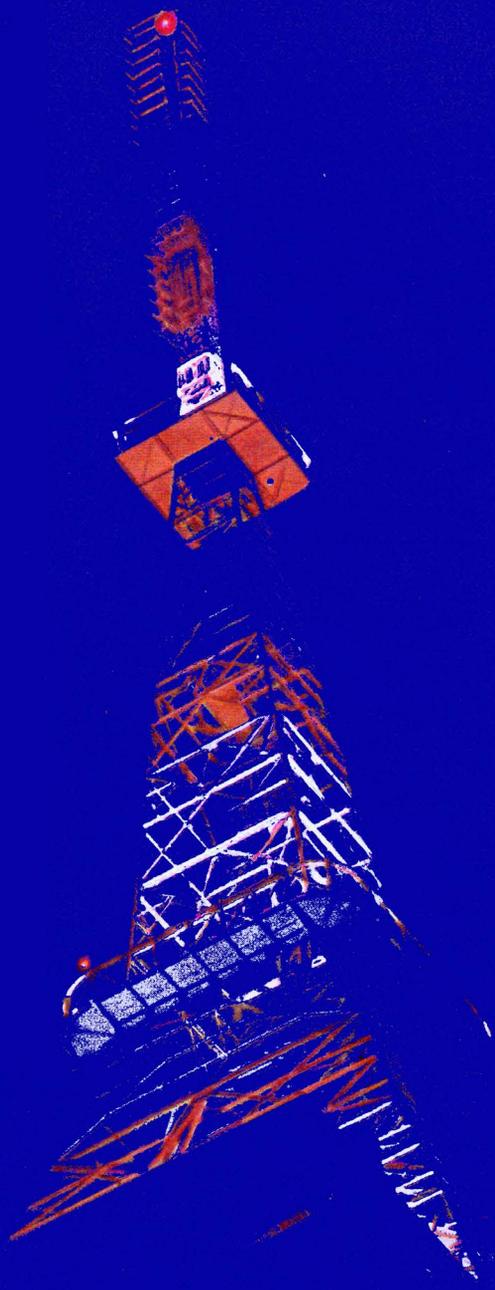


eletrônica

JULHO/AGÓSTO 1968 - N.º 28

EXEMPLAR DE
ASSINANTE VENDA PROIBIDA

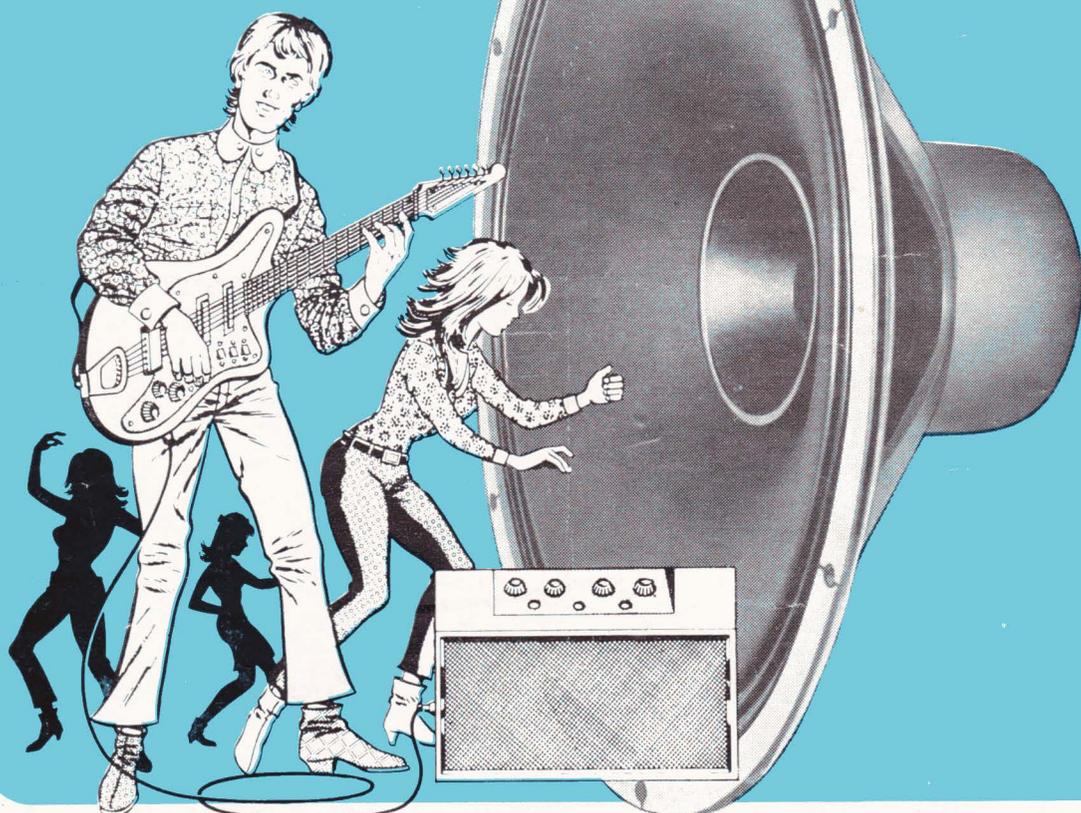


NESTE NÚMERO

- PRÉ-AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO
- ANTENA CUBICA DE QUADRO

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

PARA INSTRUMENTOS
MUSICAIS
E ALTA-FIDELIDADE



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

ALTOFALANTE
NOVIK

PE

Gostaríamos da sua opinião:

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

- e você?



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

NOVIK S.A. INDÚSTRIA
COMÉRCIO

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

eletrônica

volume V - número 28 - julho/agosto 1968

diretor responsável

Adalberto Miehe

redator chefe

Alfredo Franke

secretário

Fausto P. Chermont

expediente

M. Gerez

consultores

eng. Tomas Hajnal
eng. Luciano Kliass

desenhos

Alcides J. Pereira

publicidade

D. Gomes

circulação

E. Duarte

fotografias

Fotolabor Ltda.

clichês

Clicheria Unida S. A.

serviços gráficos

Escolas Profissionais Salesianas

**distribuição exclusiva
para todo o Brasil**

Fernando Chinaglia Distribuidora S. A.
R. Teodoro da Silva, 907
Rio de Janeiro

**distribuição em Portugal
e Provincias Ultramarinas**

Centro do Livro Brasileiro Ltda.
R. Rodrigues Sampaio, 30-B
Lisboa

proprietários e editores

ETEGIL

Ed. Técnico-Gráfica Industrial Ltda.

redação e administração

R. Sta. Ifigênia, 180
Tel. 35-4006 - C. P. 30 869
São Paulo - Brasil

PREÇOS

Exemplar avulso NCr\$ 1,30
N.º atrasado NCr\$ 1,30

ASSINATURA 1 ANO

Registrada NCr\$ 6,50
Aérea Registrada NCr\$ 8,50

ASSINATURA 2 ANOS

Registrada NCr\$ 11,50
Aérea Registrada NCr\$ 15,50

ASSINATURA 3 ANOS

Registrada NCr\$ 17,00
Aérea Registrada NCr\$ 23,00

As assinaturas deverão ser enviadas para

ETEGIL — C. P. 30869 — S. Paulo

ÍNDICE

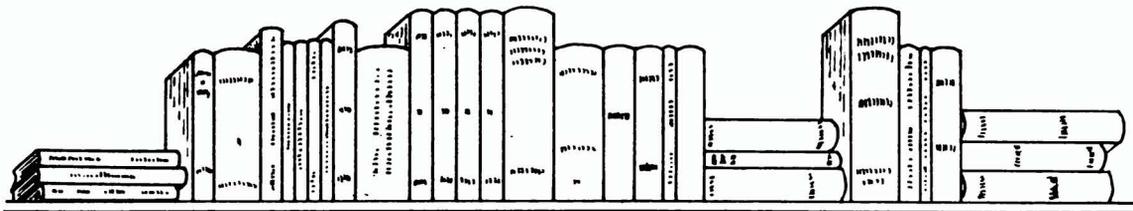
NOTÍCIAS DO MUNDO	205
PRÉ-AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO	207
AMPLIFICADOR/LIMITADOR DE FI DE SOM	209
A ESTABILIZAÇÃO DE TENSÕES COM SEMI-CONDUTORES	214
COMUNICAÇÕES TERRESTRES VIA SATÉLITES	217
AS CURVAS CARACTERÍSTICAS DAS VÁLVULAS E SUAS APLICAÇÕES (II)	223
O PESQUISADOR DE ÁUDIO E RF	226
ANTENA CÚBICA DE QUADRO	228
MULTIPLICADOR DE "Q"	234
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEARES	236
TENSÃO CC PARA OS FILAMENTOS DO TELEVISOR	243
RECEPTORES SUPÉRHETERODINOS: PROJETO DE UMA ETAPA RF E OSCILADORA DE O. M.	246
OFICINA	254
DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA: EMPIRE TRÊS PODERES CJR61	257

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

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

A nova torre transmissora da Televisão Record-Canal 7 de São Paulo. Completando 15 anos, o Canal 7 visa, com a nova localização de seus transmissores dar cobertura ainda melhor à grande área que atualmente atinge.

CAPA



LIVROS DE ELETRICIDADE, RÁDIO E TELEVISÃO PARA SUA BIBLIOTECA

SUGESTÕES PARA OS TÉCNICOS

TV a Côres no Brasil — Eng. ^o Zuanella — Barradas — Veiga — Guerra Vieira — (Estudo elaborado no Dep. de Eng. da Esc. Politécnica da Univ. S. Paulo para o Cons. Nac. de Telecomunicações)	NCr\$	Ingeneria de Antenas — Edmund A. Laport — H.A.S.A. — Esp.	32,00
Manual de Válvulas — P.B.C.	20,00	Receptores de Rádio y TV — (Fundamentos y Circuitos) — A. A. Ghirardi — J. E. Dines — Marcombo — Esp.	47,00
Equivalência de Transistores — P.B.C.	11,50	Asistencia Técnica Televisión — Ing. Gunther Fellbaum — Marcombo — Esp.	40,00
Pequenos Transformadores — R. Khun — Marcombo — Esp.	18,00	Rádio Handbook — 17. ^a edição — 1968 — Marcombo — Ed. Esp.	60,00
Principios de Eletrotécnica — Timbie — Busch — Globo	18,00	Televisión Práctica — Fundamentos y Reparación — Bernard Grob — Marcombo — Esp.	58,00
Diseño de Aparatos Eléctricos — J. Kuhlmann — Esp.	28,70	El Empleo de los Transistores — Sjobbema — Biblioteca Técnica Philips	10,10
Esquemas Inictivos — (Rádios, Receptores AM-FM, Rádios p/Automóveis, Rádios Transistorizados, Amplificadores HI-FI, Televisores, Seletor de Canais)	11,00	Manual Moderno de Transistores — H. E. Kaden — Biblioteca Técnica Philips — esp.	13,90
Esquemas de Amplificadores — P.B.C.	10,00	Manual de Dados Electronicos — M. Clifford — Paraninfo — Esp.	12,10
Esquemas de Gravadores — P.B.C.	10,00	La Técnica del Transistor — C. Moerder — Labor — Esp.	19,20
Esquemas de Transmissão — Recepção — P.B.C.	10,00	Calibracion de los Receptores de Rádio — Sorokine — Marcombo	12,60
La TV en Colores — (Esquemas básicos de los receptores N.T.S.C. — S.E.C.A.M. e P.A.L.) — Hurt — Biblioteca Técnica Philips — esp.	16,10	Manual de Radiotransmission Amateur — M. Quintana — Esp.	27,00
An Introduction To The Theory of Random signal and noise — Davenport Root — Mc Graw-Hill	15,00	Teorio y Prática de la Television — Duru — Biblioteca Técnica Philips	26,20
Electronic Processes in Materials — Leonid V. Azároff e James J. Brophy — Mc Graw-Hill	15,00		

SUGESTÕES PARA OS PRINCIPIANTES

Curso de Rádio — 2. ^a edição — Ely Pereira Fraga	NCr\$	De la Galena al Transistor — Herbert G. Mende — Marcombo — Esp.	8,60
Eletricidade sem Mestre — Ed. Lima	15,00	Radiotécnica Aplicada — E. Fuks — R. Schellech — Lep.	7,60
Maquinas Eléctricas de Corrente Continua — Alfonso Martignoni — Edart	7,00	Antologia dos Transistores — Monitor	10,00
Teoria da Eletrotécnica — Alfonso Martignoni — Edart	7,50	Charlas sobre Electronica — Buscher — Biblioteca Técnica Philips — Esp.	19,30
Máquinas Síncronas — Alfonso Martignoni — Edart	6,00	Manual de Reparaciones de Rádios Transistorizados — O. Fritz	3,50
Transistores — Curso intensivo — George C. Stanley Jr. — F. Bastos	6,00	Noções de Eletricidade Prática — Amaro Bitencourt	8,50
Construcion de Emisoras Típicas de Aficionado — J. Berens — Marcombo — Esp.	14,50	Eletricidade Elemental — J. Duclout — Lep.	9,00
Receptores Portátiles con Transistores — H. Sutaner — Marcombo — Esp.	8,60	Transformadores — W. Schafer — Labor — Esp.	8,00
Instrumentos de Medida y su Uso (Bases Teóricas y Práticas de su empleo en Radio y TV) Kohler — Esp.	8,60	Curso Basico de Motores Electricos — A. Smith — Glem — Esp.	11,60
Experimentos Electronicos — Gustav Buscher — Marcombo — esp.	5,50	Transformadores — F. Singer — (H.A.S.A.) — Esp.	24,00
		Corrente Continua e Magnetismo — E. J. Black	4,50

SUGESTÕES PARA OS ESTUDANTES

Curso de Eletrotécnica — Chester Dawes — 1. ^o e 2. ^o vol. — Cada	NCr\$	Noções de Eletrotécnica — Miguel Magaldi — Lt.	5,50
Los Transistores en Audiofrecuencia — G. Fontaine — B. Tecnica Philips — esp.	31,10	Aplicaciones da Teoria do Tráfego Telefónico — Zoltan Fuzesi	19,00
Modelos de Transistores y Diodos — J. G. Linvil — Paraninfo — esp.	15,60	Elementos de Análise de Sistemas Lineares — Luiz Boffi — Julio A. M. Coutinho	7,50
Bobinados de Maquinas Eléctricas — Raskop — c/ esquemas — esp.	32,00	Semicondutores — Física e Eletronica — Cassagnol — 2. ^a edição	15,00
Medidas Eléctricas y sus Aplicaciones — Isaac Kinard — Marcombo — esp.	44,10	Semicondutores — Circuitos — Teoria e Prática — Cassagnol	26,00
Análise de las Redes Eléctricas — (c/valvulas y Transistores) — Kaufmann — Paraninfo — esp.	20,15	Eletrónica — Orsini	18,00
Clave de Esquemas Electricos — (Estudio logico de Circuitos y Automatismos — Castelo — esp.	22,20	Valvulas para Amplificadores de B. F. — c/8 proyectos detallado — B. Tecnica Philips	12,10
Electrónica Aplicada — T. S. Gray — Revreté — Esp.	40,50	Televisión Basica, Sincronismos y Nuevas Tecnicas — Abarrategui — Paraninfo	24,20
Práticas de Rádio y Rádio Reparacion — (Manual de laboratorio y de Enseñanza Acelerada) — Zbar y S. Schilokrant — Esp.	6,60	Televisión — Kerkhof e Werner — Biblioteca Tecnica Philips	34,30
		Manipulaciones y Medidas Electronicas — J. Quinet — Paraninfo	26,20

Remessas para o interior e outros estados mediante pedido acompanhado por cheque pagável em São Paulo vale postal ou carta com valor declarado. O despacho será feito exclusivamente sob registro.

ETEGIL

editora técnico-gráfica industrial ltda.

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

componentes eletrônicos

da famosa marca:



Fabrica todo e qualquer tipo de bobinas para televisão, no mais elevado padrão técnico, garantido por um rigoroso controle de qualidade.

Yokes de 70, 90, 110 e 114°
Fly backs de 70 a 114°
Peaking coils.
Bobinas para TV.

Consulte nosso departamento técnico sobre quaisquer problemas de aplicação, e bobinas de tipos especiais.



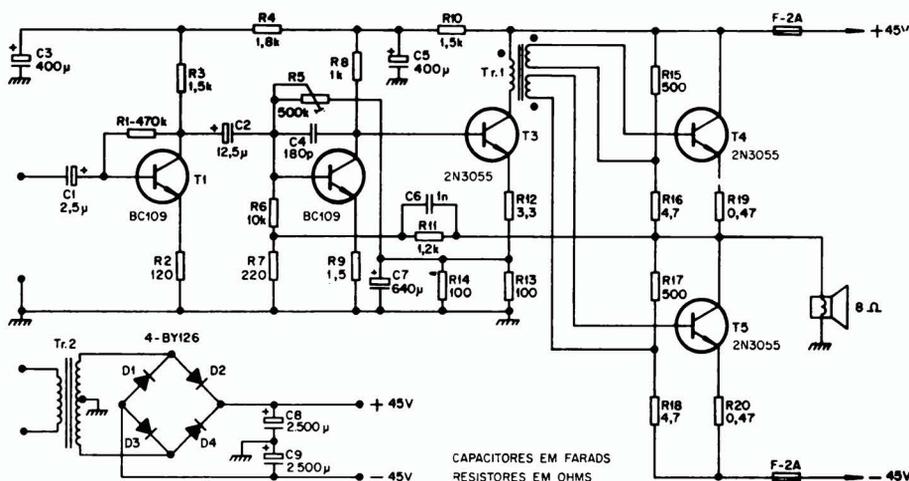
Ind. de Componentes Eletrônicos ELLIS S/A.
Rua Alexandre de Gusmão, 278 — Telefone: 267-2494
C. Postal, 3295 (Socorro) Santo Amaro — SÃO PAULO

O que existe de nôvo em circuitos de áudio!

PARTE VI — O "PUSH-PULL" DE TERMINAÇÃO SINGELA.

Ao mencionarmos as novas possibilidades de projeto que os transistores fizeram surgir no terreno dos amplificadores de áudio, temos nos limitado, até aqui, aos circuitos de pequena ou média potência. O leitor poderá, portanto, estar imaginando que os semicondutores, malgrado as excepcionais vantagens postas em evidência, não estejam ainda preparados para enfrentar trabalho realmente "pesado".

Para desfazer êsse possível engano, elaboramos o projeto de um áudio-amplificador que, além de possuir no mais alto grau as excelentes características dos anteriormente apresentados, rivaliza, no que diz respeito à potência de saída, com os mais "reforçados" que poderíamos obter com o emprêgo de válvulas.



CAPACITORES EM FARADS
RESISTORES EM OHMS

O estágio de saída emprega dois transistores de silício (2N3055) na configuração conhecida como: "single ended push-pull".

