o secundário do transformador, daí para o ponto A, atravessando depois o diodo n.º 2, passando, a seguir, pelo filtro, pela carga e retornando pela massa ao ponto original D.

No semiciclo negativo, a polaridade do secundário muda conforme está assinalado na figura 16.13. Agora são os diodos 1 e 3 que conduzem, permanecendo cortados os de número 2 e 4. O percurso da corrente está assinalado pela flecha e o leitor não terá dificuldade em acompanhá-lo, procedendo da mesma maneira que no caso dos semiciclos positivos.

No filtro e na carga a corrente flui no mesmo sentido em ambos os semiciclos, isto é, no período inteiro.

O circuito em ponte é muito empregado quando se usam retificadores secos em lugar das válvulas.

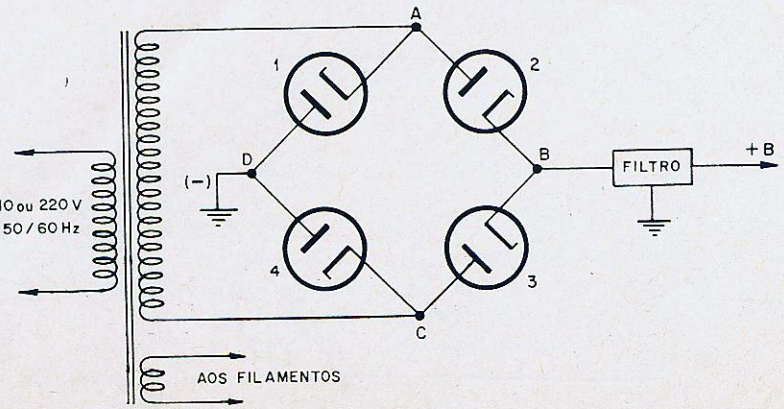


Figura 16:11

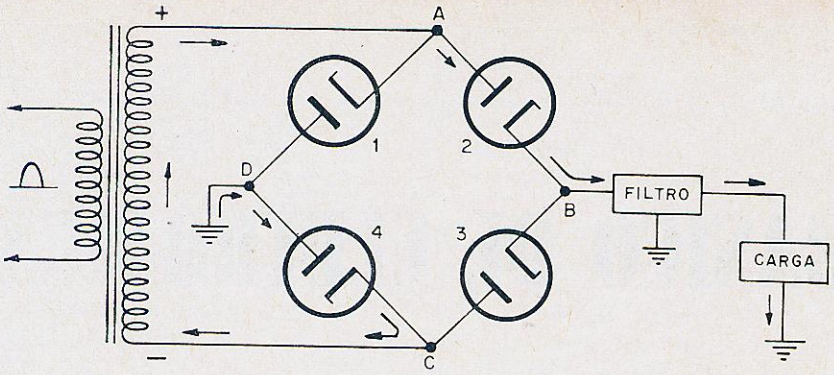


Figura 16:12

Os retificadores secos serão estudados mais adiante, nesta mesma lição.

16.4 — **Circuitos de filtro**

A forma de onda "pulsada" da corrente retificada de meia onda ou de onda completa, ilustrada na figura 16.14, não é adequada para alimentar os amplificadores e outros circuitos eletrônicos, devendo ser prèviamente filtrada, de de modo a se transformar numa CC pràticamente "pura", isto é, sem flutuações.

Para essa finalidade são empregados os circuitos de filtro. O funcionamento dos filtros se baseia nas propriedades dos indutores e condensadores, estudados nas lições 8 e 10, respectivamente. Para que o leitor possa melhor compreender êsse princípio de funcionamento, convém saber que uma corrente pulsada de meia onda ou onda completa, tal como na figura 16.14, compõe-se de uma corrente contínua e de uma série de correntes alternadas. A corrente alternada de freqüência **mais baixa** que aparece nessa composição denomina-se **fundamental** ou **primeira harmônica.** A seguinte tem uma freqüência igual ao **dôbro** da fundamental e se chama **segunda harmônica.** A outra tem uma freqüência igual ao **triplo** da fundamental e se chama **terceira harmônica** e assim por diante. Quanto maior fôr a freqüência da harmônica, menor é a sua intensidade ou amplitude. Na figura 15.16 mostra-se como a corrente pulsada de meia onda se decompõe numa corrente contínua pura, numa corrente alternada fundamental (1.ª harmônica) e numa série de harmônicas.

Examinando atentamente a figura 16.15, o leitor pode constatar os seguintes fatos:

1) A componente de CC pura é de intensidade mais baixa que o pico da corrente pulsada de meia onda.

2) A freqüência da CA fundamental é igual à freqüência da CA que foi retificada. Assim, num retificador de meia onda para ser usado num local onde a corrente da rêde é de 60 Hz (S. Paulo, Santos, Campinas, por exemplo), a freqüência fundamental também é de 60 Hz.

3) A intensidade da 2.ª harmônica é menor que que a da fundamental; a intensidade da 3.ª harmônica é menor que a da 2.ª harmônica e assim

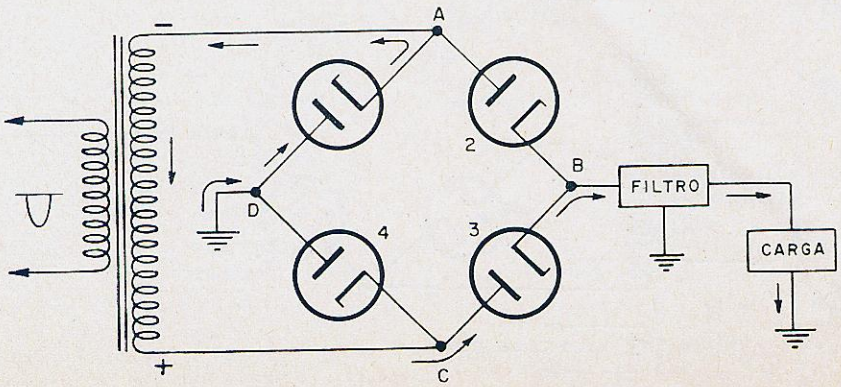


Figura 16:13

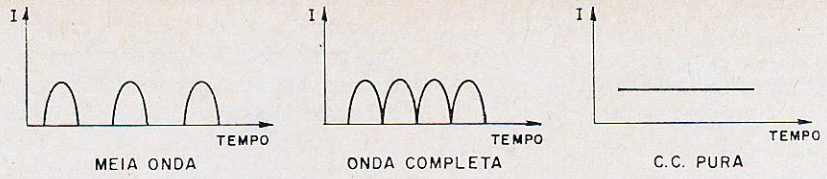


Figura 16:14

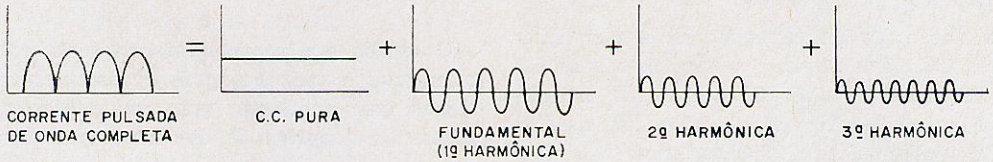


Figura 16:15

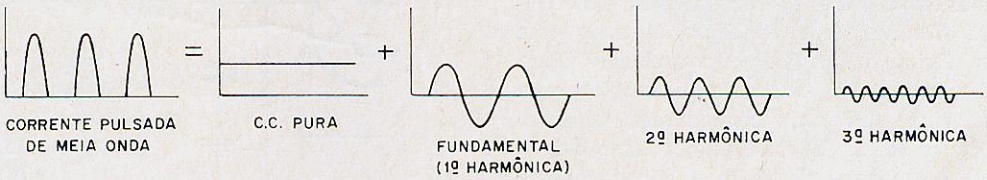


Figura 16:16

por diante. Na figura 16.15 representamos sòmente a decomposição até a 3.ª harmônica, mas existe, além dela, a 4.ª, a 5.ª, a 6.ª etc... A intensidade das harmônicas altas é, todavia, tão fraca que basta, na maioria das aplicações, considerar apenas a 1.ª e a 2.ª harmônica, quando muito a terceira.

A corrente pulsada de onda completa se decompõe de maneira parecida, como se ilustra na figura 16.16. As diferenças principais são as seguintes:

1) A CC pura que resulta da retificação tem o dôbro do valor da CC retificada no circuito de meia onda.

2) A freqüência da fundamental é o dôbro da freqüência da corrente da rêde que alimenta o retificador. Assim por exemplo, numa localidade, onde a freqüência da rêde é de 50 Hz, a freqüência da fundamental é de 100 Hz, a da 2.ª harmônica será de 200 Hz, a da 3.ª harmônica de 300 Hz etc.

Agora o leitor já pode quase adivinhar qual a função do filtro: é deixar passar a componente de CC pura, e eliminar tôdas as harmônicas de CA, incluindo-se a fundamental. Se o filtro fôsse perfeito, passaria só a CC pura, obtendo-se na sua saída uma corrente absolutamente sem flutuações. Como, todavia, não há um filtro que seja tão perfeito, sempre há na sua saída uma certa flutuação, como se indica na figura 16.17. Certos equipamentos são pouco exigentes quanto a essa flutuação, de modo que a filtro não precisa ser muito elaborado. Outros equipamentos, porém, como os amplificadores de alta-fidelidade, por exemplo, exigem que o filtro seja o melhor possível, pois as flutuações da corrente retificada aparecem como zumbido no alto-falante e êsse zumbido deve ser pràticamente eliminado, a fim de não prejudicar a qualidade do som do aparelho.

Na figura 16.18 se mostra um retificador com filtro bem simples. Êsse filtro é formado por um indutor L, em série com a linha +B e por um condensador C. O leitor sabe que o indutor se opõe à passagem da CA. Quanto maior fôr a indutância do indutor, e quanto maior a freqüência da CA, maior será a reatância, isto é, a oposição oferecida pelo indutor. O condensador C, ao contrário, oferece baixa reatância a CA, se



Figura 16:17

fôr de alto valor de capacitância, e não deixa passar a CC. Em resumo: a componente de CC pura da corrente retificada passa pelo indutor L e vai para a carga. As componentes de CA, isto é, a fundamental, a 2.ª harmônica, a 3.ª harmônica etc, encontram a oposição do indutor e escoam para a massa através do condensador C.

Como se disse acima, por maiores que sejam os valores de L e de C, sempre aparecem resíduos de CA na saída do filtro, fazendo com que as flutuações sejam pronunciadas. Para se melhorar a filtragem, costuma-se colocar na saída do filtro um outro condensador, como se vê na figura 16.19. O condensador C1 é o condensador de entrada do filtro e o condensador C2 é o condensador de saída. A maioria dos filtros dos receptores de rádio comuns é constituída dessa maneira. Os amplificadores de alta fidelidade e som estereofônico, de ótima qualidade sonora, possuem filtros de duas seções, como se ilustra na figura 16.20. Tais filtros possuem 2 indutores e três condensadores. Em aparelhos onde o consumo de corrente é relativamente baixo, costuma-se usar resistores em lugar de indutores, no circuito do filtro. Na figura 16.21 se mostra um filtro dêsse tipo, podendo-se ver os resistores R no lugar do indutor L (compare com a figura 16.19).

16.5 — Retificadores secos

Na moderna tecnologia radioelétrica são largamente empregados circuitos retificadores equipados com semicondutores em lugar das válvulas. Os retificadores de selênio e silício são os mais usados, nesse tipo de serviço, e são designados como retificadores secos (em oposição aos antigos retificadores eletrolíticos, que empregavam um eletrólito líquido). Diga-se de passagem que os retificadores de silício estão sendo cada vez mais usados, suplantando de muito os seus rivais de selênio, pois apresentam nítidas vantagens sôbre êstes últimos, tanto no que diz respeito a um serviço mais seguro, e uma vida mais longa, como também no que se refere ao preço.

O estudo dos semicondutores será procedido num estágio mais avançado de nosso curso. Diremos, por enquanto, que certos corpos apresentam a propriedade de deixar passar a corrente elétrica num certo sentido, oferecendo grande resistência no sentido oposto. Na figura 16.22 se mostra a construção básica de uma céluta retificadora de selênio. O selênio é depo-

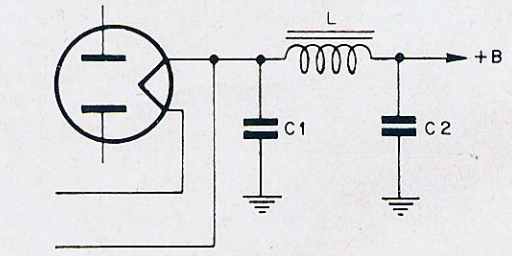


Figura 16:19

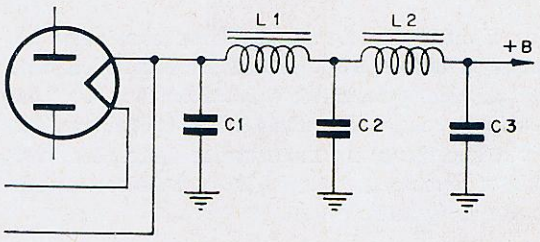


Figura 16:20

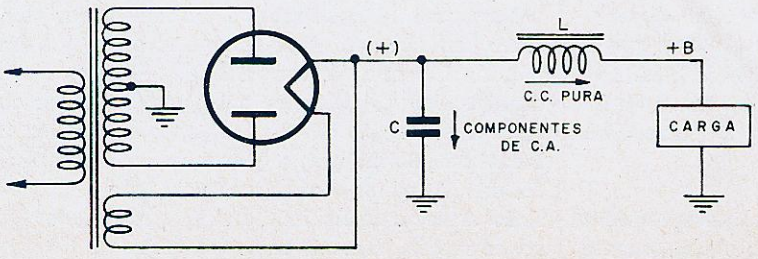


Figura 16:18

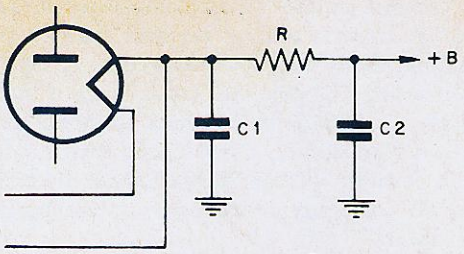


Figura 16:21

sitado sob forma de uma camada muito fina sôbre uma placa de alumínio. Sôbre o selênio deposita-se, por seu turno, uma camada de chumbo. Para que a célula adquira características retificadoras, deve ser submetida a um processo elétrico de "formação". A corrente elétrica encontra uma resistência muito baixa para atravessar a célula na direção do alumínio para o chumbo (sentido convencional), mas encontra resistência bastante alta em sentido contrário. Assim, no caso de um retificador de selênio para aplicação num receptor de rádio, a resistência no sentido da condução é apenas da ordem de 1 ohm, ao passo que no sentido inverso pode ser tão alta quanto 100 megohms.

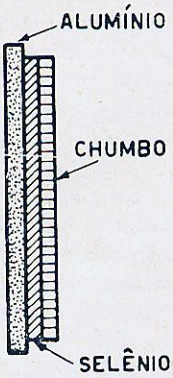


Figura 16:22

A tensão suportada por uma célula retificadora de selênio é de cêrca de 18 volts. Para se utilizar o retificador em tensões habituais (110 volts, por exemplo), é necessário dispor 6 células em série, formando-se um conjunto tal como o da figura 16.23. Os dois terminais do retificador desempenham o papel do catodo e da placa de uma válvula retificadora O terminal positivo (correspondente ao catodo) é geralmente assinalado por um sinal (+) ou por um ponto vermelho. O outro terminal (correspondente à placa) é assinalado por um ponto prêto ou amarelo, pelo sinal (—) ou, como em muitos casos, não é identificado por nenhum sinal.

Os retificadores de silício são mais modernos que os de selênio e apresentam uma série de vantagens sôbre êstes, sem serem por isso mais caros. Por essa razão, os retificadores de selênio estão, dia a dia, desaparecendo do mercado eletrônico, cedendo seu lugar aos de silício. Os retificadores de silício serão estudados, como já se disse atrás, quando tratarmos dos semicondutores. Diremos, por agora, que os retificadores de silício apresentam resistência interna mais baixa que os de selênio e que são de dimensões bastante reduzidas, podendo suportar correntes relativamente altas. Na figura 16.24 se mostra um típico retificador de silício. Os retificadores secos são representados nos diagramas dos circuitos pelo símbolo ilustrado na figura 16.25. O triângulo corresponde à placa e o traço reto ao catodo de uma válvula retificadora, conforme se assinala na figura mencionada.

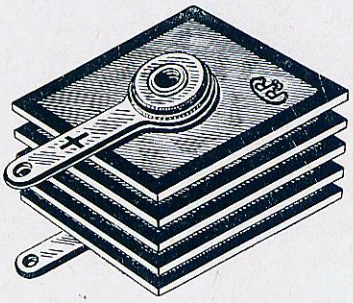


Figura 16:23

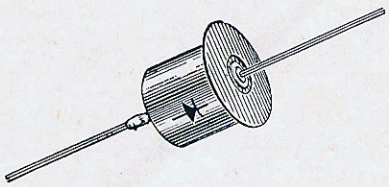
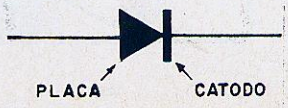


Figura 16:24

Os retificadores de silício vêm sendo empregados em grande escala numa ampla variedade de equipamentos eletrônicos, como os receptores de rádio e TV, amplificadores de alta-fidelidade

Figura 16:25



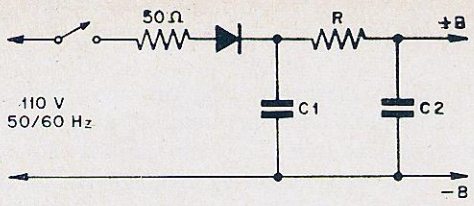


Figura 16:26

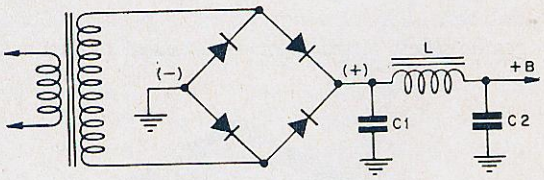


Figura 16:27

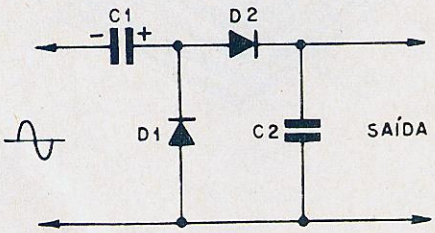


Figura 16:28

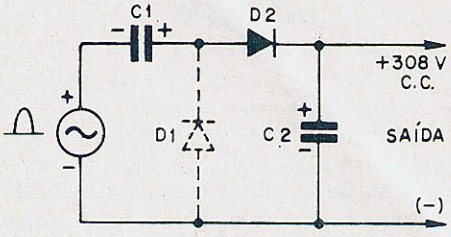


Figura 16:29

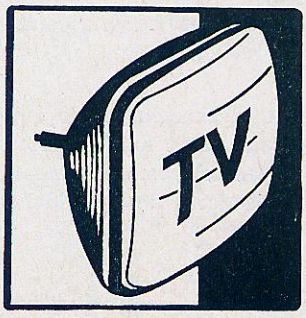
e estereofônicos etc. Na figura 16.26 se apresenta um circuito simples de meia onda com um retificador sêco, sem transformador de fôrça e com um filtro de tipo RC (resistência e capacitância). O resistor de 50 ohms em série com o retificador se destina a protegê-lo contra os picos de corrente que aparecem quando o condensador C1 começa a se carregar, ao ser ligado o interruptor.

Na figura 16.27 se apresenta um retificador de ponte com 4 diodos de silício. O circuito é de montagem bastante compacta, graças às reduzidas dimensões dos retificadores. A simplicidade é assegurada, também, pela ausência do circuito de filamento, desnecessário para os retificadores secos.

16.6 — **Dobradores de tensão**

Uma das aplicações mais interessantes das válvulas retificadoras ou dos retificadores secos são os circuitos dobradores de tensão, com os quais se consegue obter uma alta tensão retificada sem o emprêgo de transformadores de fôrça. A ausência dêsse transformador justifica, na maioria dos casos, a preferência que os retificadores secos desfrutam nesse campo de aplicações.

Na figura 16.28 se mostra um circuito dobrador de tensão de meia onda, utilizando dois retificadores, D1 e D2. Alimentando-se o circuito com a CA de 110 V da rêde, em cada semiciclo negativo o condensador C1 se carregará, através do retificador D1, a uma tensão igual ao valor máximo da tensão de rêde, isto é, $1{,}4 \times 110 = 154$ volts. No semiciclo positivo, que vem a seguir, D1 não conduzirá, impedindo que o condensador C1 se descarregue através dêle. Durante êsse semiciclo a rêde se comporta como um gerador em série com o condensador C1, as



Tubos de Imagem para TV

NOVOS E RECONDICIONADOS

ANTENAS TV
MATERIAL EM GERAL

Magnasom Ltda.