Cada um dos transistores de saída está ligado em série com a fonte de alimentação e a carga. A fonte (ver diagrama) fornece tensões de +45V e -45V em relação à massa. A carga é ligada entre a junção do coletor de T₅ com o emissor de T₄ e a massa, sem necessidade de capacitor de isolamento.

O transformador de alimentação (36 + 36V, 2A) deve ser provido de secundário com tomada central.

As características de funcionamento, indicadas abaixo, atestam o excepcional desempenho do amplificador.

Potência de saída (f = 1KHz) 100W

Distorção harmônica	P = 100W	1KHz	0,7%
		15KHz	1,5%
	P = 10W	1KHz	0,2%
		15KHz	0,2%

Sensibilidade (P = 100W) 60mV

Impedância de entrada (f = 1KHz) 22KΩ

Impedância de carga 8Ω

Faixa de passagem (± 0,5 dB)
20Hz — 40KHz

Consumo	Sem sinal	Pólo positivo	- 400mA
		Pólo negativo	- 100mA
	Com sinal	Pólo positivo	- 1,9A
		Pólo negativo	- 1,6A

Observações:

- 1 — Usar alto-falante capaz de suportar picos de 140W. Com falante de 16Ω, a potência máxima de saída cairá para 50W.
- 2 — R₅ deve ser ajustado para que a tensão (CC) sobre C₇ seja de 12V.
- 3 — Utilizar dissipador de alumínio com 1,5 mm de espessura, com acabamento prêto fôsko (montagem vertical). Área mínima de 120cm² para cada um dos transistores de saída (T₄ e T₅) e de 21 cm² para o excitador (T₃).
- 4 — Transformador excitador:
Núcleo 1,5cm x 1,5cm — ferro silício orientado
Enrolamento trifilar — 275 espiras (em cada bobina)
- 5 — Transformador de força:
Núcleo 3,8cm x 3,8cm — ferro silício
Tensão do secundário: — 36V + 36V
— Corrente 2A.

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

CONSULTORIA TÉCNICO-COMERCIAL

R. Manuel Ramos Paiva, 506 - Telefone: 93-5141 - C. Postal, 7383 - S. Paulo

AMPLIFICADORES

A VÁLVULAS...

OU TRANSISTORIZADOS

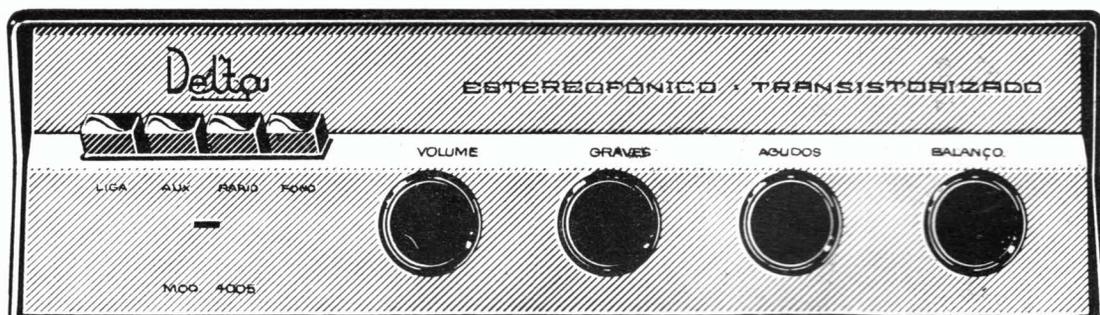
ESTEREOFÔNICOS...

OU MONAURAS

ALTA-FIDELIDADE...

OU CONVENCIONAIS

EXIJA QUE SEJA

The logo for Delta, featuring the word "Delta" in a stylized, cursive font. The letter 'i' is notably tall and thin, extending above the rest of the word. The logo is set against a dark, triangular background.

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

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

NÃO ENCONTRANDO EM SEU FORNECEDOR HABITUAL ESCREVA PARA

CAIXA POSTAL 2520 — SÃO PAULO

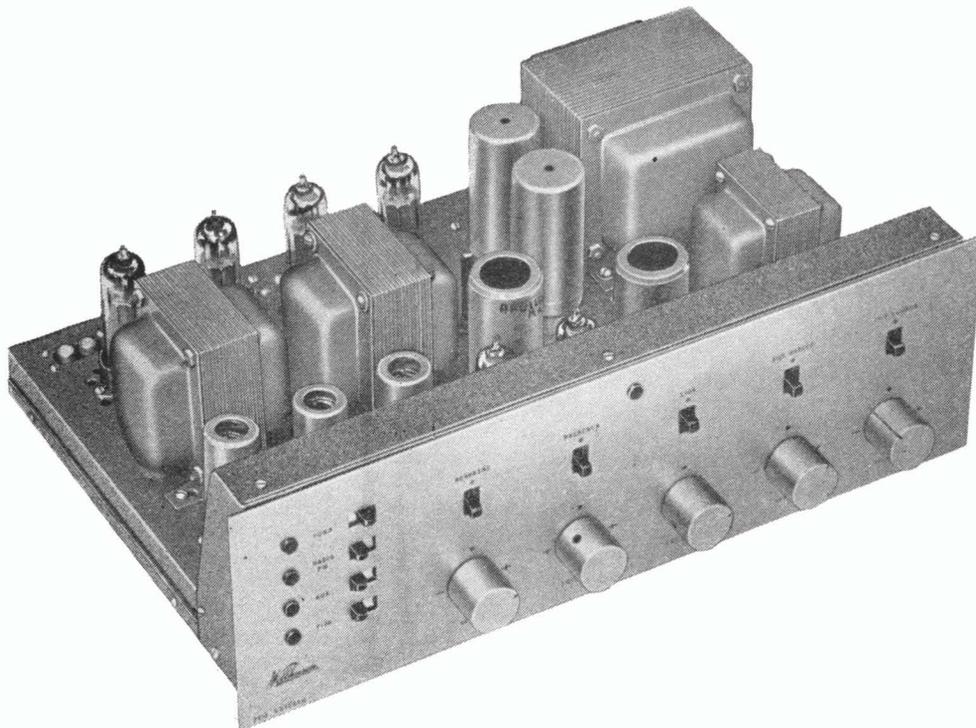
DELTA S/A. Ind. e Com. de Aparelhos Eletrônicos

ESPETACULAR LANÇAMENTO

WILLKASON

CONJUNTO PARA AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO DE
ALTA-FIDELIDADE — MODÉLO 2212

12 watts de saída por canal



DETALHE DO CONJUNTO JÁ MONTADO

Características:

Potência de saída: 12w, por canal.

Impedância de saída: 4, 8, 16ohms.

Distorção harmônica: menor que 1% a 12watts.

Resposta de freqüência: $\pm 0,5$ dB de 20Hz a 25KHz, a 12watts.

Sensibilidade para 12watts:

Auxiliar. Rádio e Fita: 500mV por canal.

Fono, cerâmica: 48mV.

Fono, magnético: 8mV.

Contrôles de graves: +7dB a 30Hz e -15dB a 30Hz.

Realimentação negativa: 16dB.

Nível de ruído, contrôles no máximo:

entrada magnética — 46dB.

outras entradas — 55dB.

O conjunto é constituído de chassi especial, jôgo de transformadores, painel e "knobs", sendo acompanhado de diagrama esquemático, chapeados e instruções de montagem.

CASA DOS TRANSFORMADORES

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



GRAVADOR DE UM ÚNICO RÔLO

Recém-chegado da Europa, o gravador Radionette Multicorder constitui o primeiro gravador de fitas portátil dotado de um só rôlo. Torna-se desnecessário virar a fita; o contador de rotação anuncia onde começa e termina qualquer trecho do rôlo. Pode ainda oferecer 12 horas de contínuo entretenimento, o que equivale, a grosso modo, a 18 LP's grandes. Seu espectro de resposta de frequências é bastante amplo: 40 a 12000 Hertz. É possível de ser tocado em duas diferentes velocidades com fita tipo duplo ou triplo. A compacidade e leveza do Multicorder aliados ao fato de ser a pilha ou a luz permitem que êle o acompanhe em todos os instantes do trabalho ou do passeio. É norueguês e no Brasil a Mailand Christensen Exp. Imp. o distribui.

RECEPTOR É GUIA EM GALERIA DE ARTE

Agora, quem vai à Galeria de Arte da Cidade de Leeds vê os quadros recebendo explicações minuciosas sobre êles, dadas por um receptor portátil.

O sistema, que acaba de ser apresentado à galeria pela Granada Television, permite que em cada sala o visitante, sintonizando "canais" no aparelho — composto de um fone na extremidade de um cabo —, ouça comentários sobre oito, nove ou dez obras, enquanto se move pelo recinto.

Os comentários vêm de cinco gravadores, mantidos fora das galerias de exposição, e os receptores, operados a pilha, não tem qualquer fio visível.

O sistema foi produzido pela Multitone Electric Co. Ltd., de Londres. (BNS)

AUTOMATIZAÇÃO JÁ CHEGOU AOS POSTOS DE GASOLINA

O primeiro pôsto de gasolina inteiramente automático da Grã-Bretanha — não tem empregados de pátio e máquinas controlam a venda de gasolina, óleo e até a lavagem do veículo — já está operando em Billericay, na região sudeste da Inglaterra.

O pôsto, que pertence ao maior grupo petrolífero da Grã-Bretanha — Shel-Mex e BP — está

aberto durante as 24 horas do dia e os motoristas servem-se de gasolina após colocarem o equivalente em dinheiro dentro de máquinas automáticas. O sistema é considerado virtualmente à prova de roubo e de fogo, muito embora tenha em seu interior um sistema de alarme contra fogo.

O novo e revolucionário pôsto de gasolina é parte do programa recentemente anunciado por aquêle grupo petrolífero e que se destina a fornecer aos motoristas, durante as 24 horas do dia, uma completa assistência a seus carros em cêrca de 200 pontos diferentes da Grã-Bretanha e que, em virtude de sua localização distante não poderiam permanecer abertos à noite ou durante os fins-de-semana.

Todos os futuros planos dependerão, entretanto, dos resultados obtidos com o pôsto experimental de Billericay e da cooperação das autoridades regionais para a construção dos postos. (BNS)

"ARMÁRIOS TÉRMICOS" PARA FERROVIAS ALEMÃS

Inovação recente introduzida em mais de 700 locomotivas do Sistema Ferroviário Alemão, êsses armários térmicos permitem a refrigeração a 6°C ou o aquecimento até 70°C, de acôrdo com as necessidades do momento.



O princípio de funcionamento é baseado no "Efeito Peltier" empregando um sistema totalmente eletrônico, sem partes móveis como as normalmente empregadas nos sistemas refrigeradores convencionais.

O volume de um armário dêsses é de cêrca de 10 litros; destinam-se a amenizar o árduo trabalho dos maquinistas das ferrovias alemãs.

PIONEIROS EM CONVERSORES DE UHF



CONVERSOR

miniac

para televisão **UHF**

TOTALMENTE TRANSISTORIZADO

- O conversor de UHF mais difundido no Brasil é o conversor MINI-AC, fabricado por AMARAL E CAMPOS S/A para as condições brasileiras e utilizável em qualquer marca ou modelo de televisor.
- AMARAL E CAMPOS acumularam uma experiência de mais de 12 anos na produção de conversores e resolveram todos os problemas técnicos importantes que esses dispositivos apresentaram.

Para receber retransmissões de TV em UHF, um receptor normal de televisão precisa utilizar um conversor adequado. Este acessório converte o sinal de UHF proveniente da antena (frequência de 470 a 890 megahertz, canais 14 a 83) num sinal de VHF que o televisor recebe normalmente no canal 4 sem precisar ser submetido a modificações.

- O conversor MINI-AC sintoniza continuamente **todos** os canais de UHF. (14 a 83).
- Modelos antigos de receptores de televisão, com baixa sensibilidade, funcionam bem com o conversor MINI-AC, graças a um dispositivo reforçador (booster) que este traz incorporado ao circuito.

GARANTIA de 6 meses.

MANUTENÇÃO através de instruções originais de fábrica.

INSTALAÇÃO: Não exige conhecimentos técnicos especializados, pois acompanha catálogo de instruções inclusive modo de operar com o mesmo.

AMARAL E CAMPOS S/A.

Rua Olimpíadas, 216 - Caixa Postal, 19.072 - Fones: 61-1067 - 267-1637 - 267-0060
São Paulo - 15

Pré-amplificador

estereofônico

A figura 1 apresenta o circuito completo de um canal do pré-amplificador, o qual utiliza somente três transistores silício planar. A tensão de alimentação é de certo modo elevada, da ordem de + 70V, o que é devido ao fato do circuito ter sido projetado para uso em conjunto com um amplificador de alta potência de saída.

Começando a descrição pelo primeiro estágio, temos nada menos que quatro entradas, que tornam o pré-amplificador bastante versátil:

- gravador
- toca-discos com cápsula magnética
- toca-discos com cápsula cerâmica
- rádio

A entrada para sinais provenientes de cápsula magnética possui um resistor de $56k\Omega$ ligado entre o respectivo plug e a massa, tal resistor constituindo a carga ótima especificada para tal tipo de cápsula (na verdade, tal valor de carga depende do fabricante mas é dessa ordem de grandeza). A rigor, a carga vista pela cápsula é o equivalente paralelo do referido resistor com a impedância de entrada do pré-amplificador, mas como esta última é bastante elevada em relação a R_3 , podemos considerar o resistor como sendo a referida carga.

O estágio equalizador (T_1 e T_2) foi projetado para operar com os baixos níveis de sinal de entrada, cerca de 3mV, fornecidos por uma cápsula magnética. Isso significa que os sinais elevados de uma cápsula cerâmica, da ordem de 130mV, caso esta fôsse diretamente conectada à entrada, saturariam o pré-amplificador. Em outras palavras, haveria uma excessiva distorção. Daí a razão do divisor de tensão ($R_1 - R_4$): atenua o sinal de entrada para um nível condizente com aquele exigido pelo equalizador. Além disso, o resistor R_1 , de valor elevado, $1,8M\Omega$, contribui para um aumento da impedância de entrada do circuito

para o caso de operação com cápsula cerâmica.

A entrada rádio pode ser ligada tanto a um receptor de FM como de AM, o divisor de tensão $R_2 - R_5$ se destina a atenuar o sinal de entrada e o resistor R_2 contribui para um aumento da impedância de entrada. O valor de R_2 não está assinalado no circuito: deve ser escolhido em função do sinal de entrada disponível e a sensibilidade na base de T_1 (7,5mV para 200mV de saída).

A entrada gravador deve ser conectada à saída de um gravador (posição de reprodução) ou de um toca-fitas. Chamamos a atenção do leitor para o fato de que estamos nos referindo à saída normalmente conhecida como **tape-head**, ou seja, aquela cujo sinal é retirado **diretamente** da cabeça reprodutora. Isso significa que o sinal presente na entrada **gravador não está equalizado**. A equalização será feita em nosso pré-amplificador. Nem todos os gravadores fornecem sinal retirado diretamente da cabeça reprodutora; a maioria fornece sinal já equalizado. Nesse caso deve ser usado um circuito de entrada semelhante ao da entrada rádio.

Selecionada a entrada por meio da chave S_{A1} , o sinal é injetado na base de T_1 e posteriormente na de T_2 . Parte do sinal presente no coletor de T_2 passa para o controle de volume R_{17} e parte é realimentada para o emissor de T_1 , passando através do circuito equalizador. A cada entrada (gravador, toca-discos, etc.) corresponde um elo de realimentação, selecionado pela chave S_{A2} , que está acoplada mecânicamente a S_{A1} .

Chamamos a atenção do leitor para a chave S_B . Como vimos, o sinal presente na entrada gravador (**tape-head**) não está equalizado. Conforme seja a velocidade da fita o elo de realimentação precisa ter seu valor alterado, razão pela qual está presente a chave S_B . Quando na posição e a equalização é correta

para velocidade de fita de 19cm/s (7 1/2 polegadas por segundo) e a posição **f** corresponde a 9,5cm/s (3 3/4 polegadas por segundo).

O cursor do controle de volume está conectado à chave S_C , de duas posições, mediante a qual é possível selecionar o modo de operação: monaural ou estéreo. No primeiro o cursor do potenciômetro de volume de um canal fica ligado ao do outro; no segundo a ligação é desfeita, os canais ficando independentes um do outro.

Ao cursor do potenciômetro de volume está conectado o potenciômetro R_{21} , o qual permite um ajuste perfeito dos dois canais, a fim de compensar diferenças porventura existentes entre eles. Assim como os demais potenciômetros do circuito, o de equilíbrio também é do tipo duplo com um só eixo; ao contrário dos outros, deve ser ligado ao circuito de tal modo que numa das seções um dos terminais o do lado direito por exem-

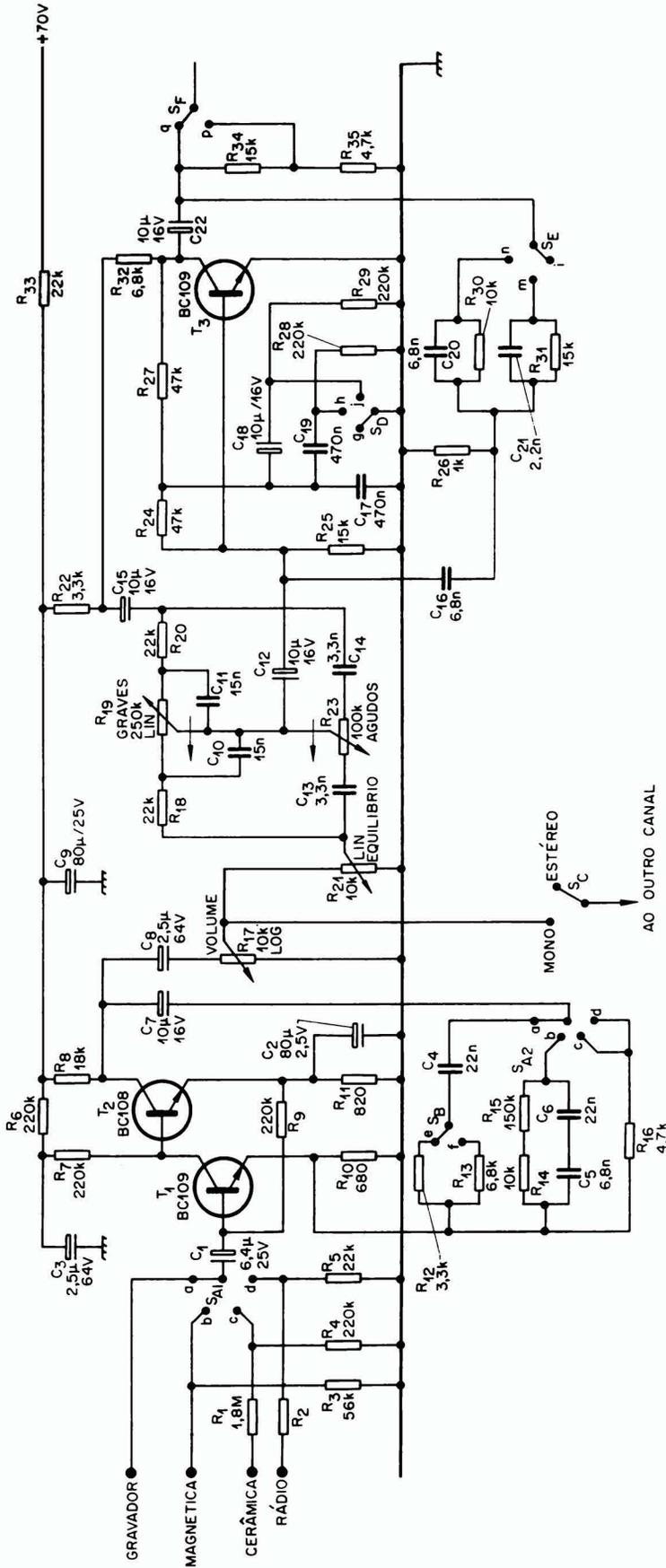


FIG. 1

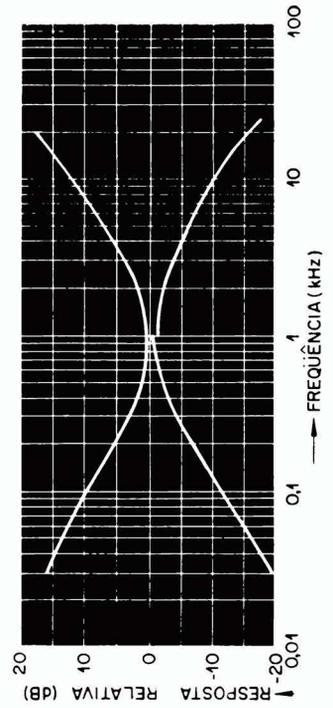


FIG. 2

plo, seja ligado à massa e na outra seção o terminal a ser conectado à massa seja o oposto (no exemplo dado seria o esquerdo).