Rua Mal. Floriano, 498 -- Curitiba -- PR.

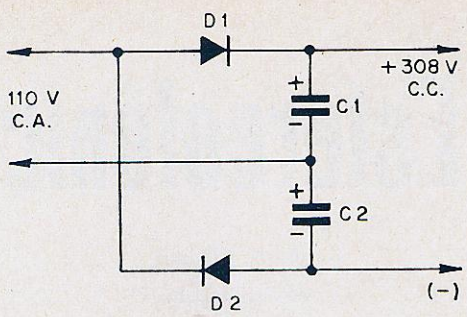


Figura 16:30

tensões somando-se, conforme se vê na figura 16.29. O condensador C2 se carregará, portanto, através do retificador D2, à tensão máxima da rêde mais a tensão de carga de C1, que é também igual à tensão máxima da rêde, fornecendo, portanto, na saída uma tensão de 308 V CC.

Na prática, a tensão obtida na saída não é pròpriamente igual ao dôbro do valor máximo da tensão alternada na entrada, porque o consumo de corrente pela carga impede que os condensadores se carregam ao valor pico da tensão de entrada.

Na figura 16.30 se apresenta outro circuito dobrador, quase igual ao primeiro. Você pode observar imediatamente que o condensador C1 se carrega ao valor pico da tensão da rêde, através do retificador D1 e que o condensador C2 faz a mesma coisa, através do retificador D2. Na saída, as tensões de carga dos dois condensadores se somam, fornecendo o dôbro do valor pico da tensão alternada de alimentação.

Questionário da 16.ª lição

1) No retificador de meia onda ou de onda completa, qual o eletrodo que constitui o pólo positivo: o catodo ou a placa?

2) Na maioria dos circuitos mais comumente encontrados, qual o pólo do retificador que vai ligado à massa: o positivo ou o negativo?

3) O retificador de meia onda pode ser constituído sem transformador de fôrça?

4) Num retificador de onda completa, cada um dos diodos conduz o período inteiro ou apenas num semiciclo?

5) A corrente através do filtro e da carga, num retificador de onda completa, flui durante um semiciclo ou durante o período inteiro?

6) Quantos diodos são usados num retificador em ponte?

7) A corrente pulsada de meia onda ou de onda completa tem uma componente CC pura?

8) Como se chama a componente de CA de freqüência mais baixa, na decomposição da corrente pulsada?

9) Um retificador de onda completa é alimentado com uma corrente alternada de 220 V, 60 Hz. Qual a freqüência da componente fundamental (1.ª harmônica) na saída do retificador?

10) Qual o tipo mais moderno e de emprêgo mais vantajoso de retificador sêco: o de selênio ou o de silício?

(cont. no próximo número)

Sintonizador FM Estereofônico

Kenneth Buegel
de RADIO-ELECTRONICS

Êste é o último de uma série de três artigos que estamos publicando sôbre a construção de um moderníssimo sistema estereofônico de alta-fidelidade. No número 259 desta revista apresentamos um amplificador estereofônico capaz de proporcionar contìnuamente 125 W eficazes por canal. No número 260 apresentamos um preamplificador ceizado (circuito integrado) compacto para operar em conjunto com o amplificador acima.

Para complementar o equipamento, apresentamos aqui um sintonizador estereofônico de FM de alta qualidade, ceizado e dotado de diodo de capacitância variável, que elimina o tradicional condensador variável utilizado na maioria dos sintonizadores.

Os diodos capacitivos de sintonia, empregados neste projeto, exibem o fator Q superior a 150 na faixa de FM. A sintonia é feita por meio do ajuste de um potenciômetro montado numa pequena unidade de contrôle remoto. O restante do aparelho — o estágio de RF, de FI, fonte de alimentação e o adaptador multiplex — pode ser construído à parte, numa unidade oculta. Para aumentar a sensibilidade do sintonizador, incluímos os detalhes de montagem do estágio de RF diretamente na antena.

No estágio de RF foram empregados transistores de efeito de campo de porta dupla, como amplificador de RF e misturador. Os estágios de FI são totalmente ceizados. As tensões são rigorosamente reguladas e compensadas tèrmicamente pelo circuito regulador.

O transistor Q1 é um Mostec, que recebe o sinal de RF pela porta nº 1 (pino 2) e as tensões CAG pela porta nº 2 (pino 3) (figura 1).

O TEC de porta dupla é constituído, essencialmente, de dois transistores de efeito de campo em série. A porta 2 está polarizada com cêrca de +4 V quando estão presentes sinais fracos. Com essa tensão de polarização, o ganho do TEC é o mais alto. À medida que são recebidos os sinais mais fortes, a tensão de polarização tende para zero e pode tornar-se negativa ao receber um sinal de entrada muito forte. A tensão CAG requerida é desprezível, e a capacidade do TEC de produzir modulação é excelente.

O transistor 40604 (Q2) é um misturador de porta dupla. O sinal amplificado de RF é aplicado à porta 1, enquanto que a saída do oscilador local é aplicada à porta 2. A função misturadora não depende de uma característica de uma lei quadrática e, conseqüentemente, o misturador de porta dupla é notàvelmente isento de modulação cruzada.

O transistor Q4 é um regulador de 13 V que fornece alimentação positiva ao oscilador local, aos estágios de FI e aos potenciômetros sintonizadores. O transistor Q3 opera como um oscilador de base comum. O primeiro transformador de FI (T1) é montado na placa de RF e a ligação entre o seu secundário de baixa impedância e o estágio seguinte de FI é feita com um pedaço curto de fio blindado.

Todos os quatro estágios de FI (figura 2) empregam os CIs CA3028 operando num modo diferencial. As características limitadoras são soberbas, já que os transistores não operam saturados.

A tensão de saída do CI3 é acoplada aos detectores de CAG (D6 e D7) através de um condensador de 1,5 pF. Devido ao fluxo de corrente através de D6, D7, R36 e R7, a tensão de saída do CAG é de 0,5 V na ausência de sinal. À medida que aumenta o nível de sinal, a tensão de saída nesse ponto torna-se negativa, reduzindo o ganho de Q1.

O transistor Q5 é um amplificador de isolação para a tensão de sintonia que se desenvolve na

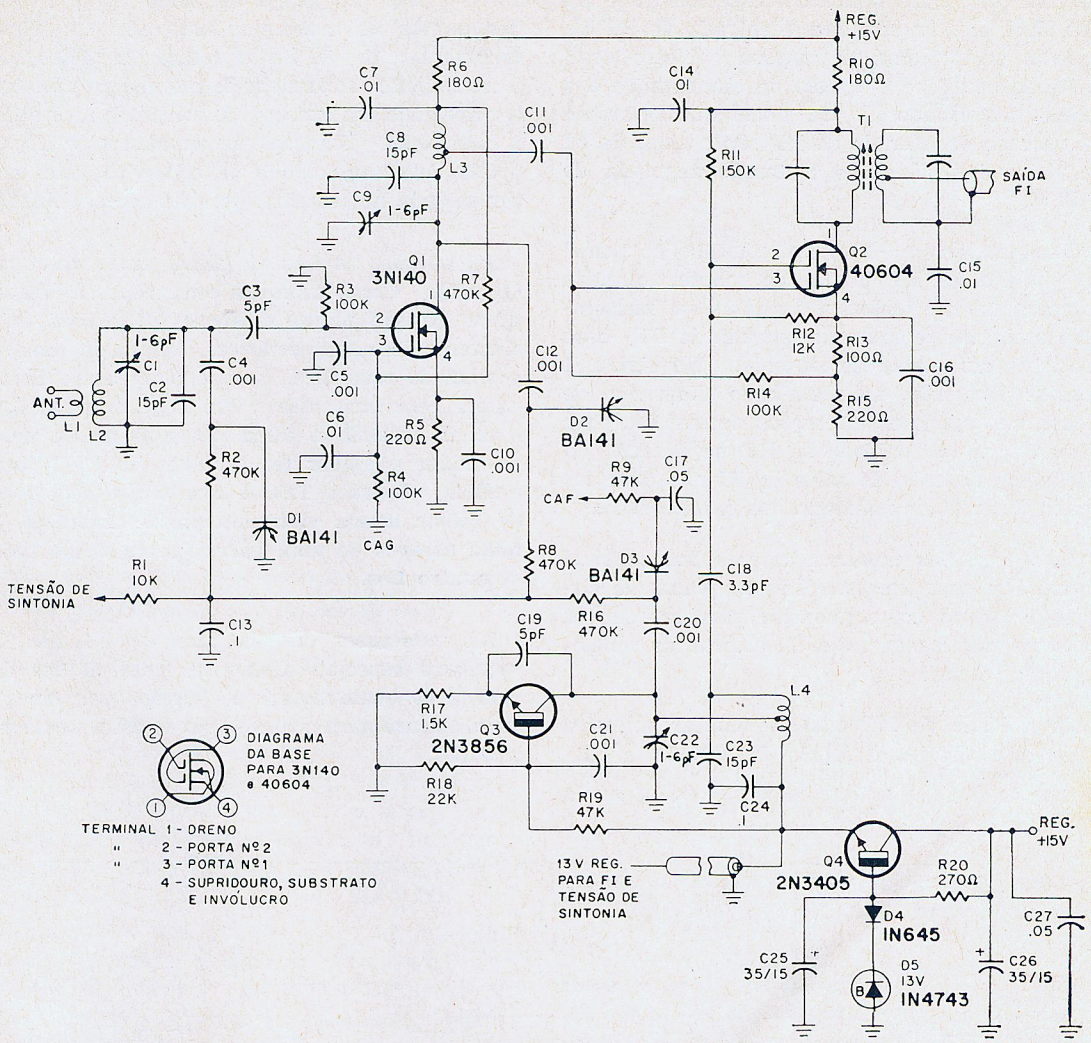


Figura 1

O circuito de entrada de RF utiliza diodos sintonizadores de capacitância variável com a tensão e dois Mostec de porta dupla a fim de conseguir o máximo desempenho. A sintonia pode ser feita remotamente, a uma distância de até 60 metros desta unidade. (Veja detalhes na figura 4).

junção de R43 e R44. Não é necessário instalar o Q5 se fôr usado um voltímetro eletrônico para medir essa tensão junto à extremidade de R45 que vai ligada à base. Os componentes R47, R48, C49 e C55 filtram o áudio proveniente da saída de CC do discriminador.

A tensão de saída da fonte de alimentação é regulada para +15 V. O diodo D10 (figura 3) fornece compensação de temperatura para manter constante a tensão de saída. Os +15 V são aplicados diretamente, sòmente ao Q1 e Q2, na entrada de RF. O transistor Q4 regula essa tensão para +13 V.

Os diodos zener constantes da lista de componentes são do tipo de 2% de tolerância. Poderão ser usados outros tipos, desde que criteriosamente escolhidos. O diodo de +15 V deve fornecer pelo menos 14,6 V; o de +13 V não deve exceder 13,4 V (note-se que com 10% de tolerância a tensão pode sair dessa faixa, anulando tôda a compensação térmica e a estabilidade em tôrno de 13 V).

A tensão sintonizadora é rigorosamente filtrada em todos os níveis pelos condensadores C26, C57, C58 e C13. Qualquer ondulação ou ruído na referida linha surgirá como modulação FM do sinal de FI de 10,7 MHz.

A unidade de RF, os estágios de FI, fonte de alimentação e o adaptador de multiplex são acondicionados num chassi de alumínio de 20 x 25 x 6 cm. Pode-se operar essa unidade a uma distância de até 100 metros da unidade

de contrôle. Para aplicações especiais pode ser desejável montar sòmente a entrada de RF na antena, ou próxima da antena. Nesse caso, basta fornecer-lhe a tensão de ailmentação e a tensão sintonizadora. Os sinais que retornam da unidade de entrada de RF são o sinal de FI de baixa impedância e a tensão regulada de +13 V.

O regulador de +13 V foi colocado no painel do circuito de RF a fim de manter o diodo compensador de temperatura (D4) na temperatura ambiente reinante na entrada de RF. Isso reduz os desajustes de sintonia. Na figura 4 acha-se ilustrado um detalhado diagrama de blocos mostrando as alterações necessárias para a montagem da unidade de RF na antena. A blindagem do cabo de saída de FI não deve ser ligada à terra em nenhuma das extremidades.

As fotografias mostram apenas um possível arranjo de componentes. Use as placas de circuito impresso como gabarito para marcar os furos de montagem antes de colocar os componentes no lugar.

Na unidade de RF convém montar primeiro todos os resistores e depois T1, C1, C9 e C22. Deve-se dar um pingo de solda atrás de um dos pontos de montagem em cada um dêsses trimmers, a fim de evitar rotação em falso após a montagem. A arruela de montagem não deve ser apertada em excesso, do contrário será difícil a calibração. Uma das extremidades de C2, C8 e C23 deve ser soldada na fôlha; a outra deve ser soldada no terminal do trimmer cerâmico.

Solde todos os fios ao painel antes de soldar Q1 e Q2. Como acontece com todos os Mostec, Q1 e Q2 são muito sensíveis às tensões transientes e descargas estáticas. Antes de remover o olhal de cada TEC, segure o invólucro firmemente com uma mão. Em seguida puxe fora o olhal, tocando a fôlha ligada à massa **antes** de deixar qualquer fio terminal do TEC tocar a fôlha. Insira o TEC e **com a ponta de ferro de soldar ligada elètricamente à superfície da fôlha através de uma garra jacaré, solde todos os quatro fios.**

Na montagem dos estágios de FI não há requisitos especiais a não ser com os fios dos diodos, os quais devem ser presos por um pequeno jacaré para a dissipação de calor ao serem soldados.

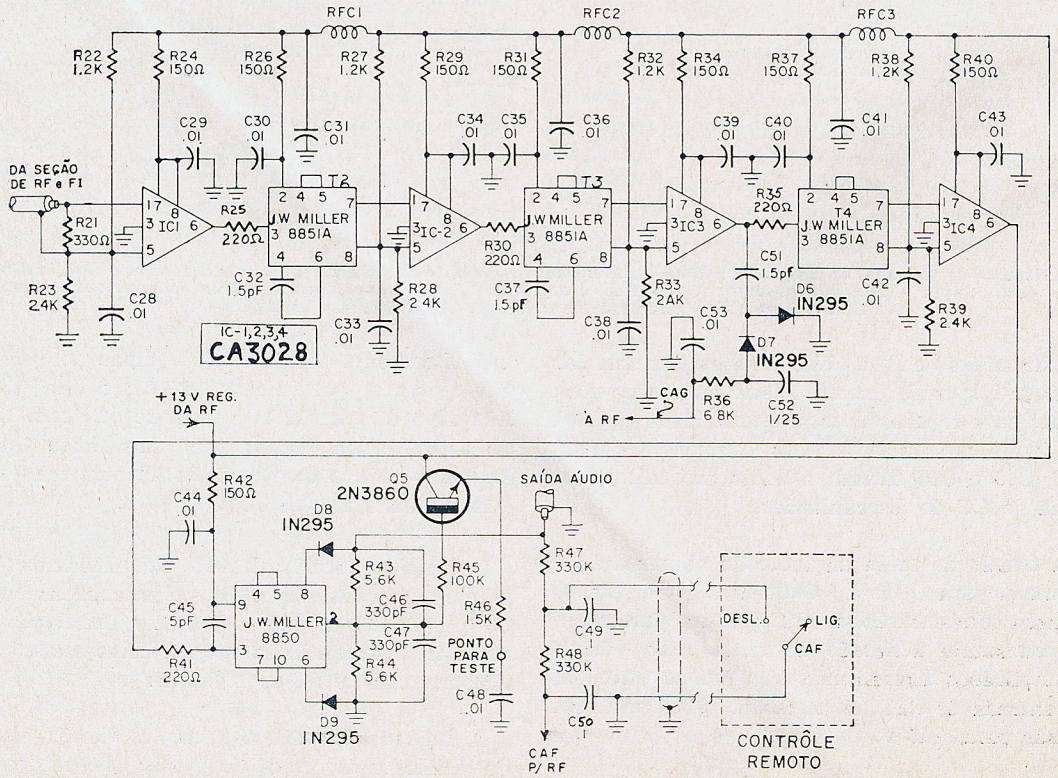


Figura 2

Os quatro estágios de FI operam com os circuitos integrados CA3028 que proporcionam excelente limitação global da etapa de FI.

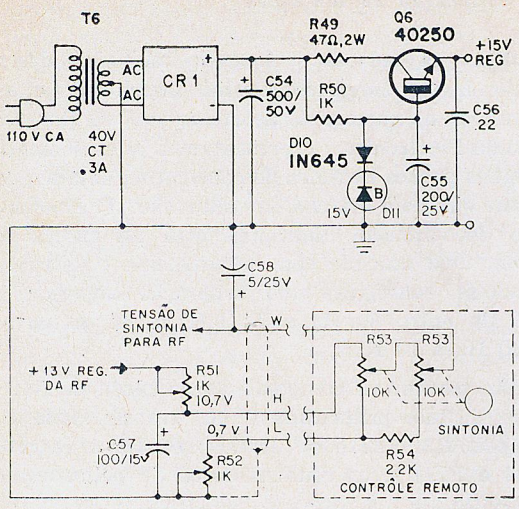


Figura 3

Circuito para a fonte de alimentação do sintonizador Essa fonte fornece 15 V que são diretamente aplicados aos transistores Q1 e Q2 da entrada de RF.

Na versão aqui apresentada, foi adotado um mecanismo planetário de redução para o potenciômetro de sintonia R53. Como escala de sintonia foi utilizado um dial circular de alumínio, de 8 cm de diâmetro. A calibração de freqüência é pràticamente linear ao longo da escala tôda. Pode-se servir de qualquer mecanismo planetário desde que a razão de redução e tamanho sejam convenientes.

Completadas e montadas tôdas as unidades, podemos efetuar a revisão da montagem. Primeiramente verifique as saídas reguladas de +15 V e +13 V. Antes da regulação de +13 V, a saída de +15 V deve estar correta.

As etapas de FI devem ser calibradas antes de se tentar calibrar os estágios de RF. Injete um sinal de 10,7 MHz no pino 1 de CI3 através de um condensador de 0,001 μF. Conecte um instrumento de 0-1 mA no ponto de teste (ou um voltímetro eletrônico na extremidade ligada à base de R45). Coloque a saída para uma indicação de sintonia a 10% da escala máxima. Aguce os núcleos vermelho e azul de T4 para a máxima indicação do instrumento.

Injete o sinal no pino 1 de CI1 e aguce os ajustes de T2, T3 e T4 e o núcleo vermelho de T5. Vá reduzindo a saída do gerador para a máxima agudez de sintonia à medida que vai calibrando. Finalmente injete a saída do gerador ao invólucro de C14 e aguce T1. Aumente a saída do gerador até que a saída de AF seja razoàvelmente silenciosa, depois conecte um voltímetro eletrônico de CC comutado para a mais baixa escala, na saída de AF, e cuidadosamente posicione o núcleo de T5 para a indicação nula. Com isso a calibração de FI fica completada.

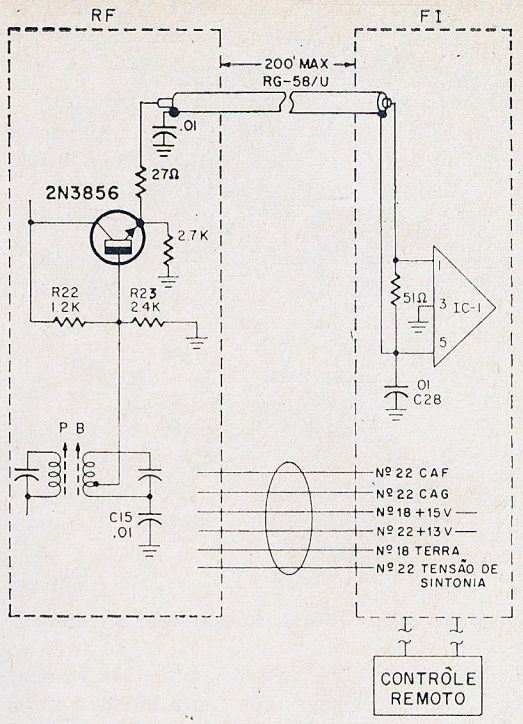


Figura 4

O diagrama de blocos mostra as alterações necessárias caso se decida a montar a entrada de FR na antena de FM ou perto dela.

A chave CAF deve ficar desligada no decurso das calibrações a menos que haja especificação contrária.

Gire o botão de sintonia para a mais baixa freqüência e ajuste R52 para a leitura de +0,7 V junto a L da placa da fonte de alimentação. Gire o botão agora para a mais alta freqüência e ajuste R51 para +10,5 V junto a H também naquela placa. As tensões junto a L e H mudam com a posição do botão de sintonia. Isso é normal, portanto certifique-se de que o botão está corretamente colocado antes de começar os ajustes dos potenciômetros. Repita os ajustes.

Pre-posicione a porção plana dos parafusos de sintonia da seguinte maneira: C1, 10 mm da fôlha; C22, 14 mm da fôlha. Gire o dial solidário ao potenciômetro R53 para ambas as extremidades e marque-os em pontos indicados pelo traço indicador de freqüência. A partir da extremidade inferior de freqüência, faça uma marca de 88 MHz no ponto onde forma um ângulo de 45° no sentido horário e uma outra de 108 MHz no ponto onde forma um ângulo de 30° no sentido anti-horário a partir da extremidade superior de freqüência. Serão êsses os pontos de calibração.

Posicione o mostrador em 88 MHz e aproxime ou afaste as espiras de L4 até que essa fre-

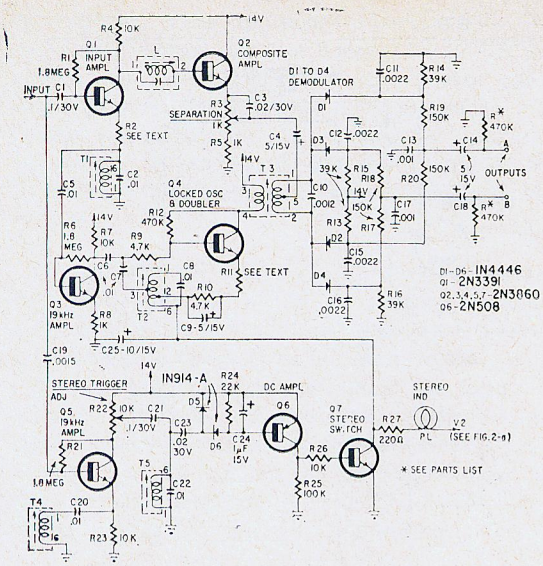


Figura 5

Diagrama esquemático do decodificador multiplex.

qüência seja recebida nesse ponto. As bobinas L2 e L3 devem ser ajustadas para máximo sinal. Reduza a saída do gerador à medida que vai calibrando. Agora coloque o mostrador e o gerador em 108 MHz e ajuste C22 até que essa freqüência seja recebida nesse ponto. Aguce C1 e C9 para a máxima indicação.

Verifique novamente a calibração em 88 MHz, pois provàvelmente ela terá se deslocado um pouco. Não se esqueça de ajustar a indutância em 88 MHz e as capacitâncias em 108 MHz. Ajuste alternadamente essas duas extremidades de freqüência até obter o máximo aguçamento possível. Se houver dificuldades em sintonizar essas freqüências, é muito provável que as tensões H e L estejam fora das especificações. Se não puder rastrear essas freqüências com o mostrador, experimente aumentar a tensão H para 10,9 V, ajustando R51.

A calibração de RF fica, assim, completa. Dependendo da linearidade de R53, é possível separar as extremidades de 88 e 108 MHz bem afastadas. (Alguns potenciômetros apresentam uma considerável resistência nas extremidades, tornando a sintonia bastante ampliada nas extremidades). Para abaixar o ponto de 88 MHz, aumente ligeiramente a tensão L; ao mesmo tempo gire R53 mais no sentido anti-horário. Para elevar o ponto de 108 MHz, diminua a tensão H e simultâneamente gire R53 no sentido horário.

Após a obtenção de uma calibração linear satisfatória, convém deixar gravadas as tensões H e L nas extremidades de R53 para referências futuras.

Calibração de multiplex

Nota da redação: A seção multiplex dêste sintonizador estereofônico foi descrita detalhadamente no número de agôsto de 1967 da Revista Radio-Electronics. Apresentamos aqui sòmente alguns poucos detalhes de construção, detalhando mais quanto à marcha da calibração. O esquema do decodificador multiplex está na figura 5. Com uma unidade convenientemente construída pode-se conseguir uma separação superior a 30 db entre 50 Hz a 14 KHz e 40 db entre 100 Hz a 10 KHz.

Ao montar os componentes na placa de fenolite, instale primeiramente os transformadores, depois R3, R22 e os demais resistores (exceto R2 e R11) e os condensadores de poliestireno.

O primeiro passo para a calibração é medir o nível de saída de multiplex com o auxílio de um osciloscópio. Utilize como referência a escala mais alta de tensão pico-a-pico.

Aplique ao decodificador um nível de saída proveniente de um gerador de áudio, 25% mais elevado que o nível de referência (Use qualquer freqüência conveniente do espectro de áudio). Escolha para R2 um valor compreendido entre 3.900 ohms e 12.000 ohms (quanto maior a entrada, maior o valor), que permita reprodução não distorcida do sinal de entrada, observada junto ao emissor de Q2 através de um osciloscópio.

Em seguida, injete um sinal de 67 KHz (esta freqüência deve ser rigorosa) e sintonize L para o **mínimo** de sinal junto ao emissor de Q2. Injete um sinal de 19 KHz ao nível de 25% do nível de referência e sintonize T1 para a **máxima** diferença de potencial em seus enrolamentos. Reduza o sinal de entrada e sintonize T4 e T5, com R22 ao máximo, para a máxima diferença de potencial em R24. Durante a calibração reduza o nível de entrada até que a diferença de potencial em R24 comece a diminuir. Nesse ponto, o efeito de calibração é o mais pronunciado. Coloque um resistor de 470 ohms em lugar de R11 e ligue temporàriamente à terra o coletor de Q7. Ajuste T3 para a máxima amplitude da forma de onda de 38 KHz junto ao coletor de Q7. Em seguida ajuste T2 até que qualquer agitação na forma de onda desapareça, indicando o sincronismo com o sinal de entrada. Continue a reaguçar T1, T2 e T3, enquanto reduz o nível de entrada até que o oscilador entre em sincronismo com um sinal de entrada de 19 KHz com pelo menos 26 db (um vigésimo) abaixo da referência.

Escolha para R11 um valor entre 200 e 1.000 ohms tal que proporcione a máxima saída não distorcida de 38 KHz. Um valor demasiada-

mente baixo produzirá tensões de comutação de baixa amplitude e separação insuficiente. Os ciclos adjacentes das formas de onda de comutação não apresentarão alturas idênticas (e isso é normal) mas devem estar dentro de 20%.

Caso disponha de um gerador de multiplex, remova a ligação à terra do coletor de Q7 e injete um sinal composto ao nível de referência. Ajuste R22 de modo a levar Q7 à saturação e ajuste R3 para a máxima separação.

Se não dispuser de tal gerador, siga o procedimento acima descrito com o decodificador ligado ao sintonizador que está recebendo uma transmissão estereofônica. Coloque um potenciômetro (de cêrca de 100 K) à saída do sintonizador a fim de possibilitar a redução da entrada do decodificador durante a calibração.

Terminados os ajustes preliminares, remova o potenciômetro. Ligue as saídas A e B às entradas vertical e horizontal de um osciloscópio. Sintonize uma estação que está transmitindo um programa estereofônico. Ajuste R22 até que a lâmpada pilôto acenda. O oscilograma provàvelmente apresentará o aspecto da figura 6-a. Ajuste R3 até que o espectro se torne o da figura 6-b. Um ligeiro retoque em T1 e R3 poderá melhorar a separação. Se a separação parecer deficiente, experimente uma outra estação estereofônica.

Para identificar as saídas A e B quanto ao lado esquerdo ou direito, procure achar uma transmissão de teste (muitas estações o fazem), com a qual se pode identificar os canais. Naturalmente, se dispuser de um gerador de multiplex, êste o fará instantâneamente.

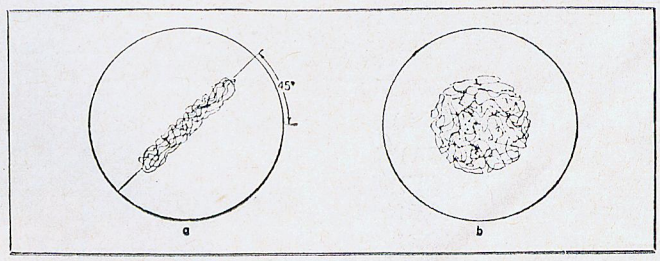


Figura 6

Oscilogramas que aparecem no decorrer dos ajustes de separação.

Lista de componentes — Sintonizador

Condensadores

C1, C9, C22 — compensador capacitivo (trimmer) tubular, cerâmico, de 1-6 pF
C2, C8, C23, C45 — mica prateada, 15 pF
C3, C19 — disco NPO, 5 pF, cerâmica
C4, C5, C10, C11, C12, C16, C20, C21 — disco 0,001 μF, cerâmica
C6, C7, C14, C28 a C31, C33 a C36, C38 a C44, C48, C53 — disco 0,01 μF x 50 V, cerâmica
C17, C27 — disco 0,05 μF x 20 V, cerâmica
C18 — 3,3 pF disco NPO, cerâmica
C32, C37, C51 — 1,5 pF disco ou tubular NPO, cerâmica
C46, C47 — 330 pF disco cerâmica
C13, C23, C49, C50 — 0,1 μF x 16 V disco cerâmica
C25, C26 — 35 μF x 15 V eletrolítico
C52 — 1 μF x 25 V eletrolítico
C54 — 500 μF x 50 V eletrolítico
C55 — 200 μF x 25 V eletrolítico
C56 — 0,22 μF, 100 V papel ou mylar
C57 — 100 μF x 15 V eletrolítico
C58 — 5 μF x 25 V eletrolítico

Resistores

R1 — 10 K
R2, R7, R8, R16 — 470 K
R3, R4, R14, R45 — 100 K
R5, R15 — 220 ohms
R6, R10 — 180 ohms
R9, R19 — 47 K
R11 — 150 K
R12 — 12 K
R13 — 100 ohms
R17, R46 — 1K5
R18 — 22 K
R20 — 270 ohms
R21 — 330 ohms
R22, R27, R32, R38 — 1.200 ohms, 5%
R23, R28, R33, R39 — 2.400 ohms, 5%
R24, R26, R29, R31, R34, R37, R40, R42 — 150 ohms
R25, R30, R35, R41 — 220 ohms, 1/4 W
R43, R44 — 5.600 ohms, 5%
R47, R48 — 330 K
R36 — 6K8
R49 — 47 ohms, 2 W
R50 — 1 K

R51, R52 — potenciômetro linear, 1 K
R53 — potenciômetro linear duplo conjugado (1 eixo) 10 K
R54 — 2K2.

Todos os resistores são de 1/2 W, 10%, salvo especificação em contrário.

Diversos

L1 — 2 espiras nº 26, 1/4" diâmetro (espaçá-las de modo a encaixá-las entre as espiras de L2. Introduzir 1/3 do diâmetro em L2).
L2 — 4 espiras nº 20, 1/4" diâmetro, 10,2 mm comprimento
L3 — igual a L2, derivação na 2ª espira
L4 — 3 espiras nº 20, 1/4" diâmetro, 10,2 mm comprimento, derivação na 2ª espira a partir da extremidade não energizada (superior no esquema).
RFC1, RFC2, RFC3 — enrolar fio esmaltado nº 30 sôbre um resistor de 1/2 W, 33K ou mais.
T1, T2, T3, T4 — transformador de FI JW Miller 8851A
T5 — transformador de FI JW Miller 8850
T6 — transformador de fôrça 110 V x 40 V, CT, 3 A (Triad F91X ou similar)
CR1 — ponte retificadora 100 V x 200 mA
Q1 — transistor 3N140 (RCA)
Q2 — transistor 40604 (RCA)
Q3 — transistor 2N3856 (GE)
Q4 — transistor 2N3405 (GE)
Q5 — transistor 2N3860 (GE)
Q6 — transistor 40250 (RCA)
IC1, IC2, IC3, IC4 — circuito integrado CA3028 (RCA)
D1, D2, D3 — diodos casados BA141 (ITT ou equivalente. Vide texto).
D4, D10 — diodos de silício para RF 1N645 ou similar
D5 — diodo Zener selecionado, 13 V, 2%, 1N4743A ou SZ13.0 (2%) da Schauer
D6, D7, D8, D9 — 1N295
D11 — diodo Zener 15 V, 2% (SZ15.0 da Schauer)

Lista de componentes — Decodificador

Condensadores

C1, C21 — 0,1 μF x 30 V, cerâmico
C2, C5, C6, C7, C8, C20, C22 — 0,01 μF poliestireno
C3, C23 — 0,02 μF x 30 V, cerâmico
C4, C9, C14, C18 — 5 μF x 15 V, eletrolítico
C11, C12, C15, C16 — 0,002 μF
C13, C17 — 0,001 μF
C10 — 0,0012 μF, poliestireno
C19 — 0,0015 μF, disco cerâmico
C24 — 1 μF x 15 V, eletrolítico
C25 — 10 μF x 15 V, eletrolítico

Resistores

Resistores R — 470 K a 1 M para evitar surtos de comutação de multiplex (todos do mesmo valor)

R1, R6, R21 — 1M8 (1,8 megohm)
R2, R11 — veja texto
R3 — minipotenciômetro 1 K
R4, R7, R23, R26 — 10 K
R5, R8 — 1 K
R9, R10 — 4K7
R12 — 470 K
R13, R14, R15, R16 — 39 K, 5%
R17, R18, R19, R20 — 150 K, 5%
R22 — minipotenciômetro 10 K
R24 — 22 K
R25 — 100 K
R27 — 220 ohms

Todos os resistores são de 1/2 W, 10%, salvo especificação em contrário.

Diversos

D1, D2, D3, D4, D5, D6 — diodo 1N4446 ou 1N914A (GE)

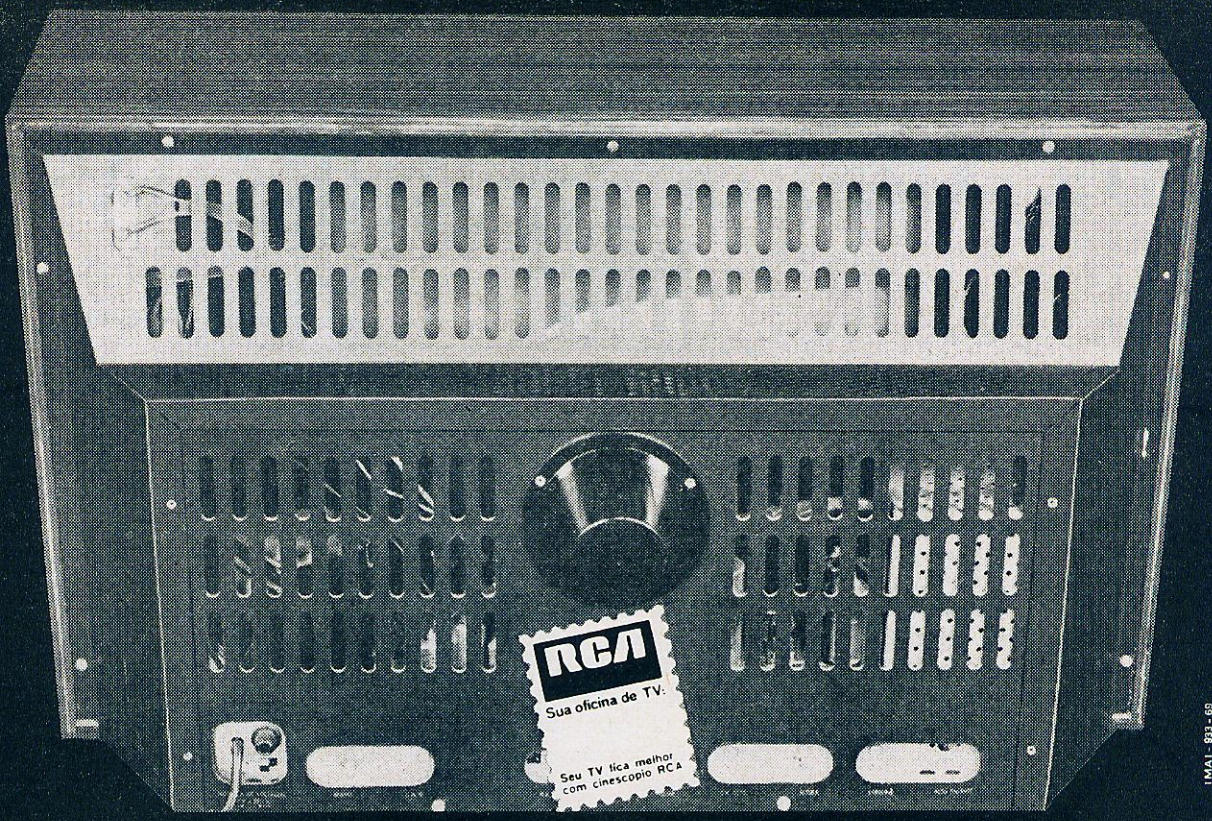
Q1 — 2N3391 (GE)
Q2, Q3, Q4, Q5, Q7 — 2N3860 (GE)
Q6 — 2N508 (GE)
PL — lâmpada indicadora de 16 V (15-20 mA) (Sylvania 16CSB)
T1, T2, T4, T5 — tanque 19 KHz (Miller 1354-PC)
T3 — transformador de saída 38 KHz (Miller 1355-PC)

L — filtros de banda passante em série (Miller 1352-PC)

ATENÇÃO

Chamamos a atenção de nossos leitores para o fato de que, no momento, é possível que não haja no comércio especializado alguns dos componentes especificados na lista. Entretanto, com o advento em nosso país da transmissão estereofônica em FM, e a conseqüente crescente procura de componentes, os comerciantes passarão a importá-los e os fabricantes passarão a fabricar aquêles que estejam dentro de suas especialidades (bobinas, transformadores etc.).

Ω



IMAI - 933 - 69

cartão de visita

Reconhecemos que distribuir folhetos pode ser uma boa promoção. Mas êles nunca são encontrados quando um cliente precisa de sua oficina. Por isso, elaboramos um cartão de visita definitivo. É a etiquêta RCA. Na plaqueta de metal, côr de ouro, você grava o nome e telefone de sua oficina. Ela é fabricada pelo mais moderno processo e com o melhor material disponível. Não resseca, não deteriora, não descola com o calor, não desbota. E você recebe as etiquêtas inoxidáveis automàticamente, cada vez que utilizar um cinescópio RCA em seus serviços. É uma promoção que dura sempre. Para você ser lembrado por todos os seus clientes. Sem obrigá-los a procurar um pedaço de papel em todos os lugares da casa.

RCA

SIMPLES GERADOR DE ONDAS QUADRADAS

Frank H. Tooker
de RADIO-ELECTRONICS

Os transistores de efeito de campo (TEC) podem ser utilizados na elaboração de um excelente gerador de ondas quadradas (multivibrador estável), consumindo pouca energia e entregando na saída um sinal com excursão de tensão total igual a cêrca de 90% da tensão de alimentação. O circuito da figura 1 nos mostra o mais simples circuito desta espécie. A onda quadrada de saída tem uma tensão total de excursão de 8 volts, sendo o consumo de apenas 360 microampères a 9 volts.

Se forem empregados componentes com os valores indicados e transistores casados, a forma de onda de saída será simétrica. Para se selecionar um par casado de transistores TEC basta utilizar o circuito da figura 2 e escolher o par que apresentar idênticas correntes de dreno. Êsse par garantirá a simetria da onda de saída do seu oscilador.

Os valores dos resistores de carga do dreno (R1 e R2), para qualquer caso em particular deverão ser iguais à metade da tensão da bateria (em volts) dividida pela corrente de dreno medida (em ampères). No nosso caso, para o par selecionado, encontramos o valor de 18.000 ohms.

A cadência de repetição é determinada primàriamente pelo condensador C1 e resistor R3, embora seja também afetada de certa forma pela tensão da bateria e pelas características individuais dos transistores empregados. Assim sendo, para cada caso será conveniente determinar experimentalmente quais os valores mais adequados. Com os valores dados na figura 1, a freqüência obtida foi de 15 KHz, aproximadamente.

Com o circuito funcionando em 150 KHz, a borda superior da forma de onda apresentou-se arredondada. Tal arredondamento não se constitui num fenômeno incomun. Os circuitos de multivibradores estáveis empregando transistores bipolares apresentam esta característica, mesmo em baixas freqüências. Se isto se constituir em impecilho para determinadas aplicações, poderá ser fàcilmente eliminado, entregando-se a saída do multivibrador a um circuito quadrador simples, utilizando um único transistor bipolar. Na parte alta do espectro de audiofrequência, a forma de onda de saída do circuito da figura 1 possui um arredondamento insignificante.

O oscilador pode ser sincronizado conectando-se um resistor entre a porta do transistor da esquerda e a massa (ao invés de ligá-lo diretamente à massa) e introduzindo-se o pulso de sincronismo na porta através de um condensador. O valor dêsse resistor deve ser tão pequeno quanto possível, uma vez que êle prejudica os tempos de subida e de descida. O sinal de sincronismo não deve ser superior ao mínimo necessário, pois êle tende a aparecer superposto à onda quadrada de saída.