O controle de volume é do tipo Baxandall, o circuito dependente da frequência constituindo uma malha de realimentação entre o coletor e a base de T_3 . A seta perpendicular ao cursor de cada potenciômetro de controle indica o sentido em que o eixo deve ser girado para se obter reforço de graves, ou de agudos conforme o caso.

O transistor T_3 ainda possui um segundo circuito de realimentação dependente da frequência constituindo um filtro para graves. A chave S_D permite escolher a atenuação de graves desejada.

Finalmente, um terceiro circuito de realimentação dependente da frequência, conectado entre saída e entrada de T_3 , constitui um filtro de agudos, a atenuação desejada sendo escolhida por meio da chave S_E .

Amplificador/limitador de FI de som

Eng.º Helmut A. Rudiger

A seção ou estágio de som de um receptor de TV é análoga à de um receptor de rádio com FI, exceto nos seguintes pontos:

- 1.º) a frequência da FI de som em TV é menor
- 2.º) o desvio de frequência em TV é menor.
- 3.º) o sinal se apresenta modulado em amplitude e em frequência simultaneamente.

Características gerais da modulação em frequência

Na modulação em frequência a amplitude da onda modulada é mantida constante. A figura 1 ilustra as características de FM — a **variação** em frequência é determinada somente pela **amplitude do sinal modulador** e a **razão de variação na frequência** é determinada pela **frequência do sinal modulador**.

Vejam os então, em síntese, as principais diferenças entre FM e AM.

1.º) Amplitude do sinal: FM — permanece constante; AM — varia com a porcentagem de modulação.

2.º) Tensão de áudio: FM — o volume do som determina o **deslocamento** em frequência da portadora. AM — determina a **amplitude** da portadora.

3.º) Frequência de áudio: FM — a frequência de áudio controla a velocidade do deslocamento da

portadora; AM — controla a velocidade com que varia a amplitude da portadora.

4.º) Largura da faixa: FM — depende da amplitude do sinal de áudio; AM — depende da **frequência** do sinal de áudio.

Em FM, portanto, quando os sons que vão ser transmitidos atuam sobre o microfone, variam a frequência instantânea do transmissor. Quanto mais forte é o sinal de áudio, maior será o desvio. Por exemplo, pode-se produzir um desvio (ou variação) de frequência de 50kHz na saída com uma forte tensão de áudio, e só se pode produzir uma variação de 1kHz se a tensão de áudio for fraca. No caso de modulação em amplitude, a amplitude e não a frequência da onda é que varia para os diferentes níveis de som de áudio. A rapidez com que a frequência do transmissor de FM se desloca de um ponto a outro está determinada pela frequência do som. Um som de frequência alta (por exemplo 15.000Hz) fará variar mais rapidamente a frequência de um transmissor de FM do que um som de 100Hz.

A recepção em FM, tem demonstrado maior capacidade para recepção sob certas condições adversas. É mais fácil (por ex.) diminuir a interferência causada por estações próximas operando na mesma frequência em FM do que no sistema de modulação em amplitude (AM). Assim se são recebidos dois sinais simultaneamente, eliminar-se-á quase totalmente

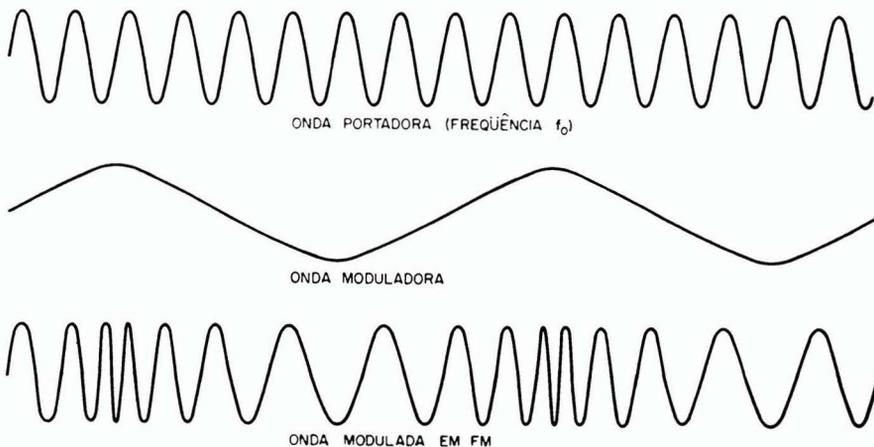


FIG. 1

Formas de ondas numa modulação em frequência.

o efeito do sinal mais fraco se este tiver menos que a metade da amplitude do outro sinal mais forte. Isto significa que para que um sinal "abafe" ou "mate" completamente o outro sinal no receptor, suas amplitudes devem estar em uma relação maior ou igual a 2:1. Com uma boa antena direcional será possível na maioria das vezes sintonizar uma estação com uma intensidade suficiente para eliminar completamente a estação ou estações interferentes. Já na modulação em amplitude, o caso é bem diferente, pois aí podemos escutar estações interferentes, ainda quando exista uma relação de 100:1 entre as amplitudes das diferentes portadoras.

Modulação — Já vimos que uma mudança na amplitude do sinal de áudio produz uma mudança na frequência da onda portadora; portanto, o índice de modulação é expresso em termos de desvio de frequência, em FM.

No sistema normal de transmissão de som em TV, um desvio de frequência de $\pm 25\text{kHz}$ é considerado equivalente à modulação de 100% em AM. Nestas condições, o desvio total de frequência da portadora é de 50kHz. Para evitar-se sobreposição dos sinais de vídeo e som, é feita uma separação de 0,5MHz entre a portadora de som e o limite superior do sinal de vídeo. Temos também uma faixa de 0,225MHz entre o limite superior da faixa de som e o limite superior do canal de 6MHz, para evitar-se interações entre canais adjacentes de TV.

O desvio de frequência é muitas vezes expresso em termos de relação entre o desvio máximo em frequência da portadora e a maior frequência de áudio que está sendo transmitida. A isto dá-se o nome de **relação de desvio**. Se o estágio de som de um transmissor de TV opera com desvio máximo de 25kHz e reproduz sinais de áudio até 15kHz, sua relação de desvio será 1,66.

Já na transmissão em FM, de rádio, o desvio de frequência foi normalizado em $\pm 75\text{kHz}$. Os transmissores de FM possuem, pois, uma largura de faixa de 150kHz.

Portanto, não é possível o uso de FM na faixa de ondas médias, pois na melhor das hipóteses, só

7 transmissores de FM poderiam operar nesta faixa (500 a 1.600kHz). Por isto, não existem transmissores de FM em ondas médias. Além disso, a transmissão em VHF (acima de 30MHz) é menos suscetível de perturbações e ruídos que se concentram sobretudo abaixo da gama de VHF.

Largura de faixa e estabilidade em frequência: O sinal de som de TV, modulado a 100%, ocupa uma largura de faixa de 50kHz aproximadamente. Entretanto, a faixa de passagem dos circuitos sintonizados de FI de som é em geral da ordem de 200kHz (Vide fig. 2). Esta faixa de passagem rela-

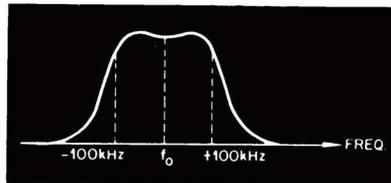


FIG. 2

Curva de resposta simétrica de FI de som.

tivamente grande minimiza as distorções que poderiam ocorrer devido à variação da frequência do oscilador local. Quando um receptor de TV opera nos canais altos, a frequência do oscilador local é da ordem de 200MHz. Um desvio na frequência do oscilador de 0,1% causará na FI variação de 200kHz. Tal desvio em frequência irá deslocar a FI de som para fora da faixa de passagem do circuito ressonante.

Outrossim, a mudança da frequência de ressonância do circuito de FI pode ser proveniente da variação da capacidade de entrada da válvula conforme as mudanças do nível de sinal. Isto é particularmente importante e pode causar problemas se a capacidade de entrada da válvula amplificadora de FI fizer parte da capacidade de sintonia do circuito sintonizado. A estabilidade em frequência pode ser melhorada colocando-se um capacitor fixo atra-

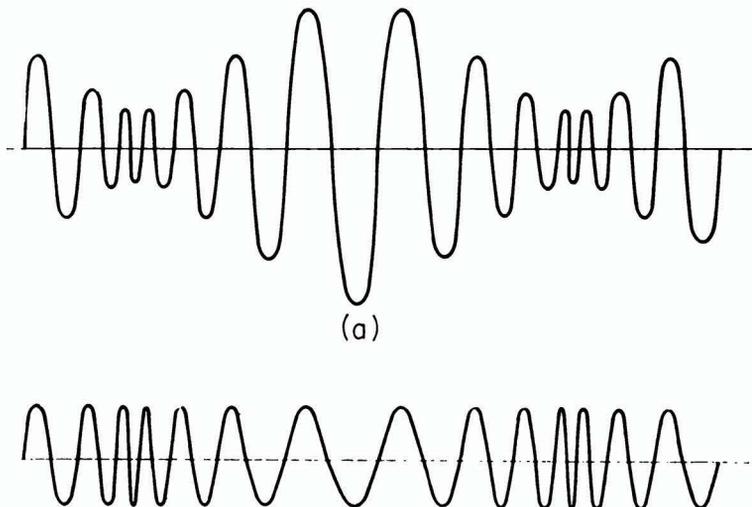


FIG. 3

Efeito do estágio limitador.

3-a — entrada

3-b — saída

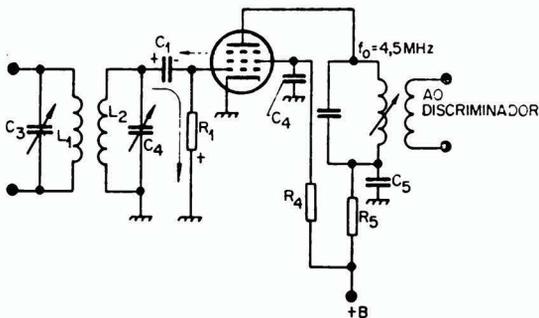


FIG. 4

Circuito típico de amplificador limitador de FI de som

vés do circuito de entrada da válvula para minimizar o efeito da capacidade de entrada desta e também pelo uso de um resistor de catodo não desacoplado para minimizar as variações da capacidade de entrada com a polarização.

Amplificador de FI de som — Limitador — Demoduladores (discriminadores) de FM, discriminador diferencial (Travis), discriminador de fase (Foster-Seeley), detetor de relação, detetor de quadratura.

O sinal de FM, de 4,5MHz é amplificado e, normalmente, no último estágio (antes da demodulação) ele é limitado. O objetivo do limitador é eliminar os efeitos das variações em amplitude do sinal de FM.

Se bem que o sinal modulado em frequência ao sair do transmissor não possui absolutamente variações de amplitude, o mesmo quase nunca ocorre ao chegar o sinal no receptor. Tem-se as interferências de ruído que produzem variações de amplitude no sinal de FM que chega ao receptor. Para se

eliminar estas e outras variações de amplitude, um circuito limitador é colocado entre o último estágio de amplificação de FI de som e o detetor de FM.

O limitador é essencialmente um amplificador de FI operando com valores tais de tensão nos eletrodos da válvula que esta atinge o nível de saturação para valores baixos de sinal de entrada. Nestas condições de operação, a porção do sinal de entrada acima de um certo valor é cortada, e a amplitude do sinal de saída é limitada a um certo valor. Na Fig. 3 vemos as formas de onda do sinal de entrada (Fig. 3a) e o sinal tal como aparece na saída do limitador (Fig. 3b).

A ação de limitação pode ser feita por limitação por grade e/ou limitação por placa. A limitação por grade é obtida utilizando-se uma polarização de grade suficiente para limitar a corrente de placa nos ciclos positivos e negativos do sinal de entrada. A limitação por placa é obtida usando-se valores baixos de tensão de placa e grade 2, de maneira a fazer com que sinais fortes saturam a válvula.

Limitadores por grade de controle — Um circuito típico de limitador por grade é mostrado na figura 4.

Quando o sinal de entrada é zero as tensões na grade e no catodo são iguais a zero. Durante a parte positiva do ciclo inicial do sinal de entrada, a grade fica positiva, e os eletrons fluem no circuito de grade, carregando C_1 à tensão E_1 (Vide Fig. 5). Durante a próxima metade negativa do ciclo, C_1 irá começar a descarregar através de R_1 uma corrente com a polaridade indicada na Fig. 4. Devido à constante de tempo $R_1 \cdot C_1$, o capacitor C_1 ainda ficará com uma certa carga, no momento em que começa o 2.º ciclo do sinal de entrada. Neste instante haverá novamente um fluxo de eletrons pelo circuito de grade, recarregando C_1 durante a porção do ciclo onde o sinal de entrada positivo excede a carga acumulada no capacitor. Uma vez que em cada ciclo

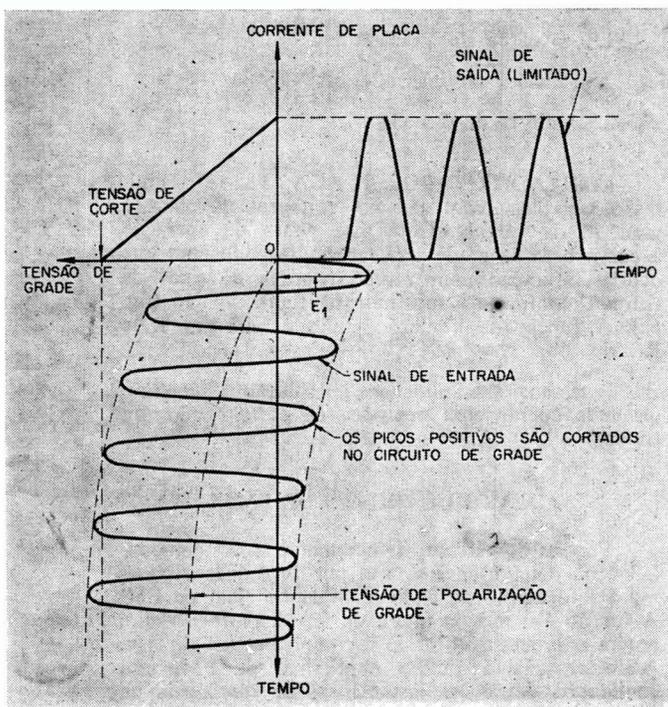


FIG. 5

Polarização por escape de grade.

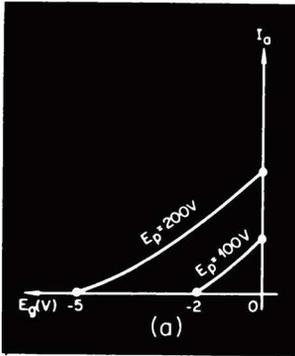
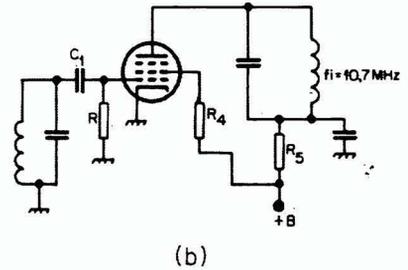


FIG. 6
Limitação por placa.



sòmente parte da carga de C_1 é descarregada através de R_1 , a carga restante após cada ciclo será cumulativa até que um ponto de equilíbrio seja atingido e a tensão através de R_1 permanecerá constante (tensão de polarização de equilíbrio — Fig. 5).

O ponto de operação deve ser ligeiramente menor que o valor de pico do sinal. Convém aqui lembrar que a polarização por escape de grade atua de maneira semelhante a um CAG, isto é, quanto mais forte o sinal, maior será a polarização negativa de grade e menor será o ganho; por outro lado, quanto menor o sinal, menor será a negativação de grade e maior será o ganho. Em outras palavras, o sinal de saída tende a permanecer constante a despeito das flutuações do sinal recebido. Eliminando-se assim as variações de amplitude, eliminamos a maioria dos ruídos perturbadores. Isto é possível porque a maioria das interferências afeta a amplitude do sinal em maior grau do que sua frequência. Os valores de C_1 e R_1 , para a polarização de grade variam de 30 a 60 pF e de 50kΩ a 200kΩ respectivamente.

De um modo geral, podemos dizer que o ponto de operação de equilíbrio irá depender de:

- 1.º nível de sinal de entrada
- 2.º tensões nos eletrodos da válvula
- 3.º valores de C_1 . R_1

LIMITADORES POR PLACA: Faz-se a limitação por placa com a baixa voltagem na placa e grade 2 da válvula. Com êsse ponto de operação a curva base de grade será menor, fazendo com que ocorra saturação com níveis menores de sinal de entrada, conforme é mostrado na figura abaixo (fig. 6a). A função de limitação então é feita por R_4 e R_5 (fig. 6b).

Para boa sensibilidade e boa ação limitadora, devemos operar com pentodos de corte agudo (ou triodos).