Ω

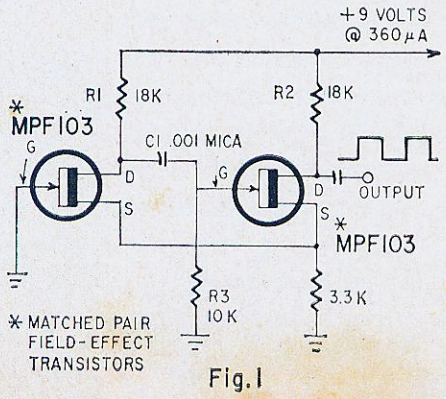


Fig. 1

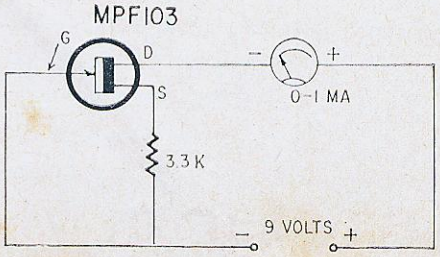


Fig. 2

authentic

EQUIPAMENTOS
ELETRÔNICOS
LIMITADA

NÔVO ENDERÊÇO . . .

NOVAS INSTALAÇÕES . . .

NOVAS PERSPECTIVAS . . .

A Authentic Equipamentos Eletrônicos Ltda. tem o prazer de comunicar aos seus clientes, fornecedores e amigos sua mudança para a Avenida Invernada, 158, onde, em novas e modernas instalações (sede própria), está em melhores condições de atendê-los com a máxima satisfação.



authentic EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA.

AV. INVERNADA N.º 158 — FONE: 61-06-19 - AEROPORTO CONGONHAS - SÃO PAULO

OS SCR

(3.ª PARTE)

Henrique Goldberger *

Dissipação e impedância térmica

Perdas no estado de condução direta são as principais causas do aquecimento da junção durante ciclos normais de trabalho quando a tensão aplicada ao SCR é senoidal de baixa frequência. Porém se fôr aplicada à unidade uma tensão pulsante cuja forma de onda apresenta variação de corrente muito grande para um pequeno período de tempo, haverá perdas consideráveis durante o tempo de disparo do SCR, aumentando assim sua temperatura da junção. Caso seja aplicada ao SCR uma tensão senoidal de alta frequência, o efeito sôbre êste será igual a correntes pulsantes.

Observamos na figura 20 uma família típica de curvas para dissipação de potência direta média de um SCR típico. Esta família de curvas indica os diferentes valores de dissipação de potência direta média para as determinadas correntes diretas médias de anodo (corrente média de disparo). Observamos que em uma das curvas está indicada CC, isto quer dizer que esta curva se refere a quando o SCR fôr operado com corrente contínua no anodo, enquanto as demais curvas se referem a diferentes ângulos de condução de cada ciclo de tarbalho (ciclo de CA de anodo).

Na figura 21 demonstramos o que é **ângulo de condução** de cada ciclo de trabalho. Os SCR sòmente conduzem quando é aplicada ao seu anodo uma tensão positiva, não conduzindo de forma alguma durante a parte de tensão negativa do ciclo da tensão de corrente alternada aplicada ao seu anodo. Portanto o tempo de condução do SCR, quando operado com CA, poderá ser no máximo o período de 180°, podendo ser reduzido até 0°, sendo possível qualquer valor intermediário entre êsses dois valores. Êste período de tempo mencionado vem a ser a parte do ciclo da corrente alternada aplicada ao anodo do SCR durante o qual o SCR conduz, êste é o ângulo de condução, enquanto o ciclo completo da CA

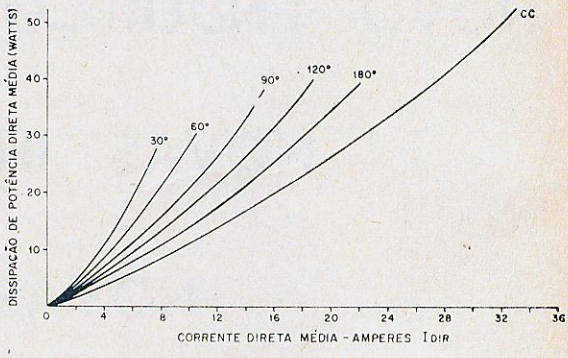


Figura 20

Família típica de curvas de dissipação de potência direta média de um típico SCR.

aplicado ao anodo do SCR denomina-se **ciclo de trabalho.** O SCR sòmente conduz quando se inicia a parte positiva da onda senoidal (do ciclo de trabalho) aplicada ao anodo, existindo naturalmente corrente de gatilho, denominada corrente de disparo ou corrente de gatilho. Caso a corrente de gatilho seja aplicada a êste em defasagem com a tensão de CA de anodo, existindo um atraso na corrente de gatilho, o SCR iniciará condução depois de já se ter iniciado o ciclo de trabalho, reduzindo assim o ângulo de condução para um valor menor que 180°. Portanto, o ângulo de condução do SCR é determinado com o auxílio de circuitos externos ligados ao seu gatilho ou comporta. Geralmente êstes circuitos de contrôle podem fazer o SCR disparar com um ângulo de condução que varia desde 180° até 0°, ou seja, corte completo da unidade (estado de não condução).

Observando-se novamente a figura 20, nota-se que, ao se reduzir o ângulo de condução durante um ciclo de trabalho, a dissipação de energia na junção aumenta consideràvelmente, sendo possível operar com o SCR a valores mais baixos

* **Chefe de Laboratório da Inderg Ind. Eletrônica Ltda.**

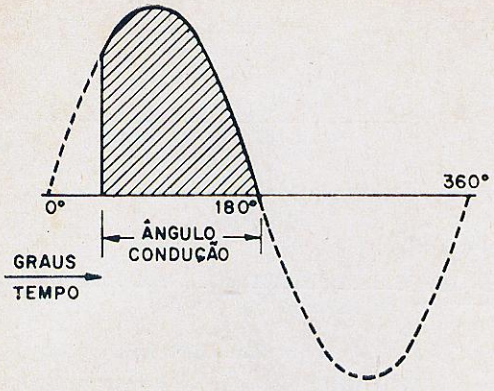


Figura 21

Tensão aplicada a um SCR e seu ângulo de condução.

da sua corrente direta média. Os SCR, quando operados com corrente contínua, apresentam maior capacidade de condução de corrente direta média, para uma determinada temperatura. Portanto, ao projetar-se um equipamento empregando SCR, devemos desenhar seu dissipador térmico, levando em consideração as correntes diretas médias em que o mesmo será operado, aplicando-se também êste cuidado quando operado com ângulos de condução grandes ou pequenos. A não observância dêste cuidado poderá trazer resultados desastrosos à operação de equipamento controlado, pois, existindo excessiva temperatura nas junções do SCR, o mesmo disparará descontroladamente, sem obedecer ao contrôle exercido pelo gatilho ou conporta.

O calor produzido nas junções quando o SCR é operado em condução direta é transferido a seu invólucro, sendo posteriormente transferido ao dissipador, finalmente acoplado ao ar em volta do mesmo. A temperatura de junção é maior que a do invólucro, sendo na proporção direta da quantidade de calor dissipada na junção e da resistência térmica do sistema. Na equação abaixo define-se a relação de temperatura de junção quando o SCR é operado sob condução direta em CC:

$$P\theta = Tj - Tc \quad (A)$$

Nesta equação, P indica a produção de calor médio na junção (em watts), enquanto θ (teta, vem a ser a resistência térmica entre as junções e a base do invólucro, quando o mesmo é operado em condução direta com a corrente contínua, sendo êste valor em °C/watt. Tj vem a ser a temperatura de junção média em °C, enquanto Tc é a temperatura do invólucro em °C.

Com a equação acima é possível determinar a dissipação de potência existente nas junções sob corrente contínua pura, podendo-se determinar a capacidade máxima de corrente contínua direta sob a qual o SCR pode ser operado, para uma temperatura específica do invólucro. Para isto Tj vem a ser a máxima temperatura específica de junção permitida para o SCR. Esta fórmula, porém, não se aplica à determinação da temperatura máxima de junção quando o calor é dissipado em pulsos como na condução respectiva com CA. Substituindo P pelo valor de produção de calor máximo, determinar-se-á um valor de temperatura muito acima do real, enquanto que, se pusséssemos P como valor médio de produção de calor na junção para um ciclo completo, determinaríamos um valor muito baixo da temperatura de junção instantânea. A razão para tal discrepância está na capacidade térmica do semicondutor que vem a ser a característica do tempo necessário para aquecer, sua capacidade de armazenar ou reter o valor e sua capacidade de resfriamento, antes de ser aplicado o próximo pulso. Os semicondutores possuem capacidade térmica relativamente baixa, especialmente nas proximidades de suas junções, fazendo com que os SCR se aqueçam ràpidamente quando aplicados a uma carga, podendo sua temperatura de junção flutuar durante o tempo de um ciclo de potência de baixa frequência. Porém para sobrecargas curtas, isto é, durante curto espaço de tempo, a capacidade térmica que é baixa, ajudará a eliminar o aumento de temperatura da junção. O dissipador ao qual o semicondutor está acoplado deverá ter uma constante térmica de alguns minutos, porporcionado assim o emprêgo do SCR com pulsos ou corrente intermitente com valores bem acima dos valores de funcionamento para CC. Na figura 22 podemos observar o circuito equivalente térmico de um SCR, sendo êste um circuito equivalente composto por resistores e condensadores. Os resistores representam a resistência térmica do semicondutor, enquanto que os condensadores representam a capacidade térmica do material, sendo o calor gerado na junção aplicado ao lado superior do sistema. A temperatura ambiente é indicada na figura 22 como sendo portanto o nível de referência. Caso o SCR esteja montado em dissipador infinito, a temperatura dêste será usada como referência.

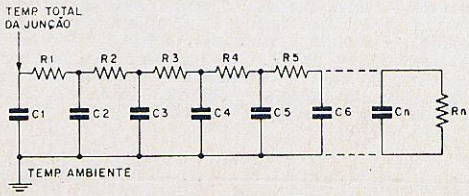
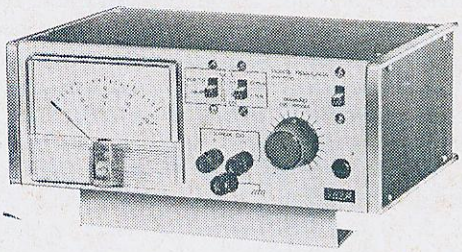


Figura 22

Circuito térmico equivalente de um semicondutor de potência.

INSTRUMENTOS

LABØ



FONTE REGULADA FR 1515 — 0-15 V / 1,5 A

CARACTERISTICAS:

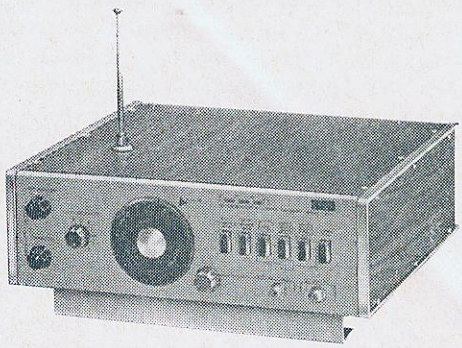
TENSÃO DE SAÍDA: 0 - 15 Volts continuamente variável.

MÁXIMA CORRENTE DE SAÍDA: 1,5 Ampères.

REGULAÇÃO: 0, 1% sem carga a plena carga, em 150 mA. 1% sem carga a plena carga, em 1,5 Amp.

PROTEÇÃO A SOBRECORRENTE: Circuito eletrônico que opera instantâneamente, restabelece as condições de uso ao cessar curto circuito. Funciona em dois níveis: primeiro até 150 mA, segundo até 1,5 Amp.

MEDIDOR: Com escala de 0 a 2 Amp. para corrente.



GERADOR DE IMAGENS — PARA TV MOD. IMCO

O Gerador de Imagem IMCO transmite um sinal que se destina a substituir o sinal de uma estação transmissora de TV, para permitir o ajuste e os reparos de televisores. O instrumento emprega 28 transistores e 10 diodos no seu circuito.

CARACTERÍSTICAS:

Sinais de Sincronismo são independentes da imagem. — Sincronismo vertical pode ser sincronizado à rêde, se desejado. — Irradia o sinal nos canais 2 a 6 e em 42,25 MHz para FI. — Produz barras verticais, horizontais, cruzadas e pontos. — Transmite portadora de som, modulada em frequência. — Fornece sinal de vídeo. — Possui antena telescópica embutida.

LABO Ind. de Equipamentos Eletrônicos Ltda.
R. Cachoeira, 1370 - Fone: 92-2154 - São Paulo - Brasil

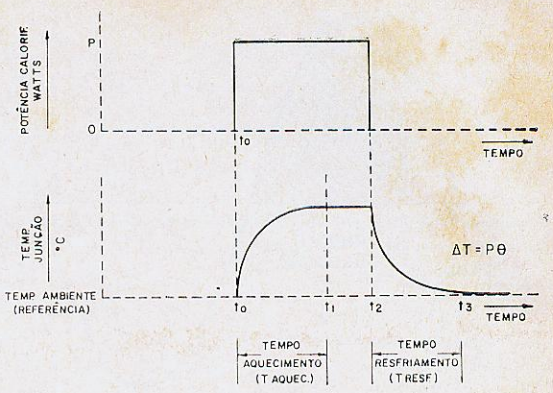


Figura 23

Resposta da junção de um SCR quando aplicado um pulso de potência calorífica.

Quando usados SCR grandes, a resistência térmica entre invólucro e dissipador é alta, comparada à resistência térmica entre junção e invólucro, sendo então usada neste caso a temperatura de invólucro como referência. O circuito equivalente constante na figura 22 sòmente é válido para amplitudes de corrente onde as perdas devido a I^2R são baixas em relação às perdas nas junções.

Analisaremos com a ajuda da figura 23 a resposta da junção do SCR quanto aplicado um pulso de potência calorífica. Quando aplicado um pulso retangular de potência calorífica à junção do SCR, a temperatura de junção elevar-se-á a uma velocidade dependendo da reposta térmica do circuito equivalente, sendo esta elevação de temperatura representada pela curva T aquec. (tempo de aquecimento). Decorrido um determinado espaço de tempo (t1), a temperatura de junção se estabilizará no ponto $\triangle T = P\theta$ acima da temperatura ambiente ou temperatura de invólucro. Êste é o valor estável para a operação com corrente contínua dado pela equação A, onde θ é a soma de R1 até Rn no circuito térmico equivalente do SCR. No instante T2, quando a potência térmica é removida, a temperatura de junção retornará à temperatura ambiente através da curva T resfr. (tempo de resfriamento). Podemos observar que as curvas T quec. e T resfr. são iguais, portanto:

$$T\ resfr. = \triangle T - T\ aquec. = P\theta - T\ aquec. \quad (B)$$

Dividindo o aumento de temperatura instantânea da curva T aquec pela potência térmica aplicada à junção, poderemos transformar o valor $\triangle T$ representado em °C para °C/watt. Êste último valor é a resistência térmica, sendo mais precisamente chamado **impedância térmica do transiente**

Na figura 24 observa-se uma curva típica de um SCR onde está traçada uma curva de impedância térmica transiente.

Para se obter a impedância térmica transiente de um SCR, deve-se aplicar um pulso de energia conhecido à unidade, verificando-se a temperatura de junção no início e no fim do período de tempo de pulso. Outra forma de medir-se a impedância térmica transiente seria verificar a temperatura de junção do SCR depois de remover uma carga estável. A temperatura de junção é média, usando-se a queda de tensão direta em baixas temperaturas. A conversão de dados caloríficos em dados de resfriamento pode ser efetuada com o auxílio da equação B.

Quando se consulta uma curva de impedância térmica transiente de um determinado SCR para projeto de equipamento, deve-se sempre levar em consideração que a curva representa os valores máximos para cada intervalo de tempo que se pode obter das unidades especificadas distribuídas pelo fabricante. A esta curva deve-se adicionar uma margem de segurança, garantindo-se assim valores seguros sob quaisquer tipos de operação com pulsos repetitivos. Quando o SCR é operado com longos intervalos de tempo, a curva de impedância térmica transiente aproxima-se ao valor de resistência térmica, quando operado com CC.

Para se determinarem valores de impedância térmica transiente com intervalos de tempo abaixo de 1 milisegundo, devemos extrapolar o valor a 1 milisegundo pela equação:

$$\frac{1}{\sqrt{t}}$$

Característica de corrente média

Na figura 25 apresentamos uma curva de corrente média com relação à temperatura do invólucro típico de um SCR. Estas curvas especificam a corrente anódica máxima permitida para um determinado SCR, ,em relação direta à temperatura do invólucro e do ângulo de condução. No eixo horizontal temos os valores correspondentes à corrente média direta em ampères, enquanto os valores do eixo vertical representam as temperaturas máximas do invólucro permitidas para o determinado SCR, sendo êste valor em °C. As diversas curvas traçadas são correspondentes aos diversos ângulos de condução no qual o SCR é operado, sendo êste ângulo indicado em graus ao lado de cada curva. Neste SCR específico, a temperatura de junção máxima é ao redor de 128°C, conforme se pode observar no eixo vertical da curva, no momento exato em que a tensão de anodo passa de negativa para positiva. O SCR conduzirá durante tôda a metade do ciclo positivo, isto é, 180°, representando isto metade do ciclo de CA aplicada ao anodo do mesmo. Neste caso o ângulo de condução será de 180° e, se desejarmos manter uma temperatura de invólucro ao redor de 80°, a corrente máxima que poderá fluir através do SCR não deverá ultrapassar 17 ampères.

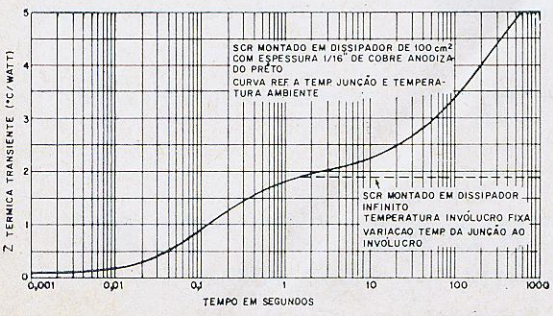


Figura 24

Curva típica de impedância térmica transiente de um SCR.

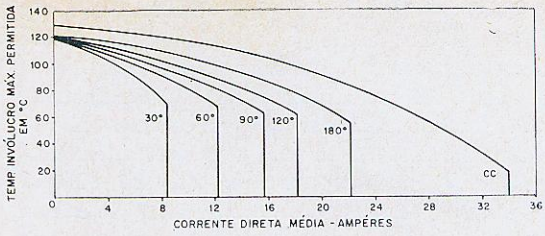


Figura 25

Curva típica de máxima corrente média vs temperatura máxima de invólucro.

Se o pulso de disparo do gatilho fôr retardado em 120°, o ângulo de condução será de 60°, ou seja, o tempo restante do meio ciclo de CA (180° menos 120°). Nestas condições, querendo-se manter a temperatura de invólucro na ordem de 80°C, a corente média máxima de anodo deverá ser 9,2 ampères.

Como podemos constatar, diminuindo-se o ângulo de condução nos SCR, a máxima corrente média da unidade é tremendamente reduzida, para uma determinada temperatura de invólucro, ou, em outras palavras, reduzindo-se o ângulo de condução, a potência controlada pelo SCR é reduzida. Queremos ressalvar que, ao se projetarem equipamentos, é boa prática o projetista trabalhar com valores abaixo dos indicados pelas curvas.

Características dos SCR com sobrecargas

A temperatura de junção de um SCR pode exceder momentâneamente o valor máximo determinado, sempre que esta sobrecarga não seja repetitiva, isto quer dizer que tal sobrecarga não ocorre em todos os ciclos da corrente alter-

nada aplicada ao SCR, mas sim uma sobrecarga esporádica. Geralmente alguns fabricantes de SCR fornecem curvas pelas quais se pode determinar a corrente máxima de sobrecarga direta que um SCR pode suportar, sendo uma destas curvas reproduzidas na figura 26. Estas curvas geralmente se aplicam para correntes alternadas de 60 Hz, calculadas para a temperatura máxima de junção para determinar SCR. Podemos observar que, se o SCR fôr disparado nos 60 meios ciclos da corrente alternada de entrada, a máxima corrente direta de pico de anodo, para uma temperatura de junção de 125°C, será de 76 ampères. A curva da figura 26 representa o valor da máxima corrente direta de pico sòmente quando o ângulo de condução é de 180°, isto é, o SCR disparará durante o período correspondente ao meio ciclo da corrente CA aplicada ao seu anodo. O tempo de condução do SCR em cada segundo será igual a 60 metades de ciclos da corrente alternada, sendo então igual a 1 segundo dividido por 2, ou seja, 0,5 segundo (500 milisegundos), permanecendo o SCR desligado ou em corte durante um tempo igual a 500 milisegundos.