DEMULADORES DE FM

Função do circuito demodulador — O demodulador ou detetor de FM tem por finalidade recuperar a informação de áudio contida no sinal de FM. A função é a mesma que a de um detetor de rádio, porém o processo utilizado é completamente diverso. A informação de áudio num sinal de FM, está contida nas variações instantâneas de frequência da

onda portadora. Para se obter novamente os sinais de áudio usados para modular a onda portadora, estas variações de frequência deverão ser convertidas em variações equivalentes de amplitude. O detetor de FM converte as variações de frequência de uma onda modulada em frequência em uma onda modulada em amplitude e depois deteta esta onda chegando ao sinal original de áudio. A curva de resposta ideal de um detetor de FM, mostrada na figura 7, indica que a cada frequência corresponde um dado valor de tensão e que há uma relação linear entre frequência e tensão.

Esta relação linear é essencial para conversão sem distorção.

Deteção pela inclinação da curva de resposta — O circuito da Fig. 6b pode se tornar prático substituindo R_1 por um capacitor de valor tal que a frequência de ressonância em conjunto com L seja diferente da frequência central do sinal de FM, que deverá estar localizada no ponto médio do flanco anterior da curva de resposta. Então, à medida que a frequência é alterada uma tensão modulada em AM irá se desenvolver através do capacitor.

A deteção de sinais de FM desta maneira é chamada deteção pela inclinação da curva de resposta, porque o circuito opera na inclinação da curva de resposta em frequência de um circuito ressonante. Através deste fenômeno, um receptor ou um amplificador de FI projetado para sinais de AM, poderá responder a sinais de FM.

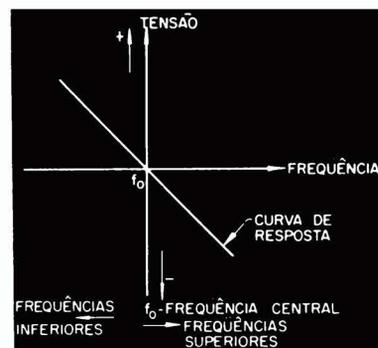


FIG. 7

Curva de resposta ideal de um detetor de FM.

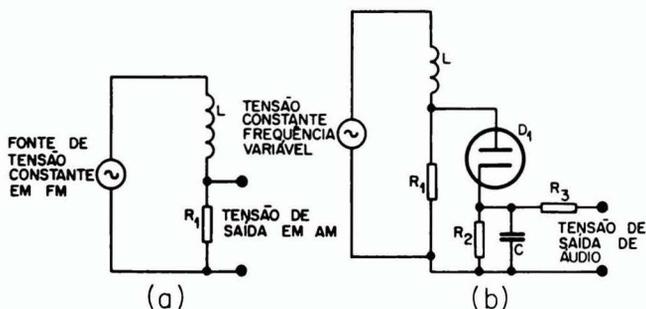
Princípio básico da detecção em FM

Os circuitos detectores de AM e FM, baseiam-se no princípio de que mudança da amplitude ou frequência do sinal de RF, causadas pela modulação, devem produzir uma mudança proporcional na corrente retificada que "flui" através dos diodos. Os diodos podem ser usados como detectores porque a corrente através de um diodo muda quando a amplitude do sinal de RF entre a placa e o catodo muda de valor. Com sinais de AM, a amplitude de cada ciclo do sinal de RF varia segundo a modulação instantânea, e portanto cada semi-ciclo positivo sucessivo, que tornará a placa do diodo positiva em relação ao catodo, poderá ter valor de amplitude diferente do anterior, à medida que a modulação muda. A tensão desenvolvida através da resistência de carga do diodo pelas variações da corrente que passa através do diodo, terá então o mesmo aspecto (característica) da modulação original.

FIG. 8

Detetor de FM básico

- 8-a — princípio fundamental
- 8-b — circuito simples



Para se utilizar este princípio a fim de se recuperar a modulação de um sinal de FM, este sinal deve aparecer como uma tensão de RF modulada através de um diodo. Uma maneira simples de fazer isto é usar a propriedade da **variação da reatância com a frequência**. Uma corrente alternada, tal como se apresenta um sinal de RF ou FI, passando através de uma indutância, será constante se não se variar

nem a tensão nem a frequência. Entretanto, uma vez que a reatância varia como a frequência, a corrente que passa pela indutância irá variar em amplitude quando a frequência varia, mesmo que a amplitude da tensão fique constante. A variação de amplitude de corrente depende diretamente da variação de frequência.

Uma vez que um sinal de FM varia em frequência acima e abaixo da frequência central de uma quantidade que depende da amplitude dos sinais moduladores, então a aplicação de um sinal de FM a uma indutância converterá as variações de frequência em variações de amplitude de corrente. Estas variações de amplitude em corrente irão produzir uma variação de tensão sobre R_1 (fig. 8a). Então, o sinal de FM foi convertido em um sinal de AM. As mudanças de amplitude da tensão através de R_1 irão corresponder as mudanças de amplitude na modulação original e que poderão ser recompostas aplicando-se a tensão através de R_1 a um diodo (Fig. 8b).

A relação entre a reatância X_L e a resistência de R_1 deve ser alta para que o circuito da Fig. 8b opere bem. Por outro lado, a resistência de R_1 deve ser também alta para produzir uma tensão suficiente através do diodo D_1 . Estes dois compromissos tornam o circuito da Fig. 8b pouco prático, servindo no entanto, para uma explicação da detecção em FM.

(Cont. no próximo número)

a estabilização de tensões com semicondutores

II

O circuito estabilizador mais simples compõe-se de um diodo Zener em série com uma resistência. Passemos a uma análise detalhada do mesmo.

Ligando-se em série com um diodo Zener a resistência R (fig. 1), a tensão contínua V_E fornecida pela fonte de alimen-

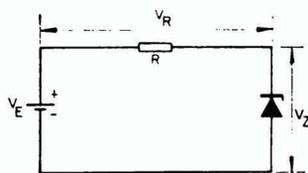


FIG. 1

tação e que vamos procurar estabilizar, fica dividida em uma tensão V_R aplicada à resistência R e a tensão Zener V_Z .

Uma variação da tensão V_E provoca uma variação da corrente do circuito cujo efeito é praticamente apenas o de alterar a tensão V_R sobre a resistência, já que devido à sua curva característica o diodo Zener absorve essa variação de corrente, conservando aproximadamente constante a tensão sobre ele. Quanto maior o valor de R , tanto menor será a variação de corrente provocada por uma variação de V_E . O valor da resistência R deve ser determinado de tal maneira que para a maior tensão de entrada $V_{E_{max}}$ (valor máximo que a tensão de entrada pode atingir) a máxima cor-

rente de Zener permitível não seja ultrapassada.

Por outro lado, para o valor mínimo atingido pela tensão V_E ($V_{E_{min}}$) é necessário que o menor valor da corrente de Zener (valor que ainda permite ao diodo manter constante a tensão sobre ele) não seja atingido (fig. 2). Esse valor mínimo em geral é escolhido como sendo igual a um décimo do valor máximo, isto é, $I_{Z_{max}} \approx 0,1 I_{Z_{min}}$. Com isto podemos estar seguros de que para o valor $V_{E_{min}}$ o diodo Zener não trabalhará na zona do joelho de sua curva característica. No entanto os diodos Zener para baixa tensão ($V_Z < 6V$) não apresentam numa curva característica com joelho bem definido e neste caso, então o valor $I_{Z_{min}}$ deverá ser obtido diretamente da curva característica.

Na prática, em paralelo com o diodo Zener encontra-se ligada uma resistência de carga R_L , só-

bre a qual a tensão deve ser mantida constante. A corrente total fornecida pela fonte de alimentação I_E divide-se em duas correntes: uma que circula pelo diodo Zener (I_Z) e outra que circula pela carga (I_L). Deve-se observar que a corrente I_Z em qualquer circunstância, isto é, para qualquer carga, deverá se situar dentro da faixa de $0,9 I_{Z_{max}}$ conforme vimos no parágrafo anterior.

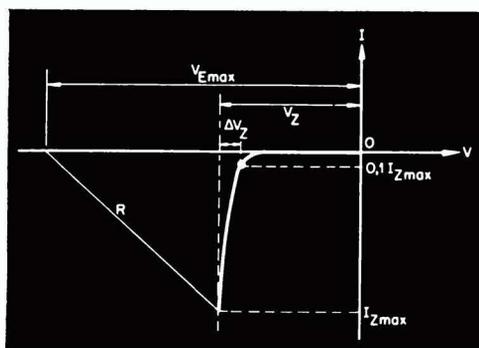
Vamos considerar inicialmente o caso mais simples em que a resistência de carga R_L é constante.

$$R_L = \frac{V_Z}{I_L} \quad (\text{já que } V_Z \text{ é a}$$

tensão sobre R_L e I_L é a corrente que circula por R_L)

A faixa de variação de corrente do diodo Zener ($0,1 I_{Z_{max}}$ a $I_{Z_{max}}$) determina a variação possível da corrente fornecida pela

FIG. 2



tensão contínua não estabilizada V_E .

$$I_{Emin} = I_L + 0,1I_{Zmax}$$

$$I_{Emax} = I_L + I_{Zmax}$$

Vide fig. 3.

Lembramos que a relação $R_L =$

$$= \frac{V_Z}{I_L} \text{ é representada por meio}$$

de uma reta.

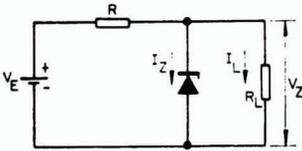


FIG. 3

Se a resistência de carga é variável, parte da variação possível de corrente do diodo Zener se destina a absorver a variação ΔV_E da tensão não estabilizada e parte a variação ΔI_L da corrente de carga.

Como em geral, o circuito deve funcionar também em circuito aberto (sem carga, ou seja, $R_L \rightarrow \infty$) a corrente de carga pode variar de zero até um valor I_{Lmax} decorrente do valor mínimo que a carga pode assumir. Isto é:

$$R_{Lmax} \rightarrow \infty \text{ logo } I_L = \text{zero}$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_Z}{I_{Lmax}}$$

Na figura 4 podemos distinguir a faixa de variação possível da resistência de carga.

Para a corrente fornecida pela fonte não estabilizada valem as seguintes relações:

$$I_{Emin} = I_{Lmax} + 0,1I_{Zmax}$$

$$I_{Emax} = I_{Zmax}$$

No entanto, o circuito pode ser projetado de modo a existir uma certa resistência de carga mínima o que faz com que a corrente de carga tenha um valor mínimo I_L diferente de zero. Aí então,

$$R_{Lmax} = \frac{V_Z}{I_{Lmin}} \text{ e } R_{Lmin} = \frac{V_Z}{I_{Lmax}} \text{ (fig. 5)}$$

Nesse caso é entre esses dois valores que se situam os valores permissíveis da resistência de carga.

Os valores máximo e mínimo de I_E passam a ser os seguintes:

$$I_{Emin} = I_{Lmax} + 0,1I_{Zmax}$$

$$I_{Emax} = I_{Lmin} + I_{Zmax}$$

PROJETO DO CIRCUITO

Cálculo da tensão mínima da fonte não estabilizada e da resistência R . Na maioria dos casos o diodo Zener deve absorver tanto variações da tensão da fonte não estabilizada como da corrente de carga. Os dados normalmente fornecidos para o projeto do circuito são: a tensão estabilizada desejada, as variações de carga e da tensão não estabilizada.

Antes de examinarmos um caso real vamos ainda fazer algumas considerações teóricas.

Vamos em primeiro lugar determinar a relação k entre as tensões mínima e máxima que pode atingir a fonte não estabilizada:

$$k = \frac{V_{Emin}}{V_{Emax}} = \frac{V_{Emax} - \Delta V_E}{V_{Emax}}$$

$\Delta V_E =$ variação permissível da tensão V_E .

O valor k é obtido diretamente da percentagem de variação admitida para a tensão V_E . Se a é a percentagem positiva e b a negativa, então teremos:

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

FIG. 4

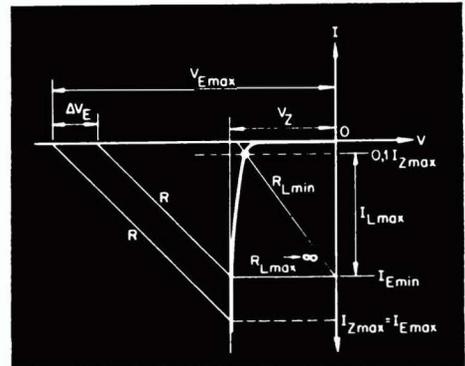
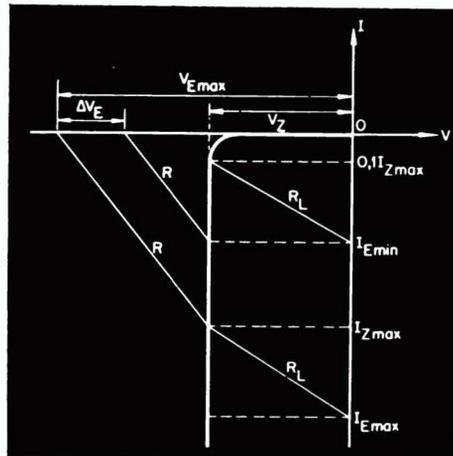


FIG. 5



Pois que $V_{E_{max}} = V_E + V_E \cdot a = V_E (1 + a)$, enquanto $V_{E_{min}} = V_E - V_E \cdot b = V_E (1 - b)$.

Através agora da relação das correntes $I_{E_{max}}$ e $I_{E_{min}}$ conseguimos obter um critério para saber se o diodo Zener a ser usado permite ou não a estabilização de tensão que se requer.

É necessário que a variação desejada da corrente de carga seja menor do que a variação permitida da corrente de Zener ($0,9I_{E_{max}}$) de modo que se possa também absorver as variações da tensão V_E .

$$p = \frac{I_{E_{max}}}{I_{E_{min}}} = \frac{I_{L_{min}} + I_{Z_{max}}}{I_{L_{max}} + 0,1I_{Z_{max}}}$$

A relação p vale também para $R_L \rightarrow \infty$ e R_L constante, bastando substituir na expressão $I_{L_{min}}$ por zero no primeiro caso e $I_{L_{min}}$ e $I_{L_{max}}$ por I_L no segundo.

O critério estabelece que o produto kp seja maior do que 1.

Sendo menor do que um o diodo selecionado para o projeto não serve como solução.

Valor de $V_{E_{max}}$

Gráficamente, da figura 5 podemos concluir que:

$$k \frac{V_{E_{max}} - V_Z}{V_{E_{max}} - V_Z} = \frac{I_{L_{max}} + 0,1I_{Z_{max}}}{I_{L_{min}} + I_{Z_{max}}}$$

Já que temos dois triângulos retângulos semelhantes (com hipotenusa dada por R).

O lado direito da igualdade é igual a 2 e através de uma pequena elaboração matemática chegamos a:

$$V_{E_{max}} = V_Z \frac{p - 1}{k \cdot p - 1}$$

Como se vê para que $V_{E_{max}}$ tenha um valor determinado é necessário que $k \cdot p$ seja maior do que 1 o que justifica o critério adotado.

Essa tensão $V_{E_{max}}$ é a **mínima** tensão que a fonte não estabilizada deve ter para que seja possível com as variações de tensão e de carga exigidas, obter a tensão estabilizada V_Z desejada.

Com o valor de $V_{E_{max}}$ calculamos o valor de R :

$$R = \frac{V_{E_{max}} - V_Z}{I_{L_{min}} + I_{Z_{max}}}$$

O valor de R deve ser arredondado sempre para mais. Com esse valor de R corrigimos então o valor máximo de V_E , isto é, $V_{E_{max}} = V_Z + R (I_{L_{min}} + I_{Z_{max}})$.

Aplicação:

Desejamos um circuito estabilizador que nos forneça uma tensão estabilizada de 9V e que permita uma variação de corrente de carga de 0 a 15mA.

A máxima temperatura ambiente deverá ser de 45°C e a tensão não estabilizada pode variar entre +10% e -15%.

Escolhemos o diodo Zener OAZ207.

A resistência térmica desse diodo, entre a junção e o ambiente, sem aleta de resfriamento, é de 0,4°C/mW.

Portanto a potência dissipada máxima permissível é:

$$P_{tot} = \frac{150 - 45}{0,4} = 262,5mW$$

pois temp. máx. da junção é 150°C

Daí decorre

$$I_{Z_{max}} = \frac{P_{tot}}{V_Z} = \frac{262,5}{9} = 29,2mA.$$

A primeira condição que deve ser preenchida é a de que a variação da corrente da carga seja menor que a do diodo, ou seja:

$$I_{L_{max}} < 0,9 I_Z$$

$$I_{L_{max}} < 0,9 \times 29,2$$

$I_{L_{max}} < 26,28$ mA o que realmente ocorre.

Para calcular qual deve ser a máxima tensão de entrada $V_{E_{max}}$ devemos calcular primeiramente k .

Sabendo que $a = 0,1$ e $b = 0,15$ temos:

$$k = \frac{1 - b}{1 + a} = \frac{0,85}{1,1} = 0,77$$

Como a corrente de carga deve variar de 0 a 15mA o valor de p é dado por:

$$p = \frac{I_{Z_{max}}}{I_{L_{max}} + 0,1I_{Z_{max}}} = \frac{29,2}{15 + 2,92} = \frac{29,2}{17,92} = 1,63$$

A condição número 2 de que $k \cdot p > 1$ deve então ser verificada:

$$k \cdot p = 0,77 \times 1,63 = 1,25 > 1$$

Portanto,

$$V_{E_{max}} = V_Z \cdot \frac{p - 1}{k \cdot p - 1} = 9 \cdot \frac{1,63 - 1}{1,25 - 1} = 9 \cdot \frac{0,63}{0,25} = 22,68V$$

Daí calculamos

$$R = \frac{V_{E_{max}} - V_Z}{I_{L_{max}}} = \frac{22,68 - 9}{29,2} = 0,46k\Omega$$

(Cont. na pág. 245)

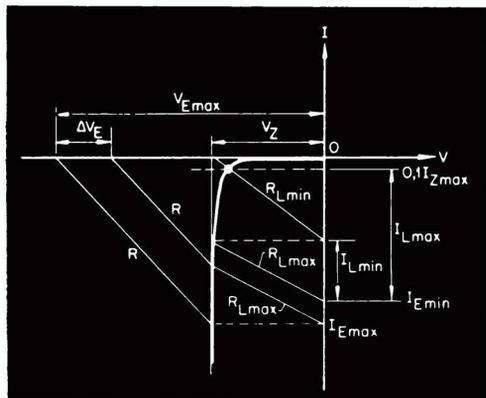


FIG. 6

Comunicações terrestres via Satélites

“Um gigantesco passo avante na arte da telecomunicação está para ser dado. Diferentemente dos progressos havidos no passado, este resulta não tanto de novas descobertas no campo da eletrônica ou técnicas de comunicação, como da crescente habilidade do homem de dominar as forças da natureza.

Os satélites terrestres artificiais são o mais recente benefício desta crescente energia, e agora permitem que o homem coloque “olhos meteorológicos” de TV, estações repetidoras de rádio e TV, e até mesmo centros de comutação de comunicações, bem acima da superfície terrestre, onde eles podem cobrir enormes extensões do globo. Veremos neste artigo alguns dos fundamentos dos satélites terrestres, e como eles podem ser aplicados às telecomunicações.

Já em 1267, Roger Bacon indicou a possibilidade de que seriam possíveis as comunicações à distância por meios magnéticos. Em 1746, a façanha havia sido realizada numa extensão de quase quatro quilômetros de fio. Logo após a brilhante demonstração de Samuel F. B. Morse e seu código, a técnica das comunicações telegráficas espalhou-se rapidamente pelo mundo. A subsequente invenção da telefonia e rádio, e depois microondas e televisão, ajudou a levar nossa civilização global a novas alturas.

Apesar dos fabulosos melhoramentos possibilitados pelas novas técnicas, as comunicações nunca foram realmente baratas. As instalações físicas necessárias, os

quilômetros e quilômetros de fios, os repetidores de rádio, o complexo equipamento terminal — tudo isto contribui para dar às comunicações um preço que tem limitado sua utilização às áreas onde a demanda é suficiente para justificar o custo. Assim, enquan-

to que um cabo submarino capaz de comportar algumas dúzias de canais de voz e telegrafo pode ser justificável, nunca ninguém pôde se permitir instalar um cabo que transmitisse um canal de televisão através dos oceanos. De maneira semelhante,

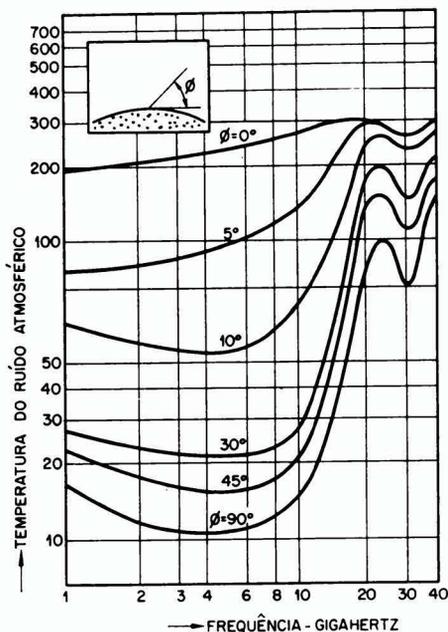


FIG. 1

O ruído atmosférico aumenta rapidamente acima de dez Gigahertz, particularmente quando o ângulo da antena com o horizonte terrestre é pequeno. O aumento no ruído corresponde à atenuação pelo oxigênio e água na atmosfera. O ruído galáctico proveniente das estrelas e gases interestelares aumenta rapidamente a frequências abaixo de um Gigahertz.

onde o tráfego é mais leve, talvez um cabo não seja jamais praticável, do ponto de vista econômico. Em tais áreas, a tarefa das comunicações recai nas radio-comunicações por "alta frequência", que são duvidosas em sua eficiência. Mesmo estas são bastante custosas em termos de capacidade de comunicação, uma vez que somente os canais simples são em geral praticáveis; as faixas e as características de propagação talvez não permitam maior número.

Os satélites de comunicação parecem apresentar uma solução bastante eficiente para este problema. Girando sobre a terra acima de sua atmosfera, os satélites podem proporcionar uma conexão direta entre muitos pontos distantes.

Por que Satélites?

Na realidade, há pouca coisa de novo ou revolucionário nas comunicações por satélite, exceto pela habilidade em colocar o equipamento necessário em órbita. Certamente, o equipamento a bordo do satélite deve ser especialmente projetado para a aplicação, mas nenhum princípio básico novo é necessário.

São muitos os detalhes técnicos que favorecem os satélites para as comunicações. As frequências de micro-ondas, com sua tremenda largura de faixa e capacidade de informação, são a escolha natural para esta classe de serviço. Os sinais entre 1 e 10 Gigahertz passam através da atmosfera com uma atenuação relativamente baixa. Abaixo desta escala, a energia de rádio é dispersada pela ionosfera e o ruído atmosférico interfere com o sinal; frequências mais altas, o oxigênio e o vapor de água atmosféricos absorvem rapidamente a transmissão.

Esta "janela na atmosfera" para as micro-ondas torna possível

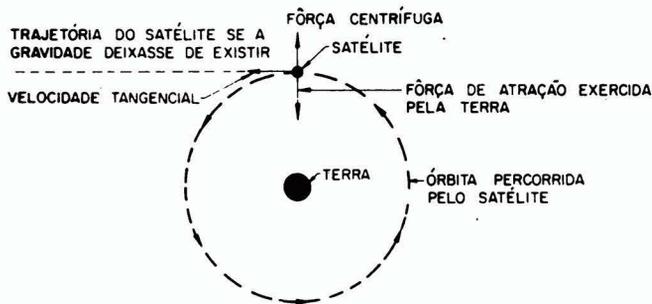


FIG. 2

Quando as forças sobre o satélite estão em equilíbrio, o satélite permanece em órbita circular. Devido a pequenos erros de velocidade e direção, a maioria das órbitas são elípticas ao invés de circulares.

$V=21.200\text{km/h}$ $t=198\text{min.}$
4.820km

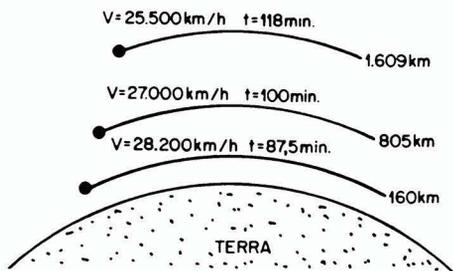


FIG. 3

A força gravitacional decresce à medida que a altitude é maior, requerendo menor velocidade para manter a órbita. Estão mostradas aqui algumas algumas velocidades e períodos típicos para satélites terrestres de diferentes altitudes. Embora seja necessária menos velocidade em grandes altitudes, deve ser gasta muito mais energia para se alcançar essas altitudes.

transmitir sinais de televisão ou centenas de canais de voz até um satélite, para distribuição a pontos situados a milhares de quilômetros. Isto contrasta com os métodos convencionais que podem requerer centenas de repetidores para transmitir o sinal entre dois pontos. A maior vantagem do satélite é que possui uma "visão de rádio" direta sobre enormes áreas da terra, e pode assim proporcionar um ponto de conexão mútuo entre todos os pontos distantes debaixo do campo de visão. Este simples fato torna possível estabelecer comunicações verdadeiramente globais em uma escala nunca antes praticável. Além disso, a possibilidade de cobrir milhares de quilômetros usando um único repetidor promete comunicações

de uma qualidade impossível de atingir com as técnicas convencionais.

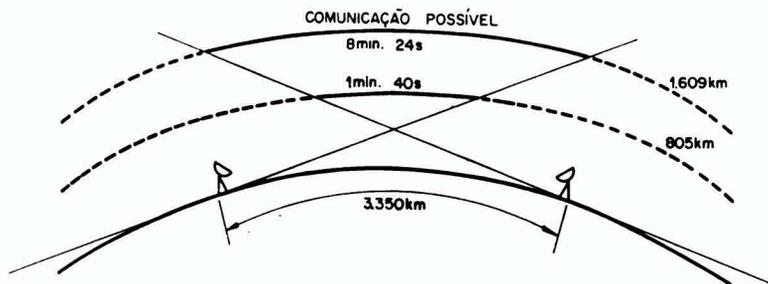
Como Pôr em Órbita

Os satélites artificiais são agora possíveis porque aprendemos como produzir e controlar as formidáveis quantidades de energia que são necessárias para colocar mesmo pequenos objetos em órbita. Todos os objetos próximos da terra são atraídos e atraem com igual força que é proporcional ao produto de suas massas e inversamente proporcional ao quadrado da distância entre o centro de gravidade da terra e o centro de gravidade do objeto. Assim, quanto mais distante o objeto estiver da terra, menor será a força gravitacional e, por tanto, menos ele "pesará".

Para que um satélite alcance sua órbita, ele deve ser levado a quilômetros de altitude e estar dotado da velocidade exata necessária que o submeta a uma força centrífuga exatamente igual e oposta à força gravitacional naquela altitude (vide diagrama da Fig. 2). Se a velocidade tangencial for maior que aquela para a qual as forças sobre o satélite estão em equilíbrio, o objeto tenderá a desgarrar para o espaço. Se o satélite for reduzido em sua velocidade, pela resistência atmosférica, por exemplo, ele será atraído de volta à terra pela gravidade.

FIG. 4

A principal dificuldade dos satélites de baixa altitude é sua rápida passagem e cobertura limitada. Para comunicações, o satélite deve estar sob a visão simultânea de duas estações. Um satélite experimental foi lançado há tempos, numa órbita de baixa altitude porém de forma elíptica bastante alongada, destinada a aumentar o tempo útil que serve o hemisfério norte, em detrimento do hemisfério sul.



Uma vez que a força de atração é menor à medida que a altitude cresce, os satélites de grande altitude não necessitam girar em volta da terra com tanta velocidade tangencial como os satélites "baixos". Portanto, o período necessário para cada órbita torna-se uma função da altitude do satélite. Na realidade, o período deveria variar segundo a massa do satélite, uma vez que a força gravitacional é proporcional ao produto das massas da terra e do satélite. Contudo, como a massa do satélite é muito menor que a da terra, seu efeito é desprezível. Somente quando o satélite possuir aproximadamente o tamanho da lua, a qual tem massa de aproximadamente 1% a da terra, é que sua massa teria um efeito perceptível sobre seu período orbital.

O período de um satélite artificial em órbita circular pode ser facilmente calculado, quando a altitude for conhecida usando-se a seguinte relação:

$$t^2 = \frac{a^3}{k}$$

onde a é a distância do satélite ao centro de gravidade da terra (não da superfície), e k é uma constante. O raio da Terra é aproximadamente igual a 6400 km.

Então descobrimos que um satélite a 160 km de altitude sobre a superfície da terra contorna-a em cerca de 87,5 minutos, enquanto que um satélite a 960 km requer 104 minutos. A uma altitude de 1.600 km, um satélite completa sua órbita em 118 minutos. À medida que a altitude se torna ainda maior, o período orbital será mais longo, até que a uma altitude de 36.300 km um satélite circula sobre a terra com o mesmo período de tempo que a rotação da terra — isto é, exatamente 24 horas. Um satélite

nestas condições é chamado de satélite **sincronico**, porque sua órbita está sincronizada com a rotação da terra. Quando um satélite sincronico viaja na direção Oeste-Leste, ele parece estar estacionado no céu (se ele pudesse ser visto), e é por isso mesmo às vezes chamado de satélite "estacionário".

Satélites Passivos versus Satélites Ativos

Qualquer sistema de comunicações por satélite exigirá compromissos entre muitos fatores de projeto que tendem a conflitar entre si. Alguns destes fatores são a qualidade (uma função da razão de sinal-ruído), o custo, a durabilidade e a cobertura. Uma decisão básica será acerca da escolha de satélites "passivos" ou "ativos".

Um satélite passivo é aquele usado meramente como refletor de sinais emitidos da terra. Um satélite ativo é aquele que transporta equipamento de rádio para recepção e retransmissão do sinal.

O satélite passivo possui a tremenda vantagem da economia, simplicidade e durabilidade. Não tendo nenhuma função a executar, a não ser "estar ali", e não tendo nada que possa falhar ou descalibrar, o satélite passivo pode durar indefinidamente. Já foi realizada uma experiência com sucesso com um satélite deste tipo, **Echo I**, o primeiro satélite passivo de comunicações, foi colocado em uma órbita de 1.600 km em agosto de 1960. O **Echo**, mostrado na Fig. 5, é um balão revestido de metal com 30 metros de diâmetro. Desde seu lançamento, o **Echo** tem sido usado para retransmitir voz, música e até mesmo transmissões de televisão sobre grandes distâncias. Embora esteja ainda em órbita, ele encontra-se atualmente amassado e distorci-

do, de modo que os sinais refletidos agora cintilam ou "piscam" — variando em força de um fator de 10 até 1.

A principal desvantagem dos satélites passivos é a enorme quantidade de energia necessária em um transmissor para se obter um sinal utilizável no receptor.

Desprezando as dimensões da antena e a frequência de operação, a potência de transmissão necessária para se obter um sinal adequado é proporcional à quarta potência da distância do satélite, e inversamente proporcional ao quadrado de seu diâmetro:

$$\frac{\text{Pot. transmissão}}{\text{Potência recebida}} = \frac{\text{altitude}^4}{\text{diâmetro}^2}$$

Isto indica que, se por exemplo, forem necessários 10.000 watts de potência de transmissão (como no caso do **Echo I**) para fazer retornar um sinal de faixa estreita, meramente adequado, de um satélite de 30 metros em órbita a 1.600 km da terra, seria necessária então uma energia efetiva de transmissão adicional de 810.000 watts se a altitude do satélite fosse aumentada para 4.800 km. Por outro lado, alternativamente, seriam obtidos os mesmos resultados se o diâmetro do satélite fosse aumentado para 270 metros. Se o satélite estivesse localizado 8.000 km sobre a superfície da terra, seriam necessários 6.000.000 de watts de potência transmitida, ou então o satélite deveria ter cerca de 3 quilômetros e meio de diâmetro.

Como o satélite em si é um refletor passivo, ele não impõe restrições importantes sobre a largura de faixa, mas uma largura de faixa ampliada requer um proporcional aumento na potência de transmissão, restringindo assim ainda mais o tipo de transmissão que poderia ser manipulada economicamente.

Mesmo se enormes quantidades de energia de transmissão se tornassem práticas de produzir e econômicas, resultaria certamente um problema bastante difícil com a interferência com outras comunicações, ainda quando são usadas antenas extremamente eficientes, as configurações de irradiação lateral, e a energia dispersada e refletida na atmosfera, poderiam interferir com outros serviços na mesma frequência sobre grandes distâncias.

Se procuramos reduzir a potência ou aumentar a largura de faixa diminuindo a altitude do satélite, encontramos outros problemas. Abaixo de 400 km, a vida do satélite será encurtada pela resistência oferecida pelas camadas externas da atmosfera. Mais importante, contudo, é que a área que pode ser coberta por um satélite de baixa altitude é grandemente reduzida. O satélite de baixa altitude cruza o céu com muita rapidez, tornando difícil sua localização e rastreamento, e deixando pouco tempo durante o qual ele pode ser utilizado e visto por ambos os terminais.

Em contraste, o satélite de comunicações é libertado das limitações da altitude que possui o satélite passivo. Possui muitos problemas exclusivos dele mesmo, sendo o mais grave o da duração. Um satélite ativo consiste de um ou mais transmissores de rádio, bem como receptores, e uma fonte de alimentação adequada. Este equipamento deve ser enviado por foguete até sua órbita, e então operar apropriadamente durante

vários anos sem qualquer possibilidade de receber manutenção periódica e reparações ou ajustes ocasionais.

O meio ambiente além da atmosfera é incrivelmente hostil. Banhos de radiação e partículas de ultra-alta energia do Sol atacam os componentes e deterioram a habilidade das células solares de "silicon" de continuar proporcionando a energia elétrica vital. Os meteoritos microscópicos, que se deslocam no espaço a velocidades muitas vezes maiores que a velocidade de uma bala de fuzil, bombardeiam continuamente o satélite, como se fosse um jato de areia cósmico, e ocasionalmente atingem um elemento vital que põe fora de operação permanentemente o satélite.

Entretanto, a tremenda vantagem da potência de sinal de um satélite ativo torna desejável um sério esforço de aproximação a estes problemas. Um pequeno transmissor num satélite faz retornar à terra um sinal muito mais forte do que seria possível mesmo com satélites passivos de grande tamanho. Foi calculado que uma potência de saída de apenas dois watts é suficiente para transmitir sinais de faixa larga de um satélite mais perto que 4.800 km, mesmo se a antena transmissora irradia igualmente em todas as direções. Seja qual for a distância a que o satélite estiver, contudo, o sinal de dois watts ainda será suficiente se a energia transmitida for constituída de um feixe que apenas cobre o disco da terra. Portanto,

quanto mais distante estiver o satélite, tanto mais estreito deve ser o feixe transmitido. Na altitude do satélite síncrono 36.300 km, a largura do feixe da antena deve ser de aprox 17,5°.

A necessidade de antenas direcionais introduz um novo problema: como manter a antena apontada para a terra. Para um satélite em órbita não existe "lado de cima" ou "lado de baixo". Como a gravidade e a força centrífuga se compensam com exatidão, o satélite não tem peso e a gravidade não pode ser usada como uma maneira prática de orientar a antena. Alguns satélites têm sido orientados pela visualização do horizonte terrestre em diversas direções, alterando então a altura do satélite por pequenos jatos de gás comprimido, ou girando pequenas rodas-volantes na direção apropriada, movendo assim o satélite na direção oposta por reação.

Se o satélite transporta combustível tal como gás comprimido ou peróxido de hidrogênio para mantê-lo orientado, a vida útil do satélite terminará pouco depois que o combustível se esgotar. Um sistema utilizando rodas-volantes acionadas eletricamente pode durar muito mais. Neste método, uma roda-volante (que pode ser constituída pelo próprio motor) é girada na direção oposta àquela desejada para o satélite. Uma vez que não há nada para impedir o movimento do satélite, ele girará até que seja detido por uma pequena inversão no movimento da roda-

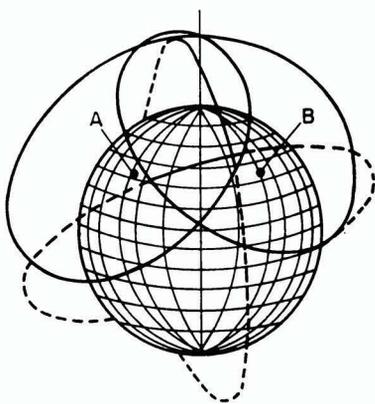


FIG. 5

O tempo durante o qual a comunicação será possível entre as estações variará segundo a locação da órbita em relação às estações. Isto mudará em cada passagem. As áreas circulares mostram a cobertura de cada estação e onde elas se entrecruzam. A comunicação entre as duas só é possível na área de sobreposição.