Se através do gatilho permitirmos que o SCR sòmente dispare a cada 2º ciclo da tensão CA aplicada ao seu anodo, o SCR sòmente conduzirá durante a metade de cada 2º semiciclo da corrente alternada, sendo então o disparo do mesmo durante 30 metades positivas da CA de anodo. Portanto o SCR conduzirá durante um tempo igual a 1/4 segundo, ou seja, 250 milisegundos. Nesta condição, se fôr ultrapassada a temperatura de junção, devido a sobrecarga na corrente de anodo, ficando o SCR desligado por um período de tempo maior, ou seja, mais exatamente 750 milisegundos, permitirá assim resfriar a temperatura de junção em tempo hábil antes do seu próximo período de condução. Pela figura 26 pode-se constatar que a corrente direta pico do SCR será de 79 ampères.

Se o SCR fôr disparado apenas durante uma única metade de ciclo da tensão de CA aplicada

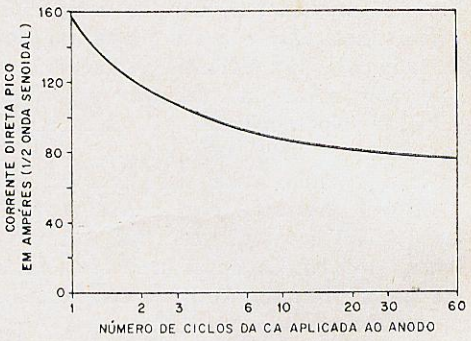
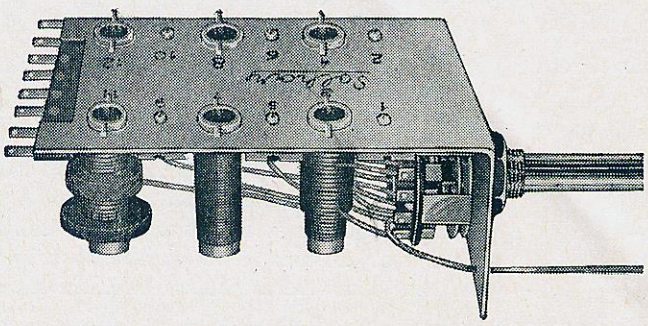


Figura 26

Curva típica de corrente máxima de sobrecarga direta de um SCR.

MONTAGEM FÁCIL
ÓTIMO RENDIMENTO
QUALIDADE COMPROVADA



Solhar

Moderno monobloco para transistores de 2 ou 3 faixas de ondas.

Alta sensibilidade e seletividade.

SOLHAR ELETRÔNICA S.A.

RUA TITO Nos. 978/980 — FONE: 62-9214 — CAIXA POSTAL Nº 1593

Enderêço Telegráfico: «SOLHARTRONIC» — São Paulo

ao seu anodo, êste conduzirá durante o período de tempo de 1/120 seg., ou seja, 8,34 milisegundos, permanecendo em corte durante o resto do ciclo, isto é, 991,66 milisegundos. Observando-se a curva referente à figura 26, nota-se que a máxima corrente direta de pico vem a ser quase o dôbro da corrente inicial, ultrapassando 155 ampères.

Muitas vêzes os fabricantes de SCR fornecem em suas fôlhas de características o valor I^2t, ou seja, a máxima corrente direta de pico em ampères para um determinado período de tempo, sendo essa a máxima corrente que o SCR poderá conduzir durante êsse período de tempo, permanecendo desligado pelo tempo restante de um segundo. Caso êsse valor seja ultrapassado, as junções derreter-se-ão, perdendo o SCR suas propriedades iniciais. Por exemplo, em um SCR para corrente direta RMS de 110 ampères, êste possui um I^2t da ordem de 4.000 ampères segundo por um espaço de tempo de 1,5 milisegundo, sendo especificado $I^2t = 4.000$ amp/1,5 mseg. Isto quer dizer que êste SCR poderá conduzir uma corrente de anodo de 4.000 ampères durante o período de 1,5 milisegundo, permanecendo desligado ou em corte durante o espaço de tempo correspondente ao restante de tempo do segundo, ou seja, 998,5 milisegundos.

Efeito do dissipador de calor na curva de resistência térmica transiente do SCR

O radiador de calor, ou dissipador de calor, é o componente principal na transferência do calor entre a junção do SCR e o ar ambiente, afetando, portanto, a curva de impedância térmica transiente da unidade. Consultando-se novamente a figura 24, observa-se o achatamento da curva quando o SCR está montado em um dissipador infinito de temperatura.

Ao projetar-se equipamento empregando SCR, com o auxílio da figura 24, e alguns cálculos, pode-se determinar a curva de impedância térmica transiente para um dissipador específico. Nestes cálculos supõe-se que a temperatura através do dissipador seja uniforme, mesmo quando ocorrer sobrecarga, permitindo ao dissipador ser representado por uma constante de tempo simples. Isso se aplica a aletas de radiador relativamente espêssas e acopladas mecânicamente bem cerrado entre o SCR e o radiador. Desta forma supõe-se que a capacidade térmica do radiador é maior que a capacidade térmica do SCR. Adicionando-se a impedância térmica transiente calculada do dissipador à curva com radiador infinito, resultará em uma nova curva que poderá ser traçada. Quanto ao cálculo da curva de impedância térmica transiente, como também cálculo de dissiapdores ou radiadores, êstes serão ventilados em capítulo posterior.

(continua no próximo número)

CKS oferece pelo Reembôlso Postal:

Kit Fonte de Alimentação Trans-Luz — para 110/6 volts DC para rádio transistor, de fácil montagem, com esquema chapeado.
por sòmente NCr$ 11,90

Kit Trans-Mirim — o mini-transmissor caseiro com microfone para 110 ou 220 volts, de fácil montagem, com esquema chapeado.
por sòmente NCr$ 42,70

Kit Oscilador de Telegrafia — transistorizado, com manipulador PITIC e ABCdário Morse, com esquema, de fácil montagem.
por sòmente NCr$ 46,50

Material para Rádio Transistor de Mesa — sendo: 1 chassi de 35 cm, 1 dial plástico, 1 tubo porta-pilhas, 1 ponteiro, 3 molduras baffle, 40 condensadores de mica e styroflex, 3 chaves de ondas, 1 roda/volante, 1 ferrite, 40 parafusos com porcas, 4 pés inclináveis, 10 metros de cordão de nylon, 10 knobs, 70 decalcomanias. 186 peças.
por sòmente NCr$ 23,80

Material para pré-estereofônicos — sendo: 1 chassi para 3 válvulas, 10 blindagens, 40 condensadores de mica e styroflex, 40 parafusos com porcas, 10 knobs, 3 chaves de ondas. 104 peças.
por sòmente NCr$ 14,60

Despachamos pelo Reembôlso Postal:

CKS
RIO DE JANEIRO - GB
CAIXA POSTAL: 4545
ZC 00 - TEL.: 243-1571



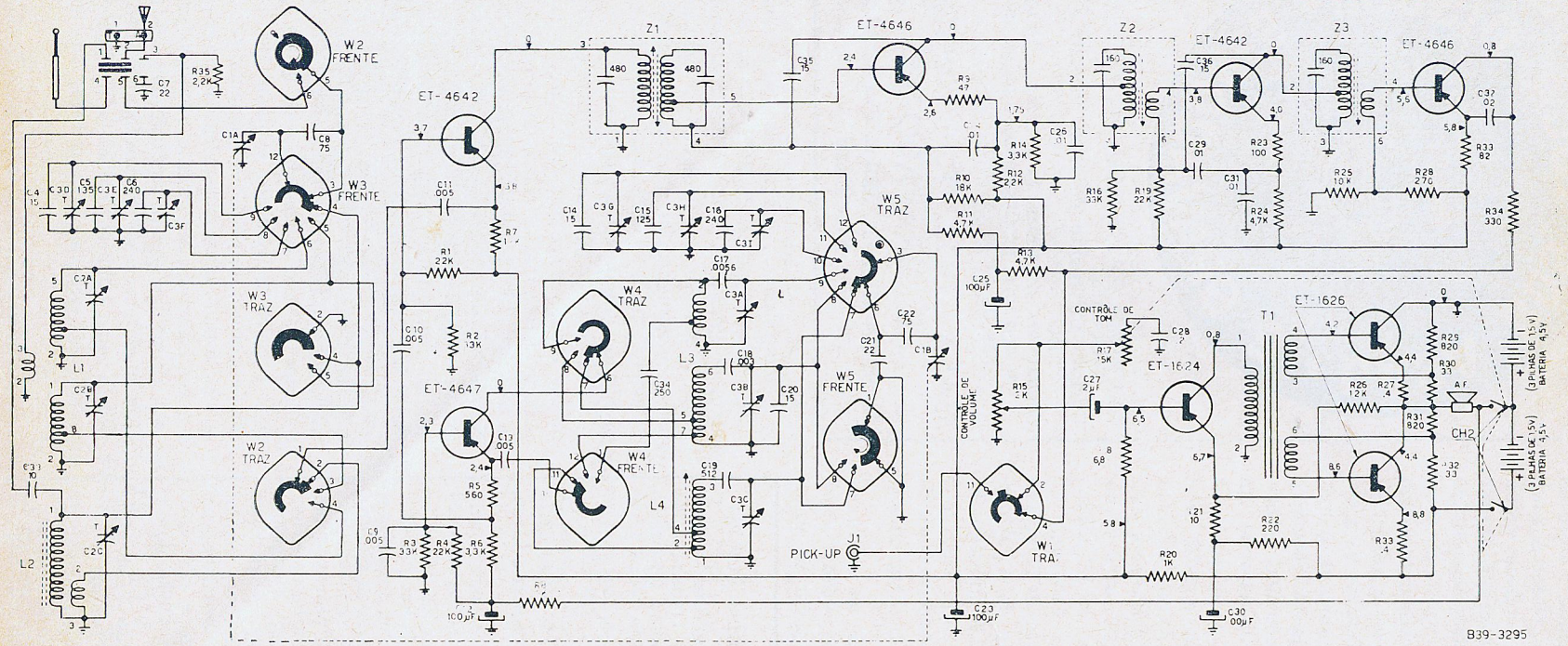
Especialista em consertos de Gravadores e Toca-discos.
Variado sortimento de fitas, virgens e gravadas.
Gravadores de tôdas as marcas. Braços e toca-discos profissionais, agulhas e cápsulas de todos os tipos.

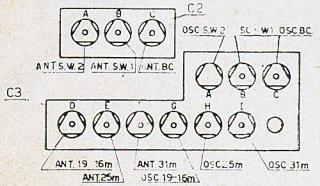
CASA DOS TOCA-DISCOS E GRAVADORES

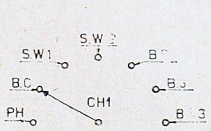
R. Santa Ifigênia, 398 -- Fone: 36-8659
São Paulo

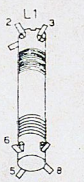
DIAGRAMA COMERCIAL

PHILCO RÁDIO E TV. S.A. BRASIL DIAGRAMA ESQUEMATICO MODÊLO B-459-B

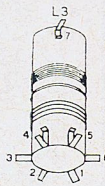




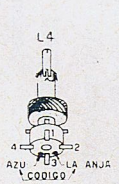




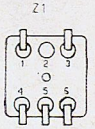
B32-1055-2



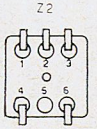
B32-1046-2



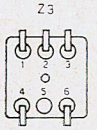
B32-1036-3



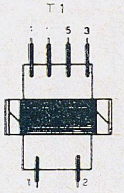
B32-1041



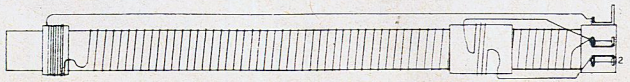
B32-1042



B32 1043



B32-7039

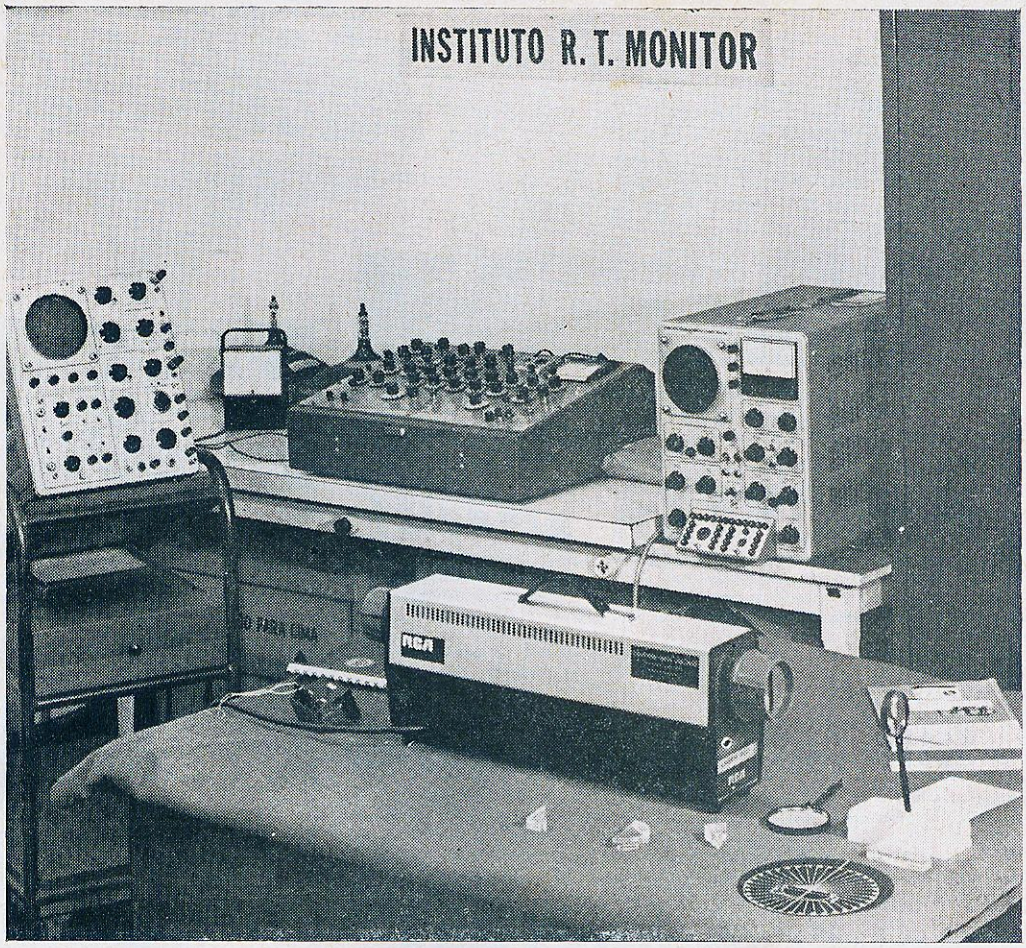


L2
B32-1055-2

FREQUÊNCIA INTERMEDIARIA 455 KC

CHAVE DE ONDAS REPRESENTADA NA POSIÇÃO BC SENDO VISTA PELA FRENTE DO LADO DO EIXO

AS TENSÕES FORAM MEDIDAS COM VOLTIMETRO ELETRÔNICO ENTRE O CHASSIS E O PONTO INDICADO COM VARIAVEL E CONTRÔLE DE VOLUME FECHADOS.



LASER EDUCACIONAL RCA

A tecnologia avança a passos rápidos, abrange novos campos e abre novas perspectivas. O que ontem era apenas uma nova descoberta hoje se torna uma nova técnica com inúmeras aplicações práticas. Tal é o caso do Laser, cuja utilização se amplia a cada dia que passa.

Assim sendo, torna-se indispensável às escolas de eletrônica familiarizar seus alunos com êste dispositivo, cada vez mais divulgado e utilizado, que é o Laser.

Com tal finalidade, ou seja, instruir os futuros técnicos e engenheiros, a RCA desenvolveu um conjunto de Laser educacional destinado a experiências de laboratório (ou em salas de aula). Além do conhecimento e familiarização do aluno com o aparelho Laser em si, êste conjunto é um valioso auxiliar no ensino da óptica, possibilitando demonstrações práticas dos fenômenos e experiência descritas nos manuais que acompanham o conjunto. Êsses manuais, além de descreverem as experiências a serem efetuadas, incluem questionários que permitem aos professôres avaliar o aproveitamento dos alunos.

Além dos manuais, o aparelho é acompanhado de inúmeros acessórios (prismas, lentes, espelhos, suportes, escalas graduadas etc), possibilitando as mais diversas e variadas experiências.

A aparelho Laser em si é de grande simplicidade, leve, ro-

Assegure seu futuro!

Aproveite suas horas de folga para estudar,

POR CORRESPONDÊNCIA

um dêstes cursos que o habilitará, em pouco tempo, ao exercício de uma nova profissão ou a elevar o seu nível de conhecimentos:



MADUREZA *ginasial*

Em apenas alguns meses, estudando em sua própria casa, V. S. estará apto a prestar os exames e a receber o seu Diploma Ginasial, que lhe permitirá ingressar em cursos de nível médio, como o Científico, Clássico ou Técnico.

Curso preparado em observância rigorosa ao programa oficial, organizado de maneira a permitir a rápida e perfeita preparação do candidato.



CONTABILIDADE *prática*

Em pouco tempo você estará capacitado a executar todos os trabalhos contábeis de uma emprêsa. As partes mais úteis e essenciais da Contabilidade, condensadas em lições claras, objetivas e fàcilmente compreensíveis, associadas a exercícios práticos de grande valor, lhe darão a impressão de estar assistindo a uma aula.



CORTE E COSTURA

Vista-se bem e ganhe dinheiro, estudando pelo nosso moderno e prático curso de CORTE E COSTURA. A senhora aprenderá a fazer roupinhas de bebês, vestidos para moças, crianças e senhoras, para casa, para passeios ou festas, vestidos esporte, para praia e campo, vestidos de noiva, camisas para homens e mil outras utilidades.

LEMBRE-SE: CRUZEIRO POR CRUZEIRO, NINGUÉM DÁ TANTO PELO SEU DINHEIRO QUANTO O INSTITUTO MONITOR.

MENSALIDADES AO ALCANCE DE TODOS — DURAÇÃO MÍNIMA DO CURSO: 5 MESES

INSTITUTO R. T. MONITOR

Núcleo de ensino profissional livre por correspondência

Rua dos Timbiras, 263 - C. P. 30277 - S. Paulo 2, S.P.

Solicito enviar-me, GRÁTIS, o folheto sôbre o curso de

☐ MADUREZA ☐ CONTABILIDADE PRÁTICA ☐ CORTE E COSTURA

NOME_____

RUA_____ Nº____

CIDADE_____ EST.____

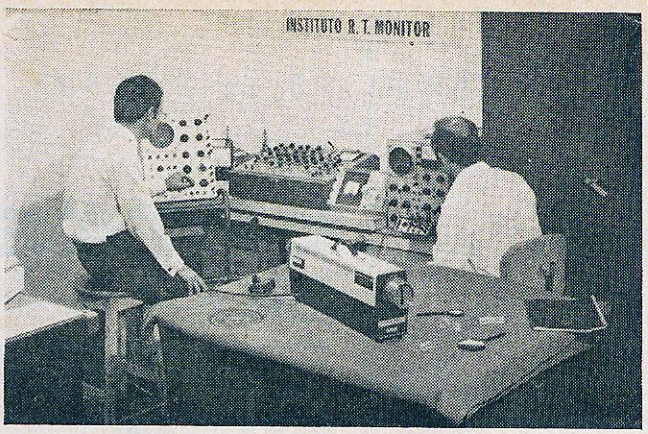
MANDE AINDA HOJE ÊSTE CUPOM.

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO PROFISSIONAL DO ESTADO DE SÃO PAULO SOB Nº 5-COR

busto e compacto. Seu manejo é bastante simples e, o que é importante, apresenta grande segurança tanto para o operador como para os que acompanham as experiências.

Por essas razões é que os técnicos do Instituto Monitor e da Revista Monitor de Rádio e Televisão sentiram-se orgulhosos ao colocar em funcionamento o primeiro Laser educacional a chegar ao Brasil

Ω



LIVROS TÉCNICOS

- REMESSAS RAPIDAS PELO CORREIO, PARA QUALQUER LOCALIDADE DO PAÍS. SERVIÇO PERFEITO DE REEMBÔLSO POSTAL.
- GRÁTIS: LISTAS E CATALOGOS DE LIVROS TÉCNICOS.