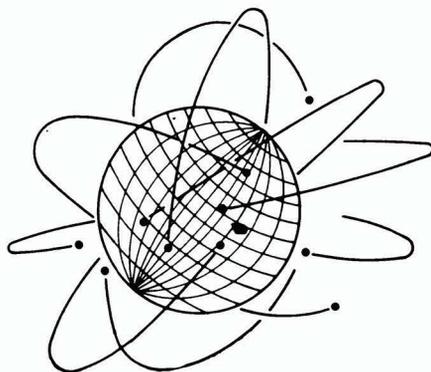


FIG. 6

Seriam necessários cinquenta ou mais satélites de baixa e média altitudes, em órbitas ao acaso, para assegurar comunicação contínua entre quaisquer duas estações. O número deverá ser ainda maior para permitir comunicação com outras estações. Se bem que numerosos, estes satélites poderão ser relativamente baratos, o custo dos terminais é alto, devido à necessidade de complexo equipamento de busca e rastreamento.

volante. Contudo, esta técnica parece ser adequada apenas para compensar pequenas forças ou oscilações que afetam o satélite, e deve ser complementada por algum outro método de controle de altitude quando alguma força de ação constante deve ser compensada.

Um outro método de orientação possível que foi sugerido é usar bobinas adequadamente dispostas no satélite, que seriam ativadas conforme necessário para trabalhar contra o campo magnético da terra, tal como funciona um motor elétrico. O campo magnético é fraco a altas altitudes, e o torque resultante seria pequeno. Contudo, é necessária apenas uma ligeira força no espaço, que é livre de qualquer reação. Seja qual for o método ou combinação de métodos usados para dirigir as antenas do satélite para a terra, e manter os painéis de células solares apontados para o sol, é imperativo que eles continuem a operar com confiança — senão o satélite “morre”.

Alto ou Baixo?

Se bem que os satélites de comunicações ainda se encontrem numa etapa experimental, estão sendo realizados extensos planos para a configuração dos futuros sistemas. Uma das mais importantes considerações é a altitude orbital dos satélites, pois a altitude tem um profundo efeito sobre o custo e a função do satélite. Muitos cientistas do espaço acreditam que o sistema final usará satélites sincrônicos localizados a 36.300 km acima do equador. Devido a que o sinal retransmitido através de um satélite necessita de uns 0,3 segundos para viajar de um terminal a outro, alguns cientistas estimam que o retardo de 0,6 segundos resultante antes que a resposta possa ser enviada numa conversação ambilateral, seria altamente indesejável. Contudo, os testes já realizados demonstraram que as pessoas se adaptam rapidamente a este retardo.

Todos os assim chamados circuitos de conversação de dois fios experimentam a ocorrência de “ecos” devido às características do equipamento telefônico, mas estes ecos geralmente voltam ao locutor tão rápido que são mascarados pelos sons originais que lhes deram origem. O longo retardo imposto por uma estação num satélite de grande altitude permite, entretanto,

que o eco seja ouvido. O efeito é extremamente perturbador e pode mesmo ser intolerável, para a pessoa que fala. Imaginou-se inicialmente que este problema seria tão grave que limitaria o uso dos satélites sincrônicos aos serviços que exigem apenas comunicação em uma só direção, como a retransmissão de televisão ou de dados para computação comercial. Contudo, parece que um novo tipo de supressor de eco desenvolvido pela General Telephone Laboratories veio contornar este problema satisfatoriamente.

Uma consideração mais importante é o efeito da altitude do satélite sobre o custo do sistema. Um satélite sincrônico parece estar “pendurado” e imóvel no céu. A altitudes um pouco inferiores, o satélite se desloca lentamente através do céu, enquanto que a baixas altitudes ele vai de horizonte a horizonte com bastante rapidez. Por exemplo, um satélite a 400 km de altura, passando diretamente sobre o zênite da abóbada celeste, permanece visível menos que 8 minutos e meio. No melhor dos casos, apenas 6 minutos e meio deste tempo seria utilizável para comunicações, uma vez que o sinal tem uma má qualidade quando as antenas de rastreio se acham dentro de 10° do horizonte terrestre. Abaixo de 10°, o ruído da terra e de sua atmosfera deterioram e mascaram completamente o sinal. Os problemas de calcular antecipadamente a localização, localizar e rastrear um satélite são formidáveis, e sua solução envolve um custo enorme.

A altitudes maiores, o problema torna-se progressivamente mais fácil; um satélite a 1.600 km de altura permanece visível durante cerca de vinte minutos. A rotação da terra aumentará ligeiramente estes valores, dependendo da direção de deslocamento do satélite, e do seu período. Estes exemplos não levam em conta este fator. Contudo, somente cerca de metade deste tempo é utilizável para comunicações, pois o satélite deve ser rastreado por duas estações localizadas bem distantes. Assim, no caso mais simples, um satélite de 1.600 km deve ser rastreado simultaneamente por duas estações distantes entre si 3.100 km durante apenas uns 10 minutos, antes que fosse perdido por uma delas. Um satélite de 4.800 km poderia ser rastreado durante 24 minutos por estações localizadas a 4.900 km de distân-

cia entre si, uma vez que o satélite passasse diretamente sobre essas estações.

Em um sistema usando satélites de altitude relativamente baixa — isto é, menor que a altitude sincrônica — seriam necessários muitos satélites para assegurar que ao menos um estivesse no campo visual de um par de estações terrestres a maior parte do tempo. O acesso múltiplo ao sistema de satélites — isto é, o uso do sistema por vários pares de terminais na mesma parte do mundo — somente é possível aumentando-se o número de satélites visíveis de cada vez.

Cada terminal requer pelo menos duas antenas de rastreio; enquanto uma rastreia, a outra busca o espaço à procura do próximo satélite. É necessário um computador para armazenar os dados referentes às órbitas de todos os satélites, e para apontar as antenas para o ponto certo no espaço no momento exato. Num tal sistema, a habilidade necessária para seguir um satélite através do céu limita o tamanho da antena e portanto seu desempenho. Contudo, estações de rastreamento de grandes dimensões podem ser facilmente justificáveis para pontos de ligação que irão comportar um tráfego pesado. Se as órbitas dos satélites forem suficientemente baixas para evitar a necessidade de utilizar antenas direcionais nos satélites, os próprios satélites poderão ser relativamente baratos.

Satélites Sincrônicos

O sistema de satélites sincrônicos possui um conjunto de condições inteiramente diferente. Os próprios satélites são relativamente caros, enquanto que as estações terrestres são baratas. A despesa maior está no processo de colocar os satélites em órbita. Além dos vários estágios necessários num foguete para se alcançar a devida altitude, é necessário um processo altamente “s sofisticado” para alterar e ajustar a direção do satélite a fim de que ele entre em órbita no plano equatorial à distância correta da terra.

O satélite sincrônico proporciona acesso múltiplo por muitos terminais. A cobertura é tão grande que apenas três satélites podem servir a todo o globo — excluindo apenas as regiões polares. Mesmo um único satélite localizado sobre o equador à longitude de 25° oeste seria capaz de oferecer serviço para mais



FIG. 7

Um único satélite "sincrônico" sôbre o equador, a uma longitude 25° oeste, pode proporcionar comunicações entre mais de 100 nações que possuem 92% dos telefones do mundo. A difusão de TV poderia ser retransmitida para tôdas as estações simultaneamente, sem interrupções devidas ao sistema de rastreo.

de 100 nações, como mostrado na Fig. 7. Isto inclui tôda a América Central e do Sul, Africa, Europa Ocidental e México e Estados Unidos orientais.

O acesso múltiplo simultâneo requer que cada terminal mantenha uma precisão extremamente alta e estabilidade de frequências — da ordem de 1 parte para 10^{10} .

Contudo, os requisitos para os terminais podem ser grandemente simplificados. Uma vez que o satélite sempre ocupa a mesma região do céu, não há necessidade para uma segunda antena de rastreamento e um computador para "pegar" satélites sucessivos. Embora existam algumas fôrças que podem "perturbar" a órbita de um satélite sincrônico, fazendo que êle fuja de sua posição original, elas são bastante pequenas, e podem permitir que sejam construídas grandes antenas com apenas uma ligeira capacidade de rastreamento, o que reduz enormemente seu custo. Já fo-

ram construídas várias antenas dêste tipo; elas são capazes de rastrear objetos no espaço alterando o ponto focal ou de "alimentação" da antena, ao invés do grande refletor. Foram construídas outras antenas capazes de efetuar o rastreamento de objetos em movimento no espaço por meio de um processo eletrônico, ao invés de mecânico; êste processo consiste em alterar a relação de fase entre elementos de enormes arranjos de elementos numa antena.

Portanto, os elementos mais custosos em uma situação terminal são eliminados em um sistema sincrônico. Como a economia determina fortemente a disponibilidade de comunicações para áreas de tráfego baixo, o satélite sincrônico com seu terminal de custo inferior promete levar a transmissão e comunicações em faixa larga a muitas áreas do mundo que de outro modo não poderiam suportar o

custo de instalações mais elaboradas para satélites de baixa altitude. Naturalmente, êste sistema deverá ser compatível com as atuais rêdes de tele-comunicações existentes no mundo.

Apesar da conveniência dos satélites sincrônicos para certos tipos de serviço, muitos problemas devem ainda ser resolvidos antes que êles se constituam em algo mais que uma experiência. Embora já tenhamos atingido a capacidade de colocar vários objetos em órbitas baixas, isto ainda não foi alcançado para altitudes sincrônicas. Além de exigir foguetes muito mais poderosos êstes sistemas de lançamento terão que ser capazes de realizar importantes desvios do curso, e ajustes mínimos bem controlados na velocidade orbital, a fim de se alcançar a órbita final desejada. Muito depois de alcançada a órbita perfeita, terão que ser realizados ajustes periódicos a fim de diminuir as necessidades de rastreamento nos terminais. Isto exigirá uma confiança e qualidade de operação que é ainda raramente alcançada.

O futuro

A realização de um sistema de comunicações verdadeiramente global capaz de intercambiar informações culturais por meio de sinais de rádio e TV entre os povos de muitas terras trará profundos benefícios para todos. Estamos atualmente no limiar desta realização. Embora houvessem muitos malogros amargos nas primeiras tentativas de colocar objetos em órbita, isto é agora um procedimento rotineiro. De maneira semelhante, podem ser esperadas falhas menores ou maiores nas futuras tentativas, envolvendo experiências com satélites de comunicação mais avançados. Contudo, mesmo que estas falhas ocorram realmente, elas se constituirão em degraus de acesso que levarão ao sucesso final (De "Lenkurt Demodulator").

AS CURVAS CARACTERÍSTICAS DAS VÁLVULAS E SUAS APLICAÇÕES

II

1.3 — A VÁLVULA TRIODO

Conforme se sabe, o valor da corrente anódica de um triodo é governado tanto pelo valor da tensão entre placa e catodo, como pelo valor da tensão de polarização aplicada entre a grade de controle e o catodo, admitindo-se que a temperatura deste eletrodo seja constante, como ocorre normalmente na prática. No circuito da fig. 9, se assinalam, por meio de setas, as ten-

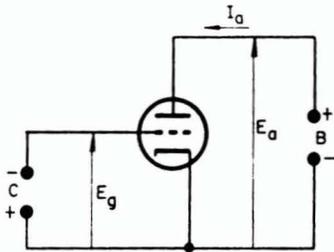


FIG. 9

Polarização de uma válvula triodo.

sões E_a e E_g , aplicadas, respectivamente, entre placa e catodo e entre grade e catodo, bem como a corrente anódica I_a , representada no sentido convencional. Aos terminais B e C se aplicam, respectivamente, as tensões de placa e de grade.

1.3.1 — Características

$I_a \times E_a$ do triodo

Se a grade fôr mantida ao potencial do catodo, isto é, se

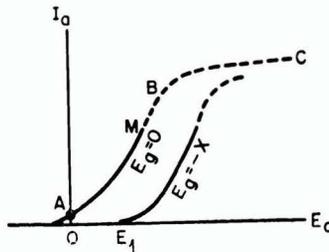


FIG. 10

Curvas características $I_a \times E_a$ de um triodo, para $E_g = 0$ e para $E_g = -X$ volts.

$E_g = 0$, a curva que descreve a variação da corrente de placa I_a em função da tensão E_a tem o aspecto mostrado na fig. 10. Tal curva é em tudo semelhante a de um diodo, sendo fácil compreender que a válvula triodo com a grade ligada diretamente ao catodo ($E_g = 0$) se comporta verdadeiramente como um diodo. Os pontos A, B, e M da curva

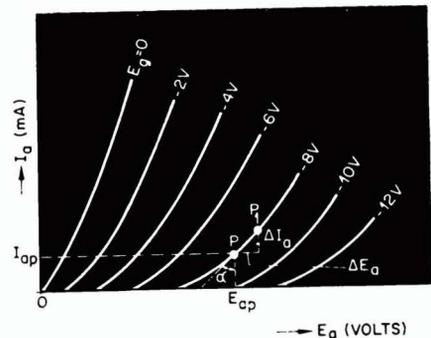
da fig. 10 têm o mesmo significado que no caso da fig. 3, conforme se descreveu no parágrafo 1.2.1.

Se a grade fôr, a seguir, polarizada com uma pequena tensão negativa $E_g = -X$ volts, a nova curva de variação $I_a \times E_a$ possui forma similar, encontrando-se contudo, deslocada para a direita, em relação à primeira. Tal fato se deve a que, em presença do potencial negativo aplicado à grade, a placa deve atingir um certo potencial positivo E_1 , estabelecendo um campo capaz de se sobrepôr à ação repulsiva exercida pela grade e provocando, em consequência, a aceleração dos eletrons para a placa.

Quanto maior fôr a tensão negativa de polarização de grade, tanto mais deslocada para a direita será a curva correspondente $I_a \times E_a$.

Na fig. 11 se mostra uma família de curvas $I_a \times E_a$ traçadas

FIG. 11
Família de curvas $I_a \times E_a$ de um triodo típico, traçadas para vários valores de E_g .



para um triodo típico, com os valores da tensão de grade variando de 2 em 2 volts. Observa-se que tais curvas não se estendem à região de saturação, pois na prática geralmente as válvulas não são polarizadas em valores de tensão correspondentes a essa parte de suas características.

1.3.2 — Características $I_a \times E_g$ do triodo

A variação da corrente de placa I_a com a tensão de grade E_g pode ser estudada por meio da família de curvas $I_a \times E_g$, traçadas para diversos valores da tensão E_a entre placa e catodo, conforme se mostra na fig. 12.

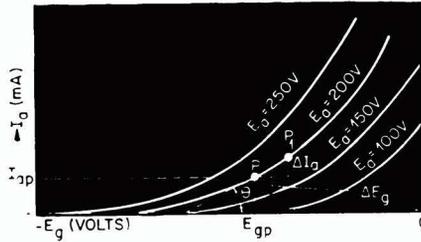


FIG. 12

Família de curvas $I_a \times E_g$ de um triodo típico, traçadas para vários valores de E_a .

1.3.3 — Resistência Dinâmica do Triodo

Tal como no caso do diodo, a resistência dinâmica do triodo seria definida pela relação:

$$r_a = \frac{dE_a}{dI_a}$$

Como, todavia, há uma terceira variável em jogo, E_g , a resistência considerada é definida como sendo a derivada parcial da tensão E_a em relação à corrente I_a , conservando-se constante a tensão de grade E_g :

$$r_a = \left(\frac{\partial E_a}{\partial I_a} \right)_{E_g} \text{ cte.} \quad (13)$$

O seu valor é determinado graficamente por meio da construção indicada na fig. 11, na qual se admite que se deseja conhecer a resistência dinâmica do triodo, correspondente a um dado valor E_{gp} da tensão de placa e I_{gp} da corrente de placa. Esses valores são as coordenadas do ponto P, que se localiza na curva $E_a = -8V$.

Tomando-se o ponto P, suficientemente próximo de P, de-

terminam-se os incrementos ΔE_a e ΔI_a , cuja relação fornece o valor aproximado da resistência dinâmica:

$$r_a = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} \quad (14)$$

a precisão sendo tanto maior quanto menores forem os valores dos incrementos, e tendendo para a derivada na passagem ao limite, tal como no caso da relação (8).

1.3.4 — Transcondutância

A influência da tensão da grade de controle sobre a corrente

de placa é medida por um parâmetro designado como **transcondutância** ou **condutância mútua**, designado pelo símbolo g_m e definido pela derivada parcial da corrente de placa em relação à tensão de grade, conservando-se constante a tensão de placa:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_a}{\partial E_g} \right)_{E_a} \text{ cte.} \quad (15)$$

A construção gráfica para a determinação da transcondutância é ilustrada na figura 12, para um ponto P de coordenadas E_{gp} e I_{gp} , sobre a curva $E_a = 200V$. De maneira idêntica ao parágrafo anterior, determinam-se os incrementos ΔE_g e ΔI_a , cuja relação dá:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta E_g} \quad (16)$$

sendo

$$\lim_{\Delta E_g \rightarrow 0} \frac{\Delta I_a}{\Delta E_g} = \left(\frac{\partial I_a}{\partial E_g} \right)_{E_a} \text{ cte.}$$

A transcondutância é numericamente igual à inclinação da tangente traçada pelo ponto P, isto é, à tangente trigonométrica

do ângulo θ que a tangente geométrica forma com o eixo E_g .

Tal como a resistência dinâmica, a transcondutância não é constante, mas varia de ponto para ponto, devido à curvatura das características do triodo.

1.3.5 — Fator de amplificação

Se mantivermos a tensão de grade E_g constante, teremos uma certa variação ΔE_a da tensão de placa, que produzirá uma variação ΔI_a da corrente anódica. Mantendo-se constante, por outro lado, o valor da tensão de placa, é necessário fazer a tensão de grade experimentar uma variação ΔE_g para que se produza a mesma variação ΔI_a da corrente de placa. A relação entre os incrementos que assim provocam a variação ΔI_a se denomina **fator de amplificação**, e se designa pela letra μ :

$$\mu = \frac{\Delta E_a}{\Delta E_g} \quad (\text{para a mesma variação } \Delta I_a) \quad (17)$$

Se o ponto P da fig. 11 correspondente ao ponto P da fig. 12, isto é, se E_{gp} for igual a 200V e E_a for igual a -8V, a relação entre o incremento ΔE_a , dado pela construção da fig. 11, e o incremento ΔE_g , dado pela construção da fig. 12, será igual ao valor do fator de amplificação.

Matematicamente, esse fator é definido pela derivada parcial da tensão de placa em relação à tensão de grade, conservando-se constante a corrente de placa:

$$\mu = \left(\frac{\partial E_a}{\partial E_g} \right)_{I_a} \text{ cte.} \quad (18)$$

O fator de amplificação, a resistência dinâmica e a transcondutância do triodo se relacionam pela igualdade:

$$\mu = r_p \cdot g_m \quad (19)$$

conhecida como equação de Barkhausen.

1.3.6 — Características dinâmicas do triodo

Ao de proceder o levantamento das curvas $I_a \times E_g$ ou $I_a \times E_a$ do triodo, uma das tensões E_g ou E_a é mantida constante.

Diz-se, por esse motivo, que as características assim determinadas são **estáticas**.

Em condições dinâmicas de utilização, o triodo possui uma carga resistiva ou reativa, atra-

vés da qual se vai desenvolver a tensão ou a potência amplificada.