LISTA PARCIAL (Edições Nacionais)

LIVROS: **RÁDIO - HI-FI, ETC.**

Antologia Hi-Fi Estéreo	8,50
Aprenda Rádio - Electra, 365 págs.	15,00
120 Esquemas - Radioreceptores a Válvulas e Transistores - Electra	13,00
Bancada de Serviço - Ed. Monitor	7,80
Curso "Esse" de Alta Fidelidade	8,50
Curso de Montagens - Omar Nathan	8,00
Curso de Rádio Reparações - Omar Nathan	8,00
Curso Técnico de Rádio - 360 págs. - Omar Nathan - Para Principiantes	8,00
Curso Prático de Rádio - Omar Nathan	8,00
Curso de Rádio Técnica - Andrade - 382 págs.	5,80
Dicionário Radiotécnico Brasileiro	6,00
Esquemas de Gravadores - PBC	12,00
Esquemas de Amplificadores - PBC	12,00
Esquemas de Rádios Transistores - E.C.E.	12,00
Equivalência de Válvulas e Cinescópios	12,00
Manual de Consertos - Goldberger	7,00
Manual de Válvulas - Monitor	7,80
Manual de Válvulas PBC - Série Numérica e Alfabética - 402 págs.	23,00
Manual de Válvulas Electra:	
1.º Volume - Numérico - 548 págs.	23,00
2.º Volume - Alfabético - 386 págs.	18,00
Montagens de Amplificadores e Receptores	17,00

DIX LIVROS TÉCNICOS LTDA.

CAIXA POSTAL 2257 - ZC 00 - RIO DE JANEIRO

GUANABARA

DIX LIVROS TÉCNICOS LTDA.

RUA DO CARMO, 56 - 2.º andar (Entrada pelo Beco dos Barbeiros)

REEMBÔLSO: **CAIXA POSTAL 2257 — ZC 00 Rio de Janeiro — GB**

TELEVISÃO	**NCr$**
Análise Dinâmica em TV - Cabrera	18,00
Calibração e "Service" em Receptores de TV	9,00
Curso Prático de TV - Omar Nathan - 230 págs.	8,00
Geradores de Sinais e Varredura - Johnson	7,00
Interferência em Rádio e TV - Rowe	7,00
Muito Sôbre TV - 1.ª Parte	8,50
Muito Sôbre TV - 2.ª Parte	8,50
Prática de Televisão ao Alcance de Todos	9,00
TV Reparação Pela Imagem - Electra	12,00
Televisão Prática - Electra - 8.ª Edição	22,00
TRANSISTORES	
Antologia de Transistores - Teoria - Montagens - Reparações	12,00
O Transistor - Electra - 317 págs.	15,00
Transistores - Técnica e Aplicações - Waldyr Chaves - 303 págs.	18,00
Transistores em Rádio TV e Eletrônica	17,50
O Transistor e Você - (Principiantes)	7,20
"Edições Miniaturas de Omar Nathan"	
Manual de Radioreparações	1,80
Radioreparações Sem Instrumental	1,80
Métodos Modernos de Reparações	1,80
Instrumentos de Rádio	1,80
Curso de Rádiotécnica para Adiantados	1,80
Cálculos de Rádio e Amplificadores (Em dois Volumes)	3,60
Aperfeiçoamentos Radiotécnicos	1,80
Receptores a Bateria	1,80
Receptores Universais	1,80
Televisão Eletrônica	1,80
Manual de Bancada	1,80

* Miniaturas = Mínimo pelo Reembôlso: 5 Exemplares *

EQUIPAMENTOS SIEMENS PARA A "CEMIG"

Após ter recebido o pedido das Centrais Elétricas de Minas Gerais (CEMIG) para fornecimento de 4 geradores de 122.000 kVA cada, destinados à Usina de Jaguara, a Organização Siemens venceu nova concorrência pública e fornecerá também àquela Usina o equipamento para comando, contrôle e proteção, cujo valor se situa em tôrno de 3 milhões de cruzeiros novos. Estiveram presentes na ocasião da assinatura do contrato os srs. João Camilo Pena, diretor presidente da CEMIG, Helmult Jacobs, representando a Siemens Alemã e Egon Jost e Dieter Tuchnitz, diretores da Siemens do Brasil S/A.

temas de televisão

O ESTÁGIO DE ENTRADA DOS TELEVISORES

WALDYR CHAVES *

3ª Parte

A resistência equivalente de ruído.

O ruído produzido por uma válvula é em tudo semelhante ao ruído produzido por uma resistência. Há uma certa conveniência em se imaginar o ruído de uma válvula como sendo produzido por uma resistência fictícia inserida no circuito de grade, sendo, neste caso, a válvula tomada como ideal, isto é, absolutamente livre de ruído. Esta resistência é chamada "resistência equivalente de ruído", REQ, que depende diretamente da transcondutância da válvula e da eventual distribuição das correntes nos eletrodos positivos. Podemos calcular o valor da REQ com razoável aproximação, pelas fórmulas seguintes:

A) **Válvula triodo**

amplificadora $REQ = \frac{2,5}{gm}$

Misturadora : $REQ = \frac{4}{gc}$

B) **Pentodo**

Amplificadora $REQ = \frac{Ia}{Ia + Is}\left(\frac{2,5}{gm} + \frac{20IS}{gm^2}\right)$

Misturadora : $REQ = \frac{Ia}{Ia + Is}\left(\frac{4}{gc} + \frac{20IS}{gc}\right)$

C) Misturadoras pentagrades $REQ = \frac{20Ia(IK - Ia)}{gc^2IK}$

Em tôdas as fórmulas,

gm = Transcondutância em ampères por volt
gc = Transcondutância de conversão em ampères por volt
Ia = Corrente de placa em ampères
Is = Corrente de grade auxiliar em ampères
Ik = Corrente de catodo em ampères

Exemplo:

Calcular a resistência equivalante de ruído da válvula 6GK5 (triodo), sabendo-se que a sua transcondutância no ponto de trabalho é de 12.500 micromhos.

$$REQ = \frac{2,5}{gm} = \frac{2,5}{0,0125} = \frac{250}{1,25} = 200 \text{ ohms}$$

Note que usamos no denominador o valor da transcondutância em A/volt.

12.500 μmhos = 12,5 miliampéres por volt = = 0,0125 ampère por volt.

Se quisermos saber em seguida qual será a tensão de ruído desenvolvida na grade da válvula acima é só considerá-la como uma resistência equivalente de 200 ohms, entrando com êste valor na fórmula que fornece o ruído e que já mostramos anteriormente. Por exemplo, para 4,5 MHz de banda passante e temperatura de 27°C, teremos:

* da Invictus S/A.

$$E = 0{,}273 \sqrt{REQ} = 0{,}273 \sqrt{200} = 0{,}273 \times 14{,}1 = 3{,}87\ \mu V.$$

Podemos também consultar o gráfico da figura 11 que fornece diretamente a tensão de ruído em microvolts.

Vejamos qual será a tensão de ruído gerada por uma válvula pentodo, nas seguintes condições de trabalho.

gm = 10.000 μmhos
Ia = 10 mA
Is = 3 mA

Calculamos inicialmente a resistência equivalente de ruído:

$$REQ = \frac{Ia}{Ia + Is}\left(\frac{25}{gm} + \frac{20IS}{gm^2}\right) =$$

$$= \frac{0{,}01}{0{,}01 + 0{,}003}\left(\frac{2{,}5}{0{,}01} + \frac{20 \times 0{,}003}{0{,}01 \times 0{,}01}\right) =$$

$$= \frac{0{,}01}{0{,}013} \times \left(250 + \frac{0{,}06}{0{,}0001}\right) =$$

$$= 0{,}77 \times (250 + 600) = 0{,}77 \times 850 =$$

= 655 ohms

Calculamos finalmente o ruído desenvolvido na grade, considerando a resistência equivalente acima calculada, considerando ainda $\Delta f = 4{,}5$ MHz, T = 27°C.

$$E\ (\mu V) = 0{,}273 \sqrt{655} = 0{,}273 \times 25{,}6 = 7\ \mu V.$$

Um dos motivos principais da tendência atual de usar as válvulas triodo na etapa de RF dos seletores de canais é o baixo ruído gerado, que possibilita, desta maneira, uma recepção mais favorável nos locais onde os sinais são fracos. Podemos dizer que, de maneira aproximada, uma mesma válvula é 4 vêzes mais ruidosa operando como misturadora do que como amplificadora. Esta condição, isoladamente, já é suficiente para justificar plenamente o uso de uma etapa de RF antecedendo a etapa conversora. Sempre que fôr necessário calcular o ruído na entrada do receptor, não se deve esquecer de considerar a resistência do circuito que recolhe o sinal na entrada, juntamente com a resistência que reflete a antena sôbre o referido circuito. Consideramos a resistência de entrada como sendo a do próprio circuito que está ligada à grade da válvula, em paralelo com a resistência que aparece refletida no secundário (refletida pela carga da antena). Essas duas resistências combinadas em paralelo são, ainda, combinadas em série com a resistência equivalente de ruído da válvula. Vamos tornar um pouco mais claro êsse assunto. Vejamos a figura 12 (ver revista nº 260), onde temos uma válvula de RF (triodo) com a antena ligada através de um transformador adaptador, com o secundário sintonizado.

Conforme mostra o circuito, temos:
fo = 70 MHz
ct = 10 + 5 = 15 pF
Qo de L2 = 10
Zo (antena) = 300 ohms
gm de V1 = 10.000 μmhos

$$REQ \text{ de } V1 = \frac{2{,}5}{0{,}01} = 250 \text{ ohms}$$

Calculamos em seguida a impedância do circuito secundário (L2) na ressonância, que equivale à resistência dinâmica (resistência pura)

$$XL = XC = \frac{10^6}{6{,}28 \times 70 \times 15} = \frac{10^3}{6{,}6} = 152 \text{ ohms}$$

$$Zs = Qo \times XC = 10 \times 152 = 1.520 \text{ ohms}$$

Para terminar corretamente a linha de transmissão da antena, o transformador adaptador deve ter uma relação de espiras igual a

$$\sqrt{\frac{1520}{300}} = 1{:}2{,}23$$

Lògicamente, quando ligarmos a linha de transmissão ao primário (carga de 300 ohms), vamos ter refletida no secundário uma resistência igual a 1.520 ohms ($2{,}23^2 \times 300$). Portanto, a resistência combinada no secundário será de $\frac{1.520}{2} =$ = 760 ohms.

A resistência equivalente para calcular o ruído será 760 + 250 = 1010 ohms.

Para uma banda passante de 4,5 MHz, teremos:

$$E = 0{,}273 \sqrt{1010} = 8{,}7\ \mu V.$$

Quando calculamos o ruído na entrada, se quisermos considerar diretamente o ruído gerado pela válvula conversora, podemos efetuar o cálculo, procedendo da seguinte maneira:

1) Calculamos a resistência equivalente de ruído da válvula conversora.

2) Calculamos a componente resistiva do circuito de grade da válvula conversora.

3) Dividimos o valor da soma de (1) e (2) pela amplificação da válvula de RF elevada ao quadrado.

4) Somamos o valor encontrado em (3) com o valor da resistência total do circuito de entrada.

Por exemplo, suponhamos que na frente da válvula V1 da figura 12 ligamos uma válvula conversora. Vamos supor ainda que esta válvula tenha uma resistência equivalente de ruído de 3.000 ohms e tenha a grade ligada a um circuitc cuja componente resistiva seja de 1.800 ohms. Para o ganho de V1 vamos atribuir 10 vêzes.

Na válvula conversora temos:

$$3.000 + 1.800 = 4.800 \text{ ohms}$$

Esta resistência passará para a entrada com o valor de

$$\frac{4.800}{G^2} = \frac{4.800}{10 \times 10} = \frac{4.800}{100} = 48 \text{ ohms}$$

Teremos, então, na entrada para calcular o ruído:

$$1.010 + 48 = 1.058 \text{ ohms.}$$

A relação sinal/ruído

Nos locais de recepção onde o sinal é fraco, a amplitude absoluta do sinal é muito menos importante do que a amplitude relativa com respeito ao ruído. Por exemplo, consideramos dois receptores recebendo um sinal de 40 μV. Um receptor tem um ruído na entrada de 40 μV e o outro de 4 μV. No primeiro receptor o sinal ficará totalmente perdido no meio do ruído, enquanto que no segundo o sinal será perfeitamente distinguido, bem acim do ruído.

É, portanto, a relação sinal/ruído, S/R, que determina a possibilidade de recepção. Para uma boa recepção, isto é, boa reprodução de imagem, devemos ter no mínimo, uma relação S/R de 10, que corresponde a 20 db.

Conforme já vimos, a melhor maneira de se obter elevada relação sinal/ruído é usar um bom triodo (de baixa resistência equivalente de ruído) como amplificador de RF, antes da válvula conversora. Quando o ruído começa a perturbar, não adianta pensar em aumentar o ganho da etapa de RF porque isto em nada irá alterar a relação sinal/ruído. Também podemos chegar à decepção se tentarmos diminuir o ruído reduzindo a banda passante, pois, conforme mostra a equação que fornece o ruído, êste varia sòmente com a raiz quadrada da banda passante. Conseqüentemente, para reduzir 6 db no ruído, é necessário um fator de quatro na redução da banda passante. Mais ainda, a "granulação" do ruído reproduzido na tela, isto é, o tamanho médio dos pontos de ruído, aumenta quando a banda passante é reduzida.

Quando já se dispõe de uma boa etapa de RF, o melhor caminho para se conseguir melhor recepção é aumentar o sinal de entrada, melhorando o sistema de antena.

O fator de ruído (F)

A melhor maneira de expressar a excelência de um receptor em relação ao ruído (possibilidade de recepção) é pelo chamado fator de ruído F, porque êste valor independe das condições de medida. O fator de ruído nos mostra quanto (em potência) um receptor é mais ruídoso do que um receptor ideal que tem a resistência de antena como única fonte de ruído. Mais precisamos, o fator de ruído é dado por:

$$F = \frac{F1}{F2}$$

com

$$F1 = \frac{\text{Potência do sinal na entrada}}{\text{Potência do ruído na entrada}}$$

$$F2 = \frac{\text{Potência do sinal na saída}}{\text{Potência do ruído na saída}}$$

Podemos ver que F será igual a 1 para um receptor ideal, isto é, aquêle que não produz nenhum ruído interno. Assim, quanto menor fôr o valor de F, melhor será a categoria do receptor em relação ao ruído. Os modernos receptores de alta qualidade podem ter um fator de ruído da ordem de 4. Quando o fator de ruído é conhecido, a sensibilidade útil do receptor pode ser calculada, bastando para isso calcular a tensão de ruído Vn desenvolvida na entrada, que é dada por:

$$Vn = \sqrt{4 \times 10^{-2} \times RO \times B \times F}$$

onde

RO = impedância da antena
B = banda passante
F = fator de ruído

Tomando-se 300 ohms para RO (valor usual) e 4 MHz para B, a tensão de ruído em microvolts vem dada por:

$$Vn = 2{,}2 \sqrt{F}$$

Por exemplo, se um receptor tem um fator de ruído de 4, a tensão de ruído desenvolvida na entrada será de $2{,}2 \sqrt{4} = 2{,}2 \times 2 = 4{,}4$ μV.

Para uma relação sinal/ruído de 20 db, o sinal na entrada deve ser de:

$$10 \times 4{,}4 = 44 \text{ volts}$$

Podemos expressar em db o fator de ruído. Por se tratar de relações de potências, devemos multiplicar por 10 o valor do logaritmo de F.

Assim:

$F\,(db) = 10 \times \log F$

Para um fator de ruído de 4 temos:
$10 \log 4 = 10 \times 0{,}6 = 6$ db. Mais na frente veremos, juntamente com outras técnicas de medidas de entrada, como se procede para medir o fator de ruído.

O casamento de entrada

Uma característica desejável e que é pràticamente conhecida no meio de todos os técnicos é a correta terminação da linha de transmissão, oferecida pela entrada da antena da unidade de sintonia. Para que se tenha a máxima transferência de energia da antena para a entrada da 1.ª válvula, necessário que a impedância de entrada (carga) seja igual à impedância da antena (gerador), Vejamos a figura 13 onde temos um gerador G com a sua resistência interna representada por R. A resistência R está em série com G, sendo o circuito terminado pela resistência de carga RC. A corrente I através do circuito é igual a:

$$I = \frac{E}{R + RC}$$

A potência dissipada em RC é igual a:

$$P = I^2 \times RC = \frac{RC \times E^2}{(R + RC)^2} = E^2 \frac{RC}{(R + RC)^2}$$

$$\frac{dP}{dRc} = E^2 \frac{R - RC}{(R + RC)^2}$$

P passa pelo máximo quando $RC = R$

Isto nos mostra que o gerador entrega a máxima potência à carga quando esta carga é igual à impedância interna do mesmo gerador. Também é fácil depreender que, nestas condições, a tensão entregue à carga é sòmente $\frac{E}{2}$, isto é, perdemos a metade da tensão. Do ponto de vista do ruído, conforme já vimos, a tensão de sinal na entrada deve ser a máxima possível, o que sugere introduzir-se um descasamento deliberado para melhorar a relação sinal/ruído. Aumentando-se o valor da resistência de carga, aumentamos a tensão na entrada, porém há outro fator a considerar, que é a reflexão do sinal entregue pela antena.

Na figura 14 temos a curva de variação da potência entregue à carga em função da relação $\frac{RC}{R}$. Podemos ver que para $\frac{RC}{R} = 1$, a curva passa pelo máximo ($\frac{P}{Pmax} = 1$). Para $\frac{RC}{R} = 2$, a eficiência cai apenas para 89%.

Invariàvelmente todos os seletores de canais de categoria usam acoplamento entre estágios (acoplamento do estágio de RF à válvula conversora) a transformador de dupla sintonia. Com êste tipo de acoplamento podemos lograr um ganho relativamente elevado, acompanhado da necessária banda passante superior a 6 MHz. A sintonia do primário é feita através de um pequeno "trimmer" — geralmente de 0,5 a 5 pF — e da capacidade distribuída de "fiação" e da própria válvula de RF (capacidade de saída). Da mesma forma, a sintonia do secundário é feita através de outro pequeno trimmer, capacidade da "fiação" e de entrada da válvula conversora.

O circuito equivalente de um transformador com dupla sintonia está mostrado na figura 15. O coeficiente de acoplamento k entre o primário e o secundário determina a forma total da curva de resposta. Com baixo valor de acoplamento (acoplamento frouxo), a curva de resposta obtida é aquela que podemos ver na figura 16. Há um pico único de máxima amplitude, sendo equivalente, portanto, à curva de resposta de um circuito de sintonia simples. Com alto valor de acoplamento (acoplamento cerrado) a curva de resposta toma o aspecto mostrado na figura 17, com dois picos de máxima amplitude separados por uma depressão central.

O máximo valor de k para o qual existe um só pico na curva de resposta é chamado de acoplamento transicional kt. O valor de k que proporciona máximo ganho para determinado Q do primário e no secundário é chamado acopla-

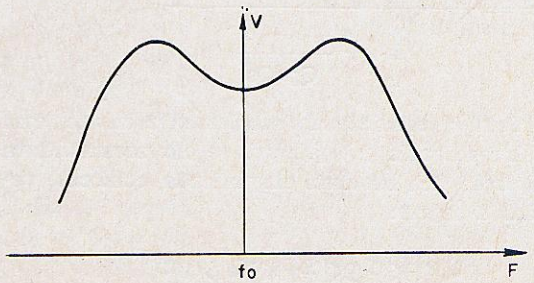


Figura 17

Curva com duplo ponto máximo de resposta.

(N.R. — As demais figuras mencionadas no texto foram publicadas no número anterior desta revista).

mento crítico kc. O acoplamento crítico kc coincide com o acoplamento transicional kt sòmente quando o Q do primário é igual ao Q do secundário.

O acoplamento entre o primário e o secundário é obtido através da indutância mútua existente entre os dois enrolamentos, designada por M e calculada por:

$M = k \sqrt{Lp\ Ls}$

onde

M = Indutância mútua em μH
k = Coeficiente de acoplamento
Lp = Indutância do primário em μH
Ls = Indutância do secundário em μH
f = freqüência de ressonância
gm = transcondutância da válvula
L = indutância de um ou outro enrolamento
Q = fator de qualidade (primário ou secundário)

Exemplo:

Qual será o ganho de um estágio de RF que utiliza uma válvula pentodo como uma transcondutância de 10.000 μmhos e um transformador de dupla sintonia ajustado no acoplamento crítico, sabendo-se que a freqüência é de 50 MHz, a indutância no primário e no secundário é de 1 μH e o Q de cada enrolamento é de 30?

$$Gc = \frac{6{,}28 \times 50 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-2} \times 1 \times 10^{-6} \times 30}{2} =$$

$$= \frac{6{,}28 \times 50 \times 30}{2} \times 10^{-2} = \frac{6{,}28 \times 5 \times 3}{2} = 47 \text{ vêzes.}$$

Conforme já vimos, a banda passante de um amplificador acoplado através de um transformador de sintonia dupla é controlada em grande parte pelo grau de acoplamento existente entre os enrolamentos. Quando o acoplamento é frouxo, isto é, quando k é pequeno, a curva de resposta é bem estreita e temos assim uma condição de grande seletividade. Com acoplamento crítico, o ganho é mais elevado e a banda passante fica ligeiramente aumentada. Passando-se ao super acoplamento, a banda passante aumenta, porém o ganho diminui.