No circuito da fig. 13 se vê o triodo alimentado em placa, através de uma resistência de carga R_L , por uma fonte de tensão E_b .

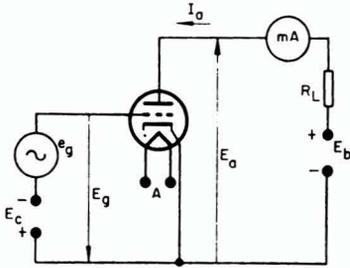


FIG. 13

Circuito amplificador básico com válvula triodo.

Em série com a tensão E_c de polarização de grade se representa o sinal de tensão alternada de entrada e_g . É esse sinal que vai ser amplificado pelo circuito considerado. Para maior simplicidade, não se representa o circuito de filamento, indicando-se apenas os terminais A, que devem ser ligados à respectiva fonte.

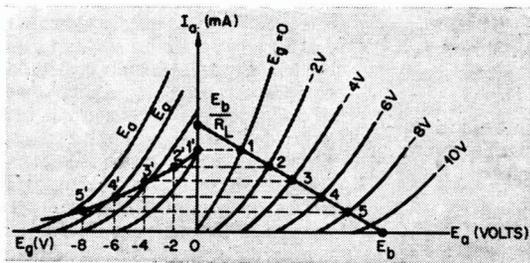


FIG. 14

Retas de carga e curva dinâmica de transferência da válvula triodo.

A diferença de potencial entre placa e catodo é dada pela igualdade:

$$E_a = E_b - I_a R_L \quad (20)$$

idêntica à equação (9), estabelecida para o caso do diodo e que pode ser representada por uma reta de carga, tal como se mostra na fig. 14.

A reta de carga é determinada pelo ponto de abscissa E_b , no eixo E_a , e pelo ponto de ordenada E_b/R_L , no eixo I_a (ver parágrafo 2.3). As intersecções da reta de carga com as curvas $E_g = 0, E_g = -2V, E_g = -4V, \text{ etc.}$, são os pontos assinalados 1, 2, 3 etc. A horizontal traçada pelo ponto 1 ($E_g =$

$= 0$) vai encontrar o eixo I_a no ponto 1'; a horizontal traçada pelo ponto 2 ($E_g = -2V$) encontra a vertical levantada pelo ponto $E_g = -2V$ (no gráfico $I_a \times E_g$) no ponto 2'; determinam-se, da mesma forma, os pontos 3', 4', etc, que são unidos por uma linha denominada curva dinâmica de transferência da válvula triodo.

1.3.7 — Levantamento das características do triodo

Partindo-se do circuito ilustrado na fig 8, e acrescentando-se um dispositivo de polarização e medida de tensão de grade de controle, chega-se ao circuito que

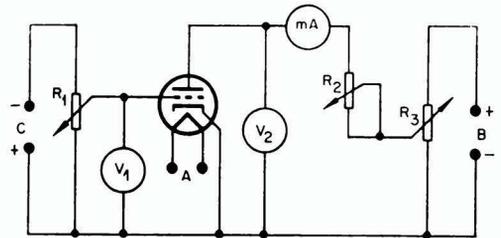


FIG. 15

Circuito para o levantamento das características do triodo.

pode ser empregado no levantamento das características estáticas de uma válvula triodo (fig. 15).

O voltímetro V_1 mede as tensões de grade E_g ; o voltímetro V_2 mede as tensões E_a entre a placa e catodo, enquanto o miliamperímetro mA indica os valores da corrente de placa I_a .

Os potenciômetros R_2 e R_3 se prestam para o ajuste de E_a , da maneira descrita no parágrafo 1.2.4. O potenciômetro R_1 serve para o ajuste da tensão E_g entre grade e catodo.

o pesquisador de áudio e r.f.

Sérgio Américo Boggio

Um instrumento de enorme necessidade em uma oficina, após o multímetro, é o pesquisador de áudio e RF. Na verdade, o multímetro é também um pesquisador, pois extrai tensões para medidas, porém dêle temos apenas a informação do valor da tensão. Se por acaso estivermos medindo a tensão de sinal na placa de uma válvula, não teremos com o multímetro uma informação além da voltagem. É nesse momento que vem a necessidade de "sentirmos" melhor este sinal, se é de frequência alta ou baixa, se está distorcido ou não. Ora, como estamos tratando de sinais de áudio, nada melhor do que amplificá-los e entregá-los a um altofalante, assim chegamos ao que é um pesquisador de áudio e RF: um amplificador apenas.

Na figura 1 encontramos um esquema de um pesquisador, montado pelo autor; é apenas uma sugestão, pois outros amplificadores poderão ser usados, adicionando-se alguns elementos que descreveremos a seguir.

Um dêles é o condensador de .05 μ F na entrada do amplificador que tem por finalidade bloquear qualquer componente contínua que exista durante a pesquisa de sinal. Se essa precaução não fôr tomada acontecerá, por

exemplo, que numa medida em placa, irá diretamente à grade da válvula préamplificadora uma tensão contínua por vêzes elevada, a qual provávelmente danificará a válvula préamplificadora do nosso pesquisador.

Outro estágio a ser adicionado, porém é optativo, é um medidor de nível de sinal. Em nossa montagem utilizamos um indicador de sintonia "ôlho mágico" acoplado à placa da válvula de saída por meio de um potenciômetro e um condensador. Tal condensador serve apenas como bloqueio de CC, entretanto deve ser de grande isolamento devido as altas tensões de pico que podem surgir nesta placa. O potenciômetro serve como contrôle de sensibilidade do indicador. Assim conforme o sinal varia em amplitude, o ângulo de abertura do indicador também varia, dando-nos uma idéia relativa à respeito da amplitude de sinal que está sendo pesquisado.

Ao invés de um indicador de sintonia poderíamos utilizar um voltímetro para o mesmo fim.

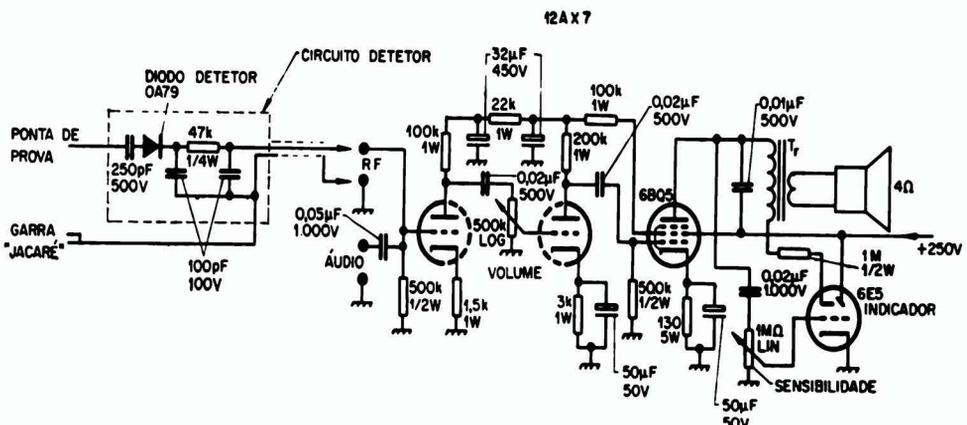
Como válvula indicadora foi utilizada uma 6E5, podendo o leitor utilizar qualquer outra indicadora que estiver à mão.

Por fim, um último elemento a ser adicionado é uma ponta detetora. Como vimos, o nosso

amplificador amplia sinais de áudio; porém em receptores de rádio temos em diversas etapas o sinal de áudio modulando a onda de RF, a qual é inaudível. Daí surge a necessidade de demodularmos, o que é feito por meio do circuito detetor representado na figura 1. Tal circuito é montado em um tubo metálico com uma ponta para a pesquisa. Como se nota o esquema representa um circuito detetor de AM, sendo utilizado um diodo semicondutor. O leitor poderá dispor de qualquer diodo para esse fim, tais como 0A79 (utilizado pelo autor), 1N34, etc.

Passemos agora à utilização do pesquisador em um receptor de rádio. Para tal usaremos um diagrama básico e simplificado de um receptor de rádio representado na figura 2. Os pontos numerados no esquema representam os lugares onde será ligada a ponta de prova, sendo a blindagem desta ponta, ligada ao chassi do circuito sob teste. As medidas de 1 até 6 serão feitas com a ponta detetora, as demais serão feitas diretamente com o amplificador de áudio. Tôda vez que formos utilizar o pesquisador devemos colocar o contrôle de volume na posição de máximo ganho, reduzindo-o somente após têrmos sinal no altofalante. Assim agindo, estaremos pesqui-

FIG. 1



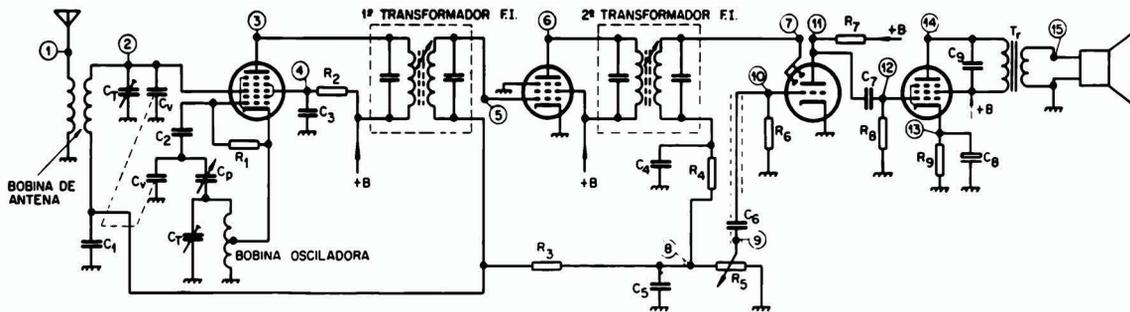


FIG. 2

sando com a máxima sensibilidade.

Vejam agora que sinais devemos encontrar nos diversos pontos e como agir se não os encontrar.

Ponto 1: Devem-se ouvir inúmeras estações de rádio misturadas. Se houver um chiado ou assobio, isto é indício de realimentação entre circuito de antena e oscilador, normalmente provocado por acoplamento entre fios ou bobinas dos referidos circuitos. Outra causa poderá ser interferência de outros transmissores vizinhos. Se ao invés de chiado fôr um "pipocar", a causa mais provável será interferência de motores ou contato da antena defeituoso. Se não houver som, deverá estar ocorrendo um curto-circuito entre antena e chassi.

Ponto 2: Teremos de ouvir diversas estações de rádio porém menos misturadas que anteriormente, e se movimentarmos o condensador variável, devemos conseguir variar as estações sintonizadas. Se não obtivermos som, deverá a bobina de antena estar danificada ou o trimmer de antena em curto. Se ao movimentarmos o variável ocorrerem apitos, C_1 estará interrompido, e se houver ruídos o variável deverá estar apresentando contato entre placas fixas e móveis.

Ponto 3: Movimentando-se o condensador variável deverá se sintonizar estações separadamente. Se houver assobios, oscilações parecendo motor de lancha, o condensador C_3 deverá estar interrompido permitindo assim que o estágio conversor entre em oscilação. Se as estações estiverem misturadas, isto é sinal de que o oscilador está inoperante, desta forma deveremos testar os seus componentes. Se o som fôr muito débil ou houver ausência do mesmo, isto indica que o estágio conversor está parado, devendo ser verificada a válvula conversora, e seus componentes.

Ponto 4: Ausência de som de estação. Caso contrário o con-

densador C_3 deverá estar sem capacitância.

Ponto 5: Movimentando-se o condensador variável deveremos sintonizar as estações de rádio bem separadas. Caso contrário teremos defeito no 1.º transformador de F. I. ou estará descalibrado. É lógico que um defeito no estágio de antena e oscilador poderia provocar o mesmo efeito, porém já verificamos o funcionamento desses estágios no teste do ponto 3.

Ponto 6: Deveremos conseguir sintonizar todas as estações e com alto ganho. Caso contrário a válvula amplificadora de F. I. estará esgotada ou o 2.º transformador de F. I. estará interrompido, ou em curto.

Até então fizemos nossas pesquisas com a ponta detetora, pois estávamos lidando com RF. Porém agora, passaremos a trabalhar apenas com sinais de áudio, e utilizaremos diretamente o pesquisador de áudio.

Ponto 7: Deveremos conseguir sintonizar todas as estações com um ganho médio. Não obtendo tal resultado, poderá ser a válvula detetora defeituosa ou o 2.º transformador de F. I. defeituoso ou descalibrado.

Ponto 8: Devem-se conseguir sintonizar todas as estações com ganho médio. Caso contrário R_4 estará aberto, C_4 ou C_5 em curto, fio blindado em curto.

Caso no ponto 8 não haja defeito, recomendamos agora sintonizar apenas uma estação transmissora qualquer, e fazer as pesquisas no estágio de áudio, apenas com o sinal desta emissora, já que o amplificador de áudio não influi na recepção das estações.

Ponto 9: Deverá se ouvir a estação sintonizada e poder controlar o ganho por meio do po-

tenciômetro R_5 . Caso não haja som poderemos ter R_5 interrompido, poderá o fio blindado estar em curto. Se houver ruídos ao movimentar o potenciômetro, provavelmente êle estará sujo ou gasto.

Ponto 10: Deveremos ter os mesmos resultados do ponto 9 pois caso contrário C_6 estará interrompido ou fio blindado em curto.

Ponto 11: Idem ao ponto 10 só que com maior ganho. Ausência ou debilidade no som é indicação de válvula amplificadora queimada ou esgotada, R_7 interrompido.

Ponto 12: Idem ao ponto 11. Se não houver som, C_7 interrompido. Se não houver som fanhoso, engasgado, provavelmente C_7 estará com fuga de corrente pelo dielétrico ou o escape de grade R_8 interrompido.

Ponto 13: Não há som ou se houver deve ser fraco. Se caso o som for forte teremos C_8 interrompido.

Ponto 14: Deverá se ouvir a estação sintonizada com um ganho bastante elevado. Se isto não acontecer teremos a válvula de saída defeituosa, ou seus componentes.

Ponto 15: Idem ao ponto 14 só que com ganho reduzido. Um resultado negativo será indício de transformador de saída defeituoso. Se o resultado for positivo e não houver som no altofalante, o elemento defeituoso será o próprio alto falante ou fios de ligação deste.

Na fonte de alimentação o pesquisador de áudio serve para verificar se há muito rônco no circuito de + B. Podemos ainda utilizar o pesquisador para testarmos cápsulas de pick-up, microfones, etc.

Devido a grande versatilidade desse instrumento, o leitor sem dúvida encontrará diversas outras utilidades não incluídas neste artigo.

Existem inúmeras controvérsias a respeito do uso da antena cúbica de quadro nas faixas de radioamadorismo. As opiniões são as mais diversas. Reunido todo o material escrito acerca do presente assunto, realizaram-se a montagem e as experiências com uma destas antenas, a fim de testar o seu desempenho. O ensaio efetuado em um modelo para operação em 145 MHz encorajou-nos a montar uma antena cúbica de quadro tri-banda para 20m, 15m e 10m; realmente, os resultados obtidos foram notáveis.

Quadros irradiantes com comprimento de onda λ

Nos quadros que têm o comprimento total de uma onda completa (cada lado tem $1/4\lambda$), os ventres de tensão situam-se nos pontos a e b (Fig. 1), enquanto que os de corrente estão situados

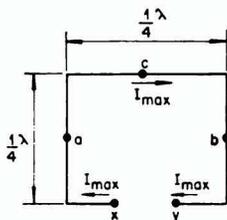


FIG. 1

nos pontos de alimentação e no ponto c. A antena apresenta uma resistência de radiação da ordem de 150Ω nos terminais de alimentação x-y e sua direção de irradiação máxima é perpendicular ao plano de quadro. O ganho, comparado ao de um dipolo de $1/2\lambda$, é de cerca de 2dB.

É interessante notar que o comprimento total do quadro irradiante é ligeiramente maior que um dipolo, pois, não existe o efeito das pontas e então, $L = \text{compr. total do quadro} = 300/f$, onde L é dado em metros e f em MHz.

Com o uso de dois quadros paralelos aumenta-se bastante a eficiência do conjunto, obtendo-se ótimas características direcionais. Um dos quadros é usado como irradiador e o outro, como refletor ou, então, como diretor, conforme as dimensões adotadas. O espaçamento S entre o quadro diretor ou refletor e o irradiador é geralmente da ordem de 0,2 a $0,1\lambda$.

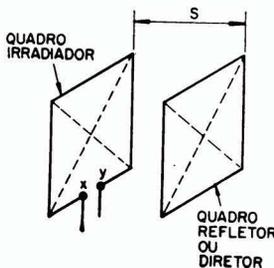


FIG. 2

O ganho, comparado com um dipolo de $1/2\lambda$ obtido com um quadro refletor ($S = 0,15\lambda$) é aproximadamente 6dB; a relação frente/costa da mesma associação chega a 26dB. Vide Fig. 2.

ANTENA CÚBICA DE QUADRO

GILBERTO GANDRA
PY2 DZI

TABELA I

Altura da antena em relação ao solo	Ângulo Vertical Máx. Radiação	
	Antena cúbica de 2 quadros, Refletor + Irradiador	Dipolo de $1/2\lambda$
0,25 λ	40°	90°
0,5 λ	26°	30°
0,75 λ	18°	23°
1 λ	14°	Não medida

O diagrama vertical de radiação de uma antena cúbica de quadro de dois elementos (2 quadros), um como refletor e o outro como irradiador, varia conforme a altura da antena em relação ao solo. A Tabela 1 nos indica o ângulo vertical de máxima radiação x altura do "boom" da antena, julga-se o solo perfeitamente condutivo.

A eficiência da antena cúbica de quadro é calculada em aproximadamente 75% a 80%, enquanto que a antena Yági de dois elementos tem eficiência de 60%. Na recepção, ela é de melhor desempenho, devido à melhor atenuação de estática e de interferências e menor QSB ("fading"). A transmissão é bastante eficiente devido à eliminação

TABELA 2

QUADRO IRRADIADOR				QUADRO REFLETOR		
Freq. (MHz)	Comp. Total do fio (m)	Comp. de cada lado do quadro (m)	Distância entre vértices opostos (m)	Comp. Total do fio (m)	Comp. cada lado do quadro (m)	Dist. do vértice ao Centro do quadro (m)
14,1	21,25	5,31	7,51	22,31	5,58	7,88
14,20	21,10	5,28	7,47	21,18	5,55	7,84
14,30	20,96	5,24	7,41	22,00	5,50	7,78
21,05	14,24	3,56	5,03	14,94	3,73	5,28
21,25	14,12	3,53	4,99	14,80	3,70	5,23
21,40	13,91	3,48	4,92	14,71	3,68	5,20
28,05	10,67	2,66	3,77	11,22	2,85	3,96
28,60	10,49	2,62	3,71	11,00	2,75	3,79
28,90	10,37	2,59	3,66	10,94	2,73	3,86

* Devemos acrescentar mais 20cm para os "stubs" de sintonia do quadro irradiante de 10m, mais 30cm para o quadro irradiante de 15m e mais 40cm ao comprimento da tabela acima, para o quadro irradiante de 20m, caso o leitor o desejar.

de casadores de impedância de alta relação, como numa antena direcional e mesmo à eliminação total de sistemas de casadores de impedâncias, que são críticos e exigem instrumental para ajustes.

Projeto da antena cúbica de quadro, de 2 quadros e 3 bandas.

Quadro irradiador

O comprimento total do quadro irradiador é calculado pela fórmula:

$$L = \frac{300}{f} \quad ; \quad L \text{ em metros}$$

$$f \quad \text{f em MHz}$$

Entretanto, de acordo com a maneira como alimentamos o quadro irradiador, é necessário aumentar o seu comprimento total em 1%. O espaçamento entre o quadro irradiador e o quadro refletor influi pouquíssimo no comprimento total do fio do quadro irradiador.

Supondo que a antena esteja a uma distância de $1/4\lambda$ do solo, a impedância de irradiação varia bastante conforme o espaçamento S entre quadro refletor e quadro irradiador. Por exemplo:

$$S = 0,1 - 0,125\lambda$$

$$\therefore Z_0 = 50 - 65$$

$$S = 0,175\lambda$$

$$\therefore Z_0 = 70 - 80$$

$$S = 0,25\lambda$$

$$\therefore Z_0 = 130 - 150$$

O quadro irradiador é composto de 4 varas de bambú, que suportam 3 quadros irradiantes (1 quadro para 10m, outro para 15m e outro para 20m). Os quadros irradiantes são feitos de fio de cobre sólido bitola 14 e têm comprimento total conforme indica a Tabela 2.

Entretanto, se o construtor quiser ter o capricho de procurar o ponto de mínima R.O.E. na antena, deverá usar "stubs" nos quadros irradiadores com fio n. 14 e cujo comprimento é a metade do comprimento "D" apresentado na Tabela 3. Os "stubs" nos quadros irradiadores

são abertos e para ajustá-los faz-se deslizar para baixo e para cima as extremidades do cabo que alimenta o quadro irradiador, cortando-se as sobras dos "stubs" durante o ajuste dos mesmos. Ver fig. 9.

BANDA	D (cm)
20m	80 - 100
15m	50 - 60
10m	38 - 45

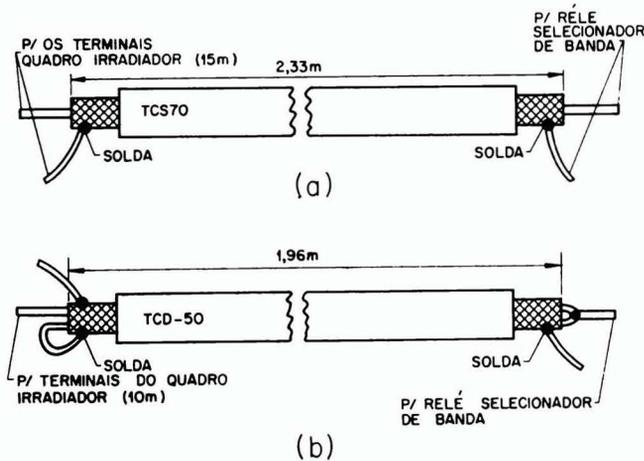


FIG. 3

Aimentação e sistemas de casamento de impedância

Em uma antena cúbica de quadro o espaçamento em unidades de comprimento de onda varia para cada banda. Isto significa que, se o espaçamento S na antena fôr fixado em 2,5 metros, teremos:

- na banda de 20 m — S corresponde a $0,12\lambda$
- na banda de 15 m — S corresponde a $0,167\lambda$

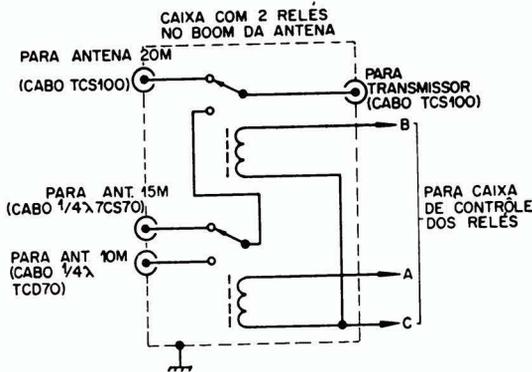


FIG. 4

- na banda de 10 m — S corresponde a $0,25\lambda$

Portanto, teremos as seguintes resistências de irradiação:

- no quadro de 20 m — $Z_o = 65\Omega$
- no quadro de 15 m — $Z_o = 80\Omega$
- no quadro de 10 m — $Z_o = 130\Omega$

Assim, os quadros irradiantes são alimentados da seguinte maneira:

- quadro de 20 m — cabo Pirelli TCS-100 (52Ω) coaxial — qualquer comprimento
- quadro de 15 m — cabo Pirelli TCS-70 (72Ω), que serve de transformador de impedância de $100-52\Omega$; comprimento 2,33 m (fig. 3a)
- quadro de 10 m — alimentação com transformador de impedância feito com pedaço de cabo Pirelli TCD-50 de comprimento 1,96 m, da forma apresentada na fig. 3b.

As extremidades dos transformadores de impedância são obrigatoriamente protegidas com fita isolante plástica, contra a penetração de umidade, que poderia mudar as características do cabo coaxial, caso não se tomasse essa precaução.

No "boom" da antena existe uma caixa de alumínio com dois relés que fazem a comutação de alimentação dos três quadros irradiantes com o cabo coaxial que vem da estação. No interior da estação existe uma chave comutadora que permite a seleção do

a antena, representa um certo trabalho, mas compensa pela facilidade e pelo bom desempenho. Nos modelos reduzidos foram experimentados "baluns" (adaptadores de alimentação de linhas balanceadas para desbalanceadas), porém os resultados mostraram-se insatisfatórios, provavelmente devido às perdas elevadas nas frequências de operação.

Construção do refletor

O quadro refletor tem um comprimento cerca de 5% maior que

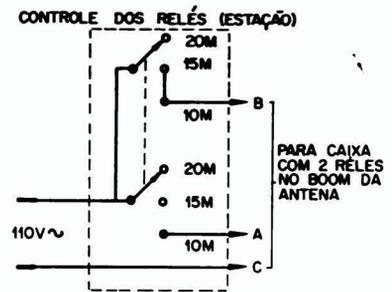


FIG. 5

quadro irradiante de acordo com a banda em que é feita a transmissão ou recepção. Esquemas e detalhes são dados na fig. 4 e na fig. 5.

O método e as dimensões acima descritos são de resultados precisos e realmente funcionam para antenas de altura de 10 m ou mais do solo e a distância mínima de 10 m de quaisquer objetos, como prédios, árvores, postes, fios de força ou telefones, etc.

Pode-se lançar mão, se assim fôr desejado, do seguinte recurso na alimentação dos quadros irradiadores: fazer os quadros irradiadores conforme as dimensões da tabela e deixar uma sobra em forma de "stub", de 10, 15, ou 20 cm, respectivamente, para os quadros de 10, 15 ou 20 metros; estes "stubs" serão ajustados e cortados depois de estar a antena montada no local definitivo (ver figura 9).

Este sistema de casamento, por meio de transformadores de impedância e relés para selecionar

o quadro irradiante: assim sendo, teremos,

$$L_r = \frac{315}{f \text{ (MHz)}}$$

onde L_r é o comprimento total do refletor em metros.

Neste caso, o refletor é fechado, isto é, representa uma espira em curto-circuito, conforme pode ser visto nas figs. 2, 6 e 7.

Para aqueles que desejam obter o máximo de rendimento (mais 0,5dB no ganho) o quadro refletor tem o mesmo comprimento total do quadro irradiador ($L = 300/f_{\text{MHz}}$), apenas com um "stub" em curto-circuito que deverá ser ajustado após a instalação no local definitivo (tôrre). Isto está ilustrado na fig. 8. O ajuste é fácil e não é, via de regra, incômodo, pois, normalmente, numa antena para 14 MHz o "stub" fica a 1,2 m ou menos da tôrre. Neste caso, o comprimento D dos "stubs" é dado pela Tabela 3.

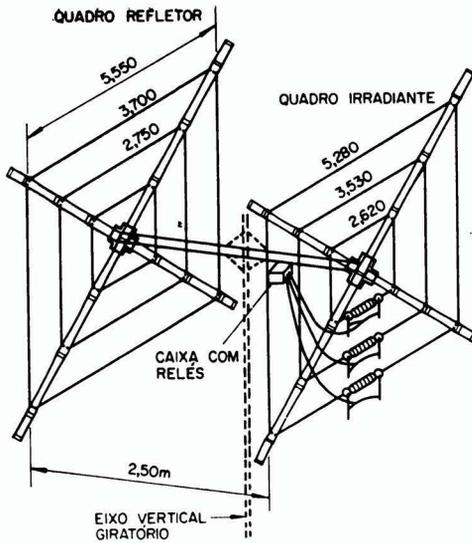


FIG. 6

Estes "stubs" trazem certos problemas devido ao seu comprimento, porém, poderemos encurtá-los bastante usando o seguinte recurso: fazer o comprimento total do refletor apenas 2,5% maior que o do quadro irradiador e usar os "stubs" para "completar os outros 2,5%". Sendo assim, o comprimento dos "stubs" se reduz bastante (aproximadamente a metade do enunciado na Tabela 3) e, além do mais, são superados muitos dos problemas mecânicos.

A Tabela 2 e as Figs. 6 e 7 fornecem todos os dados para a construção cômoda de uma antena cúbica de 2 quadros para 3 bandas, com refletor previamente sintonizado.

Finalizemos com algumas considerações a respeito da estrutura da antena. A durabilidade do bambú empregado é bastante aumentada (cêrca de 5 vêzes ou mais) quando tratado pelo seguinte processo:

- a) cortar o bambú e imediatamente imergir as pontas cortadas em um balde plástico ou de madeira contendo solução de sulfato de cobre (1 kg de sulfato de cobre para 10 litros de água), deixando-as mergulhadas por 10 dias, até que o bambú não absorva mais a solução do balde.
- b) cortar a rama e aparar as pontas das varas de bambú no tamanho certo, deixando secar à sombra. Pintar com uma boa tinta para exteriores ou resina Epoxy (Araldite) revestida de tinta escura.

Outros detalhes de construção, "boom", mastro ou tórre, suporte, flanges, etc., são convencionais e preferimos deixá-los por conta da imaginação, habilidade e recursos do leitor.

Ajuste de uma antena cúbica de 2 quadros, 3 bandas

Caso o leitor tenha disposição atlética e não se incomode em subir até o alto da tórre, mastro ou local onde está definitivamente instalada a antena, poderá seguir as instruções para ajuste relacionadas a seguir. Caso contrário, deverá seguir o tipo de montagem "cômoda", que proporciona uma performance bastante próxima do máximo que se pode obter com 8 varas de bambú e 90 metros de fio.

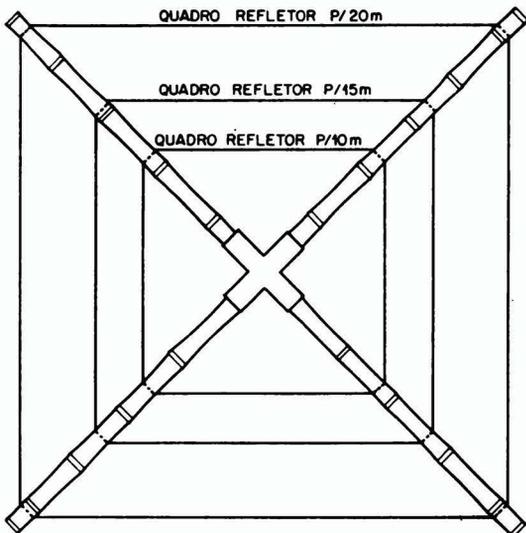


FIG. 7

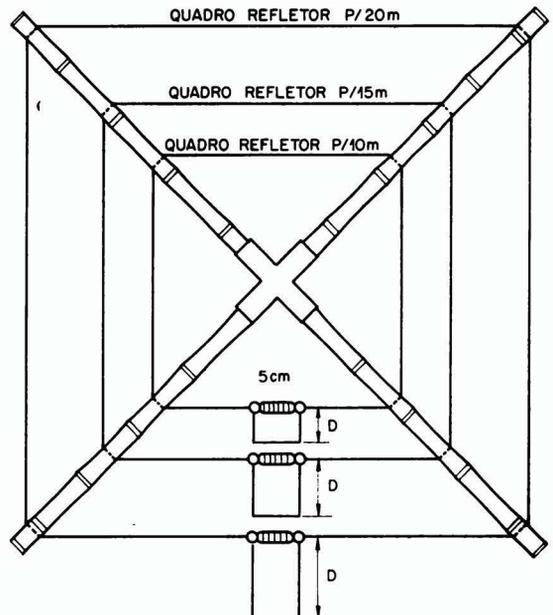


FIG. 8

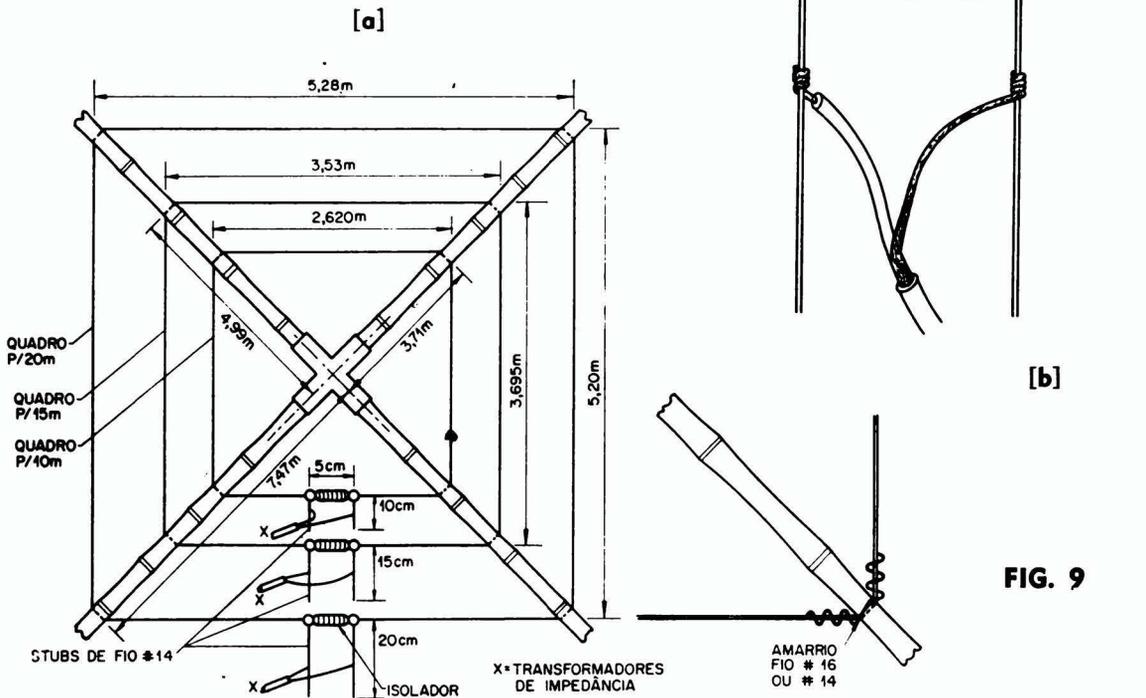


FIG. 9

É necessário pedir auxílio a um colega, que possa ficar na escuta em local próximo (100 — 1.000 m) da antena e de onde possa vê-la.

Será usado um transmissor de saída constante (AM ou sôbretom de SSB) para as observações. No cabo que liga o transmissor com a caixa de relés deverá ser intercalado um medidor de R.O.E. Com a antena dirigida para a antena receptora:

- 1 — Ajustar para máximo ganho, variando o curto-circuito nos "stubs" do quadro refletor, por meio de dois jacarés, soldados "em oposição" (fig. 11).
- 2 — Variar a posição do cabo alimentador ao longo do "stub" (aberto) do quadro irradiador, procurando mínima R.O.E.

Os ajustes 1 e 2 são feitos na seqüência indicada, uma banda por sua vez, na frequência fixa pré-escolhida. Uma vez sintonizada tôda a antena, nas 3 bandas, repetem-se os ajustes 1 e 2,

cutando a seguir a metade da sobra dos "stubs" dos quadros refletor e irradiador. Repetem-se todos os ajustes 1 e 2 acima descritos, cortando novamente a metade da sobra dos "stubs", até que esta sobra seja aproximadamente igual a 5 cm.

Soldam-se então as pontas dos cabos alimentadores e casadores de impedância aos "stubs" do quadro irradiador. Nos stubs dos quadros refletores é soldado um pedaço de fio n. 14, no lugar dos dois jacarés curto-circuitantes.

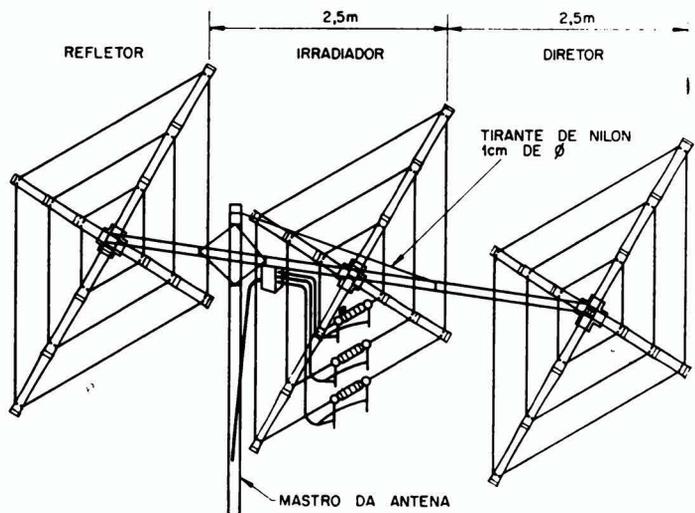


FIG. 10

Antena cúbica de quadro de 3 bandas com 3 elementos para cada banda

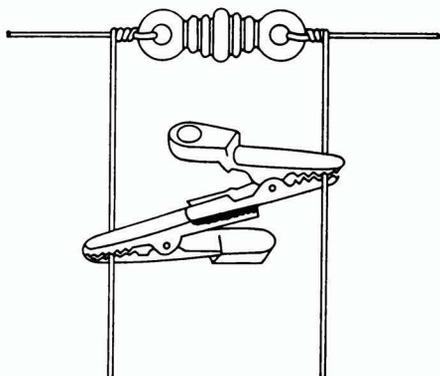