A amplificação de tensão obtida num estágio de RF acoplado por um transformador de dupla sintonia é função da transcondutância da válvula, da freqüência de operação, do coeficiente de acoplamento e das indutâncias e Qs primário e secundário.

A equação para calcular o ganho é a seguinte:

$$G = \frac{2\pi \cdot f \cdot gm \cdot k \sqrt{Lp \cdot Ls}}{k^2 + \frac{1}{Qp\ Qs}}$$

Para a condição de acoplamento crítico, com valores iguais no primário e no secundário a equação fica bastante simplificada, conforme vemos a seguir:

$$Gc = \frac{2\pi \times f \times L \times Q \times gm}{2}$$

onde:

Gc = amplificação na condição de acoplamento crítico

Já sabemos que a largura da banda passante num circuito ressonante simples é dada por:

$$2 \triangle f = \frac{fo}{Q}$$

Sendo a largura tomada no ponto onde a tensão cai a 0,707 do máximo valor central (1/2 da potência ou 3 db).

Num transformador com sintonia dupla, se o acoplamento fôr ajustado próximo ao crítico, usamos a fórmula seguinte para calcular a banda passante:

$$2 \triangle f = \frac{fo}{Q} \times \sqrt{2}$$

Considera-se Qp = Qs

Para calcular o coeficiente de acoplamento necessário à condição de acoplamento crítico, use a seguinte fórmula:

$$kc = \frac{1}{\sqrt{Qp\ Qs}}$$

Por exemplo, sendo Qp = 50 e
Qs = 50,

o coeficiente de acoplamento para acoplamento crítico será

$$k = \frac{1}{\sqrt{50 \times 50}} = \frac{1}{50} = 0{,}02 = 2\%$$

(Continua no próximo número)

CIRCUITOS INTEGRADOS EM CÂMARAS FOTOGRÁFICAS



Os CI estão, cada vez mais, invadindo o campo das máquinas fotográficas. Eis algumas das últimas inovações e outras em elaboração.

John R. Free
de RADIO-ELECTRONICS

A chamada "Solid State Revolution" está se fazendo sentir também no campo da fotografia moderna. Os dispositivos semicondutores como o CI, transistor, fotoresistor, estão sendo cada vez mais empregados em câmaras, flashes eletrônicos e outros equipamentos fotográficos.

Os obturadores eletrônicos, que vêm sendo gradualmente incorporados em câmaras de preço médio, deverão tornar-se ainda mais populares, à medida que os modelos europeus passarem a competir com a liderança japonêsa nesse campo. Os custos dos obturadores deverão sofrer uma drástica redução quando os circuitos integrados forem produzidos em massa.

Alguns fabricantes estão banindo de suas câmaras o delicado galvanômetro de ponteiro e substituindo-os por circuitos de leitura eletrônica. Assim, a Zeiss Ikon Voigtlander passou a oferecer em seus dois modelos Ikophot um "fotômetro" acoplado a um circuito transistorizado que atua sôbre as lâmpadas sinalizadoras. As unidades reguladas por fotocélulas, provàvelmente os mais sofisticados equipamentos fotográficos existentes atualmente no mercado, estão sendo oferecidas êste ano por três fabricantes. (A patente de uma das técnicas pertence à Honeywell desde 1965). Os flashes estroboscópicos de bôlso para as câmaras populares de 35 mm são hoje em dia muito comuns.

Seja o leitor um fotógrafo de fim de semana, um amador profundo ou um profissional, não deixará de receber os benefícios advindos de maior precisão e confiabilidade proporcionadas pelos novos dispositivos eletrônicos, a preços razoàvelmente acessíveis. Um dos melhoramentos faz com que o filme fique automàticamente exposto, conforme a recomendação da ASA, permitindo que o leitor possa dedicar mais tempo à criatividade artística ao invés de se preocupar com as luminosidades, velocidades e aberturas.

Contrôle de obturador por CI

A firma Prontor da Alemanha Ocidental está modernizando a sua linha de obturadores eletrônicos com o emprêgo de CI e o seu nôvo obturador ceizado (operado por meio de CI) 5005 está sendo usado na câmara eletrônica Voigtlander 500SE.

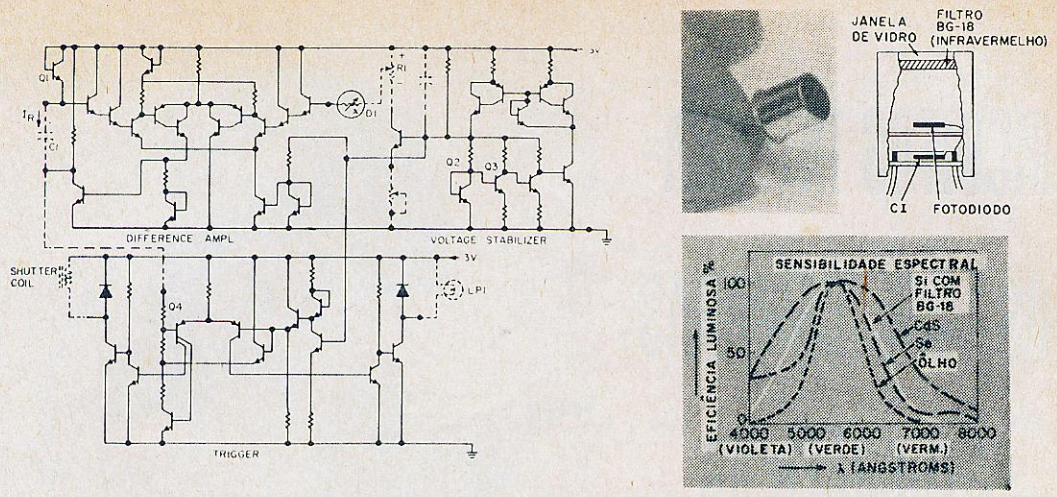


Figura 1

Nôvo circuito integrado possui pràticamente todos os elementos necessários ao contrôle de um obturador eletrônico e ocupa uma área apenas de alguns milímetros quadrados, incluindo o fotodiodo. Ao lado do circuito vemos o aspecto físico do CI e a curva da sensibilidade espectral do fotodiodo.

Mas uma técnica radicalmente nova para o contrôle eletrônico de exposição é um CI monolítico contendo 37 transistores, 23 resistores e três diodos, desenvolvida pela Philips holandesa, a maior emprêsa eletrônica da Europa. O CI, que requer técnicas de manufatura bastante sofisticadas, é a solução lógica para as câmaras fotográficas eletrônicas.

O fotocontrolador ceizado da Philips é dotado de fotodiodos de silício filtro-compensado (integrado também) montado num invólucro (veja o desenho do corte). Portanto, a célula foto-sensível, que é o componente chave do obturador eletrônico, é uma parte integrante do circuito. O sistema é completado por potenciômetros lineares para a calibração, para o ajuste à senbilidade do filme e posicionamento do diafragma, um condensador, uma bateria de 3 volts e um obturador operado eletromagnèticamente.

O silício (Si), da mesma forma que a maioria dos materiais fotovoltaicos, responde tanto à excitação da luz infravermelha, como à da luz visível. Para fazer com que o diodo de silício "veja" as luzes que os olhos humanos são capazes de perceber, o dispositivo desenvolvido pela Philips desloca a resposta espectral do diodo por meio de um filtro infra-vermelho BG-18 colocado na "janela" do CI. O efeito dêsse filtro pode ser observado no gráfico da figura 1. Ao invés de o pico ocorrer na extremidade de maior comprimento de onda (próxima ao infra-vermelho), como seria normal, a sensibilidade do diodo é deslocada para o centro, nas imediações de 5.550 Angstrons, correspondente à luz verde, para a qual a vista humana apresenta maior sensibilidade. No mesmo gráfico podemos ver as curvas de resposta do sulfeto de cádmio (CdS) e do selênio (Se), dois outros materiais comumente empregados em fotocélulas.

O circuito ceizado (figura 1) consiste de um estabilizador de tensão, um amplificador diferencial, um circuito disparador e um fotodiodo.

Uma exposição começa quando o obturador é aberto e a luz, incidindo sôbre o fotodiodo D1, gera uma tensão proporcional à intensidade luminosa. A essa tensão (V_{D1}) acrescenta-se uma tensão de ajuste ($V_f + V_N$) para o ajuste do diafragma e sensibilidade do filme.

A tensão soma é aplicada a um dos ramos de um circuito Darlington de três estágios. O outro ramo, contendo um diodo de referência (Q1 operando

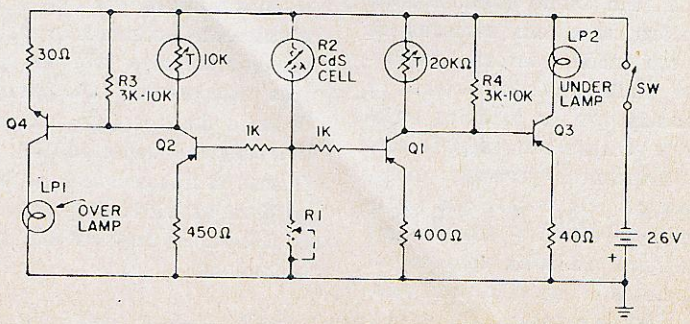


Figura 2

Circuito usado pela Yashica na câmara Lynk 5000E dotada de CI.



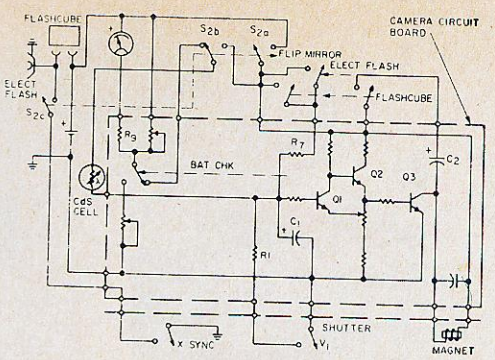


Figura 3
Comprimindo-se parcialmente o botão do obturador da Kodak Instamatic Reflex, o ponteiro indica a velocidade pré-estabelecida para o obturador. (À direita) — circuito da câmara Kodak.

como diodo), é utilizado para a realimentação.

A corrente de saída do amplificador (I_R) é aplicada através de Q1 e do condensador integrado C1 até que a quantidade de luz atinja o nível exato requerido pelo posicionamento de R1. O tempo de integração pode ser qualquer intervalo fracionário entre 1/1000 seg até 20 seg. Essa superprecisão é a maior vantagem proporcionada por obturadores controlados eletrônicamente em confronto com os de velocidades fixas.

Quando o condensador medidor C1 se carrega a um nível apropriado, o transistor Q4 de coletor duplo, constituinte do circuito disparador, passa a conduzir e energiza a bobina do obturador, fechando-o. A realimentação proveniente do segundo coletor de Q4 é empregada para assegurar a resposta rápida ao circuito disparador.

A tensão ($V_f + V_N$) cor-

ELETRÔNICA GUANABARA

OS MELHORES PREÇOS

Antenas para televisão e fios.
Válvulas Philips e americanas.
Reguladores de voltagem: Televolt, Eletromar, Telestab, Wal e Est-lux.
Fly-backs.
Bobinas defletoras.
Saída vertical.
Instrumentos de medida.
Toca-discos Philips, Motoplay e Eltron.
Alto-falantes Bravox, Novik, etc.
Tweeters e divisores de freqüência.
Conjuntos Hi-Fi e Estéreo com transformadores EASA e Willkason.
Conjuntos para rádios.
Conjuntos de rádio para automóvel.
Caixas para rádios.
Pilhas Eveready e Ray-o-vac.
Material em geral para rádios, televisores e Hi-Fi.

NÃO ATENDEMOS A PEDIDOS POR CARTA. VENDAS SÓ NA LOJA.

ELETRÔNICA GUANABARA
RUA ACRE, 84 — SOBRADO
Rio de Janeiro — Guanabara

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 Missionários, 50 - Sto. Amaro
Fones: 269-0214 e 269-2470
Caixa Postal 12.819 - SÃO PAULO

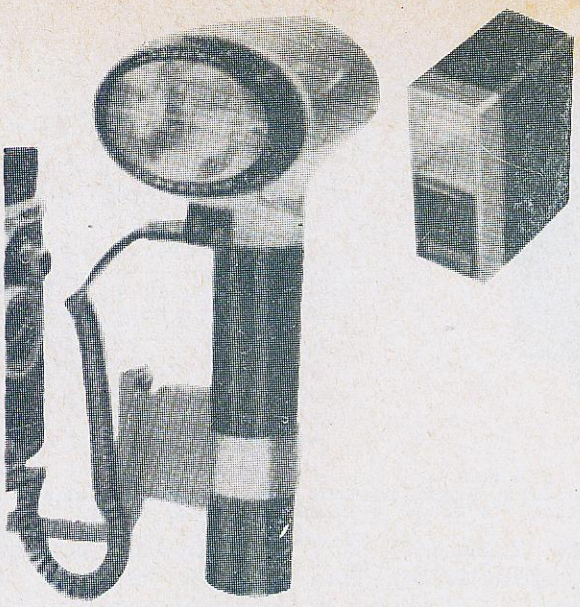


Figura 4

O circuito de contrôle automático do Honeywell Auto-Strobonar 660 ajusta a intensidade de saída com a luz refletida pelo objeto. A foto ilustra a diferença de tamanho entre o modêlo 660 e o nôvo modêlo 440.

respondente à sensibilidade do diafragma deve ser linearmente dependente da temperatura. Por isso é empregado um estabilizador singular constituído de dois transistores casados Q2-Q3 com a aplicação de uma diferença de potencial estabilizada entre suas junções PN, obtida mantendo essas junções sob diferentes níveis de corrente, porém de regimes constantes.

Se um resistor, ao invés de carregar o condensador C1, fôr comutado para dentro do circuito, a corrente I_R poderá ser usada para verificar a tensão da bateria, indicar a possível sub ou superexposição, a necessidade de um tripé (com a lâmpada LP1) ou ainda ajustar automàticamente o diafragma por meio de um servo-motor. Com o dispositivo dêsse tipo desenvolvido pela Prontor, é possível empregar filmes com sensibilidades compreendidas entre 25 a 2.800 ASA e aberturas de f2 até f16.

A Yashica, uma das maiores fabricantes de câmaras do Japão, incorporou recentemente um CI ao seu modêlo Lynx 5000E de 35 mm para substituir o fotômetro e outras peças móveis que existiam no modêlo convencional Lynx. O seu CI de quatro transistores é uma placa híbrida, com a maioria dos resistores depositados na própria placa (veja as fotos da página seguinte.

As lâmpadas LP1 e LP2 (figura 2) são usadas para indicar ACIMA e ABAIXO da exposição correta ("over" e "under") e elas apagam quando o anel de ajuste de abertura R1 é posicionado corretamente para a luz prevalecente.

As lâmpadas são controladas pela relação de resistências entre o fotoresistor R2 de CdS e o anel de abertura R1. A resistência de R2 decresce à medida que recebe mais luz. Quando há muito pouca luz para os posicionamentos (uma cena escura) e o valor de R2 é maior que o anel de abertura R1, os transistores Q1 e Q2 não conduzem. Com Q1 cortado, a base de Q3 torna-se negativamente polarizada, permitindo-lhe conduzir, e acende a lâmpada "abaixo".

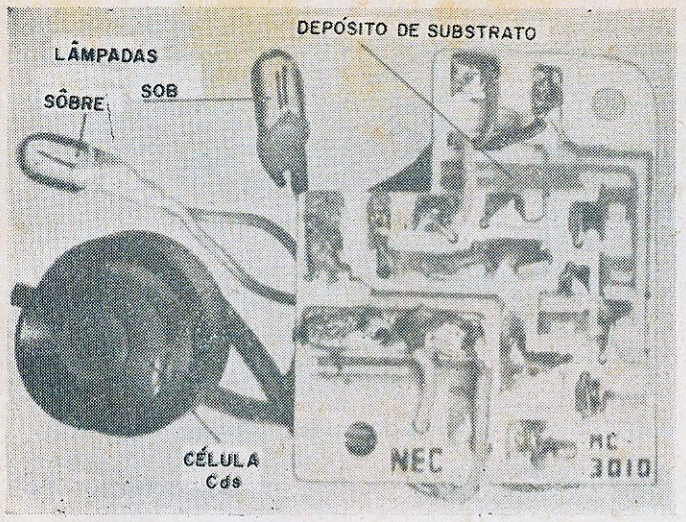
Se houver excesso de luz, o valor de R2 é menor que R1 e tanto Q1 como Q2 conduzem. Nessas condições, sendo Q4 o único da série que é do tipo NPN, conduz e acende a lâmpada "acima".

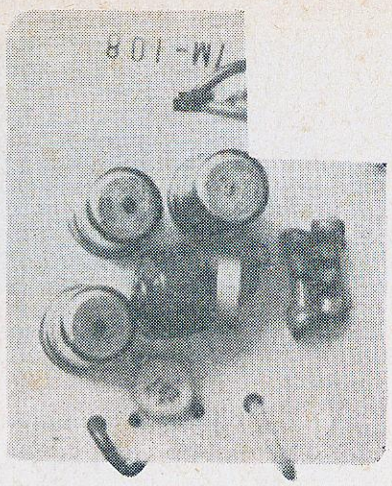
Quando se consegue o posicionamento correto (as setas no visor indicam para que lado deve ser girado o anel de abertura), os valores de R1 e R2 se equilibram e sòmente Q1 conduz. Os valores escolhidos para os resistores R3 e R4 determinam o limite de inadequação da luz. Os termistores montados na placa de cerâmica proporcionam a compensação térmica.

O projeto da câmara eletrônica da Alemanha Ocidental está incorporado na nova Kodak Instamatic Reflex, que é fabricada fora dos EEUU para a fábrica americana. A Instamatic é uma das poucas câmaras de 35 mm existentes no mercado que combina um sistema reflexo de lente única com um obturador eletrônico. (A maioria das câmaras "automáticas" depende da transmissão mecânica da deflexão do ponteiro para ajustar a velocidade do obturador e/ou a abertura da lente. Os obturadores eletrônicos são imunes às variações severas de temperatura que poderiam ocasionar enguiços no mecanismo).

Essa máquina, ao ser inserido um rôlo de filme 126, ajusta automàticamente os parâmetros ASA ao circuito de exposição.

Eis como é feita a exposição (figura 3). A alavanca enroladora levanta o obturador Compur, liga o contato V1 e descarrega a carga deixada pela última exposição no condensador medidor C1, através de R1. Ao apertar o botão de





As fotos mostram ambos os lados da placa do circuito da Yashica 5000 E.

soltura, o espelho da câmara entra em ação, soltando S2a, S2b e S2c da posição de descanso. Com a bateria no circuito, Q2 e Q3 conduzem e o ímã eletromagnético mantém o obturador aberto. Simultâneamente, o fotoresistor de CdS conduz, sua resistência é determinada pela luz que recebe e C1 se carrega ao ponto de disparo de Q1. (O contato V1 fica aberto pelo mecanismo do obturador). O potenciômetro no circuito emissor de Q2 coloca Q1 no ponto de disparo. Quando Q1 está conduzindo, Q2 e Q3 estão no corte e as lâminas obturadoras se fecham sem a corrente para o ímã eletromagnético.

Para flash em cubos, as células de CdS exercem pouca influência. A temporização é feita com R7 e C2, levando cêrca de 1/30 seg. O condensador C2 não está no circuito quando se emprega o flash eletrônico e conseqüentemente a velocidade do obturador é cêrca de 1/300 seg. A Kodak usa um galvanômetro no seu Instamatic para proporcionar previsão de velocidade do obturador. Se o ponteiro ficar na área entre colchetes (veja foto), isso assegura que a velocidade do obturador será menor que 1/30 seg.

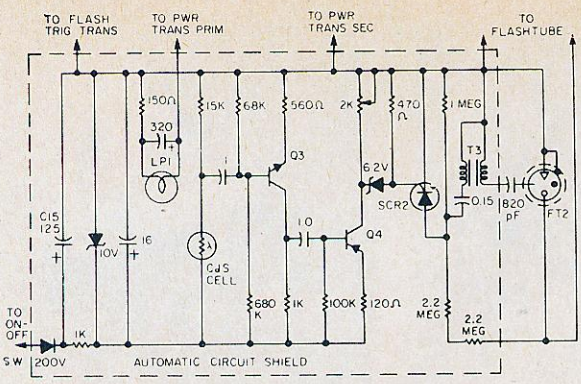
Flashes estroboscópicos automáticos

A Honeywell, uma das pioneiras na introdução de flashes eletrônicos, apresentou em 1965 a AutoStrobonar, que podia medir a saída de sua luz refletida e ajusta essa saída à intensidade correta para a exposição apropriada, em questão de microsegundos. Essa companhia recentemente modernizou tôda sua linha de flashes estroboscópicos, oferecendo o modêlo miniatura AutoStrobonar 440 e outros mais possantes. O circuito controlador automático é básicamente o mesmo do 660 (figura 4) e o resistor do 660 é similar aos modelos convencionais, fonte de alimentação, condensador armazenador, circuito disparador e lâmpada de flash a gás xenônio.

Um pequeno invólucro à prova de luz encerra uma lâmpada incandescente miniatura LP1 e uma célula CdS localizada atrás do refletor e montada na placa de circuito impresso (veja foto). A lente contida no invólucro converge a luz estroboscópica refletida, fazendo-a incidir sôbre o fotoresistor. A lâmpada polariza as fotocélulas a um ponto crítico de disparo. Quando a lâmpada falsh principal é disparada, a luz refletida pela cena instantâneamente completa a descarga e Q3 e Q4 conduzem, para assim manter o nível de tensão necessária para disparar o SCR2. O SCR2 dispara e gatilha a lâmpada de extinção ("quench") FT2, uma lâmpada menor especialmente projetada, ligada em paralelo com a principal.

A resistência da lâmpada de extinção cai a quase zero ohm e a energia armazenada no condensador principal do circuito disparador se dissipa na lâmpada. (Essa energia pode alcançar 2.500 ampères por curtos flashes).

Trata-se de uma técnica baseada no tempo necessário para a luz ir e voltar da cena.



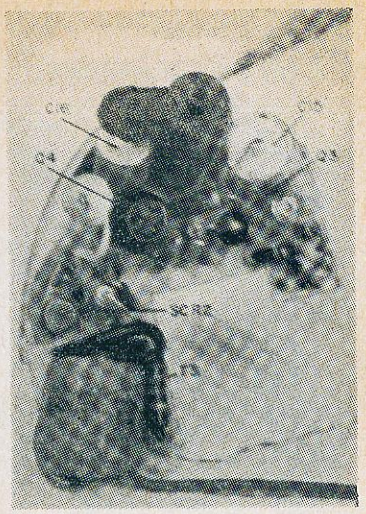


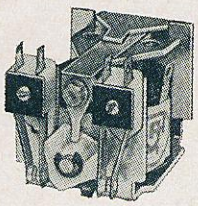
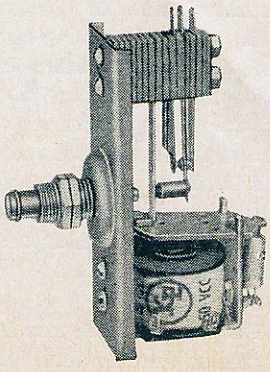
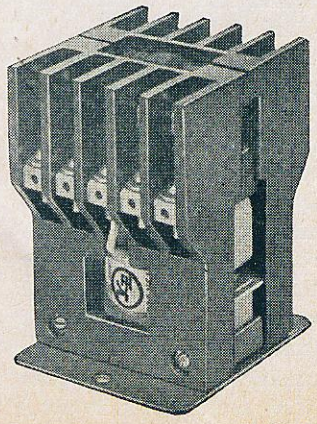
Diagrama esquemático e aspecto físico do circuito eletrônico do Strobonar 660.

Se a distância fôr grande (no máximo 7m), há muito pouca ou nenhuma extinção e a duração do flash é de aproximadamente 1/1000 seg. Quando o objeto a ser fotografado estiver próximo (1 m no mínimo), a luz refletida por êle extingue ràpidamente a lâmpada principal e resultará uma duração do flash muito curta de 1/50000 seg. Há infinitos tempos de duração entre êsses valores.

Um outro flash estroboscópico está sendo oferecido ao mercado pela Mecablitz sob acôrdo tecnológico com a Honeywell. A Rollei está oferecendo um projeto próprio. Até agora sòmente as câmaras Polaroid Land e as novas Yashica EZ-matic Electronic 126 podem operar para regular eletrônicamente o tempo de exposição à luz gerada por estroboscópio.

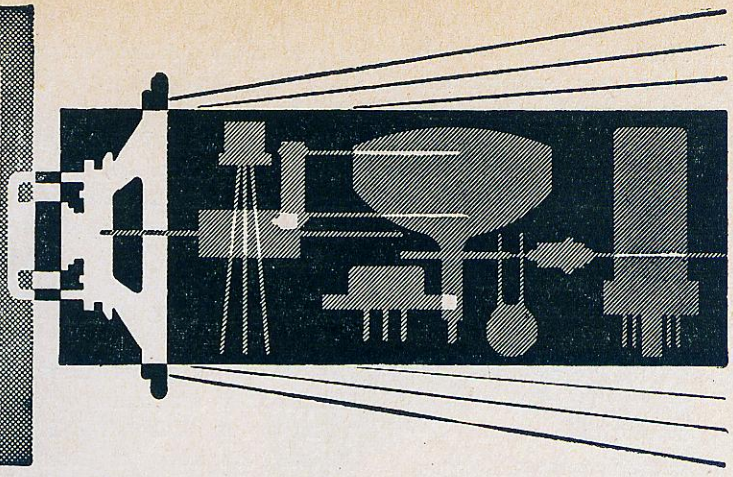
Muitas outras aplicações da tecnologia do estado sólido tornaram-se acessíveis a preços populares e vão desde projetores de foco automático aos fotômetros eletrônicos. Na ocasião da Photokina 1970, a eletrônica aplicada à fotografia ter-se-á desenvolvido como nunca. Ω

15 ANOS
1954·1969
RELÉS KAP
DE TODOS OS TIPOS
PARA TODOS OS FINS

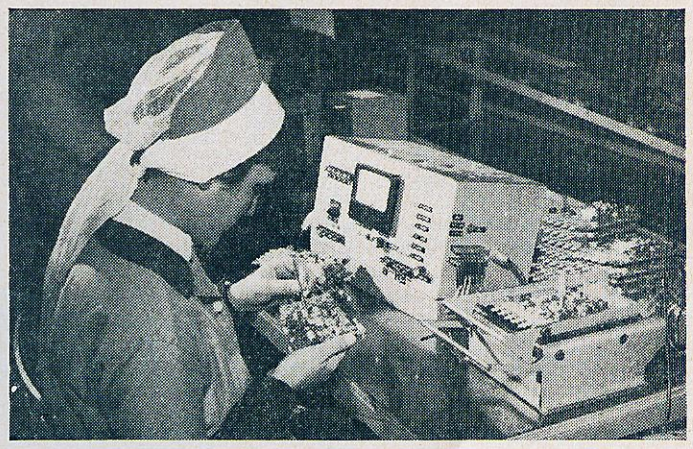





APARELHAGENS ELETRO MECÂNICAS "KAP" LTDA.
RUA MADRE DE DEUS, 546
FONE 93-9332 - C. P. 4395
SÃO PAULO - BRASIL

NOTIÁRIO INDUSTRIAL



A BOSCH FABRICA NO BRASIL OS AUTO-RÁDIOS BLAUPUNKT

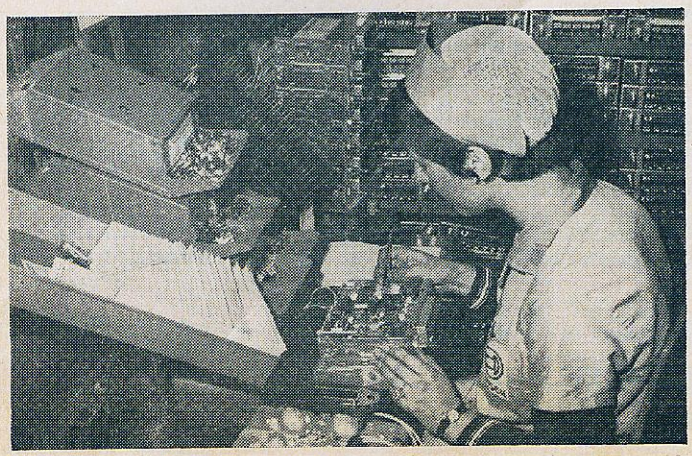


Embora uma das mais novas fábricas de auto-rádios do Brasil, a Blaupunkt (pertencente ao grupo Bosch) é uma das mais modernas e bem instaladas.

O planejamento de suas linhas de montagem, contrôle de qualidade etc foi feito de forma a obter-se um produto do mais alto padrão, idêntico ao Blaupunkt produzido na Alemanha e internacionalmente conhecido pela sua qualidade.

Engenheiros, técnicos e operários especializados (trabalhando sob aquêle lema de que "a qualidade não admite meio têrmo, isto é, ou é ótimo ou não presta") garantem a produção uniforme acima dos padrões mínimos pré-estabelecidos. Assim sendo, não é de se estranhar que as amostras de auto-rádios enviadas à Alemanha para testes tenham sido plenamente aprovadas.

Outro setor que mereceu todo o cuidado foi o da assistência técnica. Já existe uma vasta rêde de distribuidores em todo o Brasil, sendo que todos êles passaram por um longo estágio na fábrica, a fim de familiarizarem-se perfeitamente com os produtos aos quais irão prestar assistência.



Atualmente a Blaupunkt fabrica dois tipos de auto-rádios, embora já esteja sendo estudada a expansão para outros setores (toca-fitas etc).

Êstes são os auto-rádios e suas principais características:

BLAUPUNKT 1 FAIXA
MODÊLO "TOCANTINS"

— transistorizado
— 1 faixa (520 e 1650 KHz)
— 12 volts (6 volts com conversor separado)
— 8 transistores
— 4 diodos
— 1 termistor
— potência de saída 2 W

— consumo 0,2 a 0,7 A
— sintonia por permeabilidade (sem condensador variável)

— estabilizadores internos de tensão

— fácil ajuste externo do compensador de antena

BLAUPUNKT 4 FAIXAS

— transistorizado
— 4 faixas de ondas:
ondas médias, 520 a 1650 KHz
ondas curtas 1, (62 m) 4,7 a 5,05 MHz
ondas curtas 2, (49 m) 5,9 a 6,35 MHz
ondas curtas 3, (31 m) 9,35 a 10 MHz
— 12 volts (6 volts com conversor separado)
— 9 transistores
— 5 diodos
— 1 termistor
— potência de saida 4W
— consumo 0,2 a 1 A
— sintonia por permeabilidade (sem condensador variável
— estabilizadores internos de tensão
— fácil ajuste externo do compensador de antena
— 5 teclas no painel (4 para comutação de faixas e 1 para "liga-desliga")

As principais indústrias automobilísticas nacionais utilizam os rádios Blaupunkt como equipamento opcional em seus veículos.

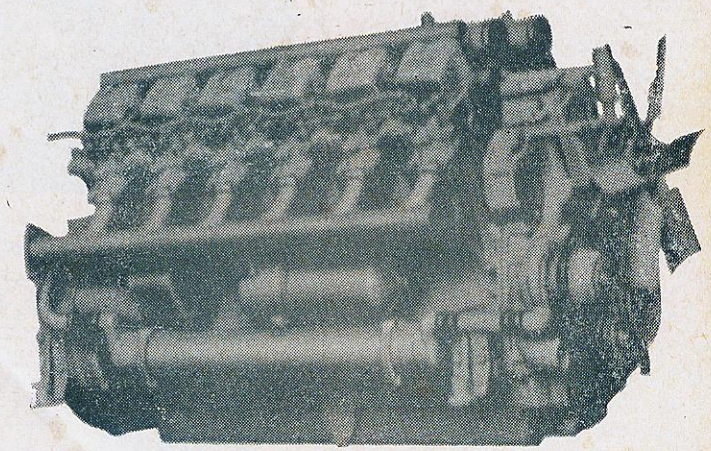
NÔVO MOTOR MWM

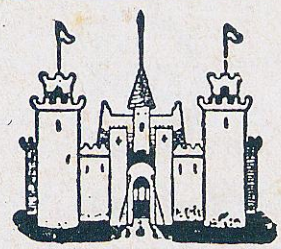
A MWM Motores Diesel S/A acaba de apresentar o nôvo motor da linha T/D-232 que será fabricado no Brasil nas versões de 8 e 12 cilindros em V.

Esta nova linha vem preencher uma lacuna que havia entre os motores nacionais, na gama que vai de 178 a 406 CV.

As principais caractersticas do T/D-232 são a extrema compacidade, facilidade de manutenção, simplicidade mecânica e o mais alto desempenho, sem serem empregados materiais exóticos ou processos sofisticados, obtendo-se como resultado uma construção robusta e rígida.

Seu emprêgo é bastante vasto, podendo ser utilizado para o acionamento de unidades industriais, grupos geradores, embarcações ou quaisquer outras aplicações, onde se exija confiabilidade e perfeito desempenho. (Para maiores informações: MWM Motores Diesel S/A — caixa postal 7679 — São Paulo).





CASA RÁDIO FORTALEZA

KITS COMPLETOS: para 6, 7, 8 e 10 válvulas — TOCA-DISCOS AUTOMÁTICOS Philips e Eltronmatic — APARELHOS DE MEDIÇÃO, Testers, Analisadores — RÁDIOS Transistor 3 faixas — RADIOFONÓGRAFO Transistor — TOCA-DISCOS 3 rotações a pilha — VÁLVULAS Européias e Americanas — MÓVEIS E CAIXAS PARA RÁDIOS.

Completo sortimento de equipos para som — Amplificadores montados e em Kit — Microfones — Alto-falantes — Etc.

PERFEITO SERVIÇO DE REEMBÔLSO POSTAL E AÉREO

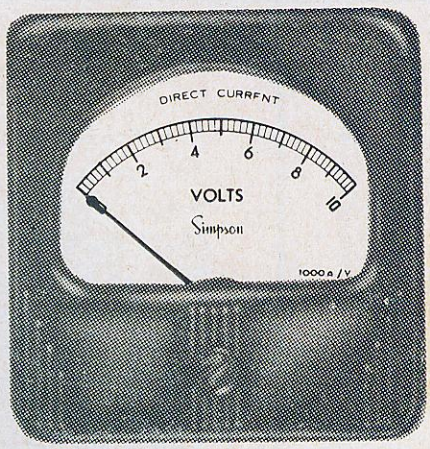
SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS

AVENIDA RIO BRANCO, 218 — TEL.: 34-9954 — SÃO PAULO

Índice dos anunciantes

Authentic	55
Bernardino, Migliorato	79
Bravox	4.ª capa
Begli	23
Cardeal	20
Casa dos Toca-Discos	61
Casa dos Transformadores	12
Casa Rádio Fortaleza	78
Castelo	13
Cherry	17
CKS	61
Delta	11
Dix Livros Técnicos	65
Douglas Radioelétrica	5
Eletrônica Guanabara	73
Electro-Rádio	37
Elektromodul	2
IBK	16
Instituto R. T. Monitor	6, 14, 64, 2.ª capa
Jensen	8, 9
Kap	76
L. Caselli	17
Labo	58
Luigi Bacchini	33
Magnason	44
Motoplay	4
Motorola	15
RCA	53
Safco	73
Sanwa	18
Saturno Brasileiro	19
Simpson	10
Solhar	60
Teleimport	7
Trancham	1
Transmini	3
Winco	3.ª capa

BERNARDINO
E
MIGLIORATO



INSTRUMENTOS DE PAINÉIS

Ampla linha de instrumentos de medição, para embutir, de quadro ou portátil. Todos os modelos e tamanhos, com valores de medição desejada para A.C. ou D.C.

- MILIAMPERÍMETROS
- VOLTÍMETROS
- GALVANÔMETROS
- AMPERÍMETROS
- MICROAMPERÍMETROS
- MILIAMPERÍMETROS

E OUTROS
DEZENAS DE MODELOS A SUA ESCOLHA.
Garantia e assistência técnica.
25 anos no ramo eletro-eletrônico.

FONES: VENDAS: 36-8274
CONSERTOS: 36-1250

Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda.

REPARADORES AUTORIZADOS PELA GENERAL ELECTRIC — U.S.A.

Rua Vitória, 562 -- Sobreloja -- Conjunto 12
Fone: 36-1250 -- São Paulo -- ZP-2

REVISTA MONITOR DE RÁDIO e TELEVISÃO

Fundada em outubro de 1947
por Nicolás Goldberger

ANO XXIII
Nº 261
JANEIRO 1970

HÁ 20 ANOS DIVULGANDO A TÉCNICA A SERVIÇO DA ELETRÔNICA

NOSSA CAPA

Primeiro Laser educacional RCA no Brasil.

SUMÁRIO

Amplificador reforçador para guitarras — 50 W 21
Acopladores em L 24
Antenas de televisão com refletores planos 28
Fontes de alimentação (6ª parte) 34
Curso básico de eletrônica 39
Sintonizador FM estereofônico 46
Simples gerador de ondas quadradas 54
Os SCR (3ª parte) 56
Diagrama comercial — Rádio Philco mod. B-459-B 62
Assunto da capa — Laser educacional 63
O estágio de entrada dos televsores (3ª parte) 66
Circuitos integrados em câmaras fotográficas 71
Noticiário Industrial 77

Propriedade de:
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR

Consultor permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Redator:
OCTAVIO A. T. ASSUMPÇÃO

Secretário:
WALDOMIRO RECCHI

Direção gráfica:
IGNÁZ WEITMANN

Publicidade:
«MONITOR» PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua dos Timbiras, 263 -- 2º andar -- Sala «B»
Telefone: 220-7422 -- Caixa Postal 30.277
SÃO PAULO

Contato:
ROBERTO FINATTI

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA S/A.
Rua Gal. Couto Magalhães, 396

Os artigos da revista RADIO-ELECTRONICS são publicados com autorização dos editôres Gernsback Publications, Inc., USA.

Proibida a reprodução total ou parcial dos artigos e ilustrações publicadas nesta revista.

Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores.

CIRCULAÇÃO

Publicação mensal que circula em todo o país, Portugal e províncias ultramarinas.

Tiragem: 23.000 exemplares

Preço do exemplar ..... NCr$ 2,00
Número atrasado ..... NCr$ 2,40

ASSINATURAS

1 ano com registro ..... NCr$ 21,50
2 anos com registro ..... NCr$ 42,00

Distribuidores exclusivos:

FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S/A.
Rua Teodoro da Silva, 907 — ZC-11
RIO DE JANEIRO — GUANABARA

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO: Rua Timbiras, 263 - Fone: 220-7422 - C. P. 30.277 - S. Paulo - ZP-2

WINCO INDÚSTRIA BRASILEIRA

Qualidade
Internacional



WINCO

SINÔNIMO DE QUALIDADE EM
CAMBIADISCOS AUTOMÁTICOS

TÉCNICOS E INDÚSTRIAS ELETRÔNICAS INTERNACIONAIS APROVARAM NOSSA LINHA COMPLETA DE CAMBIADISCOS AUTOMÁTICOS PARA QUALQUER VOLTAGEM E CICLAGEM.

FÁBRICA

RUA WASHINGTON LUÍS, 980
TELEFONE: 25-13-63
PÔRTO ALEGRE - RIO GRANDE DO SUL

REPRESENTANTE E ASSISTÊNCIA TÉCNICA CENTRAL

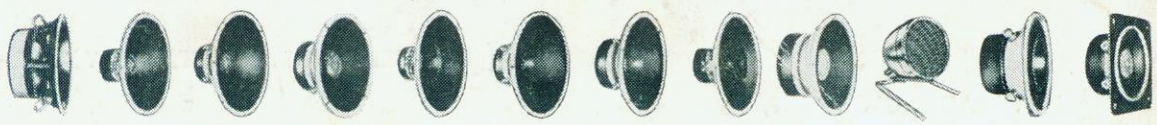
R. DO LAVRADIO, 426 - S. PAULO - S.P.
TELEFONE: 51-50-04

BRASIL

NATURAL, ESPONTÂNEO, LÍMPIDO, AGRADÁVEL. DE ABSOLUTA PUREZA. É O "SOM VERDADEIRO" – O SOM DOS 12 MODELOS

ALTA-FIDELIDADE BRAVOX, DOTADOS DE CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO EXCEPCIONAL, NUNCA ANTES ALCANÇADO. SÃO MONTADOS A PARTIR DE COMPONENTES E MATÉRIA-PRIMA DE ALTO PADRÃO TÉCNICO, SELECIONADOS E TESTADOS EM INSTRUMENTAIS DE ALTA PRECISÃO, EXCLUSIVOS DA BRAVOX. OUÇA O "SOM VERDADEIRO". COMPRE BRAVOX ALTA-FIDELIDADE.

OS ALTO-FALANTES DA LINHA ALTA-FIDELIDADE **b** BRAVOX SIGNIFICAM SOM VERDADEIRO



BW 300 WOOFER | BW 30 WOOFER | BW 25 WOOFER | BW 20 WOOFER | BF 30 FULL-RANGE | BF 25 FULL-RANGE | BF 20 FULL-RANGE | BC 30 COAXIAL | BS 16 SQUAWKER | CLARIM II | BT 10 TWEETER | BT 7 TWEETER

BRAVOX
ALTA-FIDELIDADE

A MAIOR FÁBRICA DE ALTO-FALANTES DA AMÉRICA LATINA
INDÚSTRIA E COMÉRCIO ELETRÔNICO
C. POSTAL, 17.107 - SÃO PAULO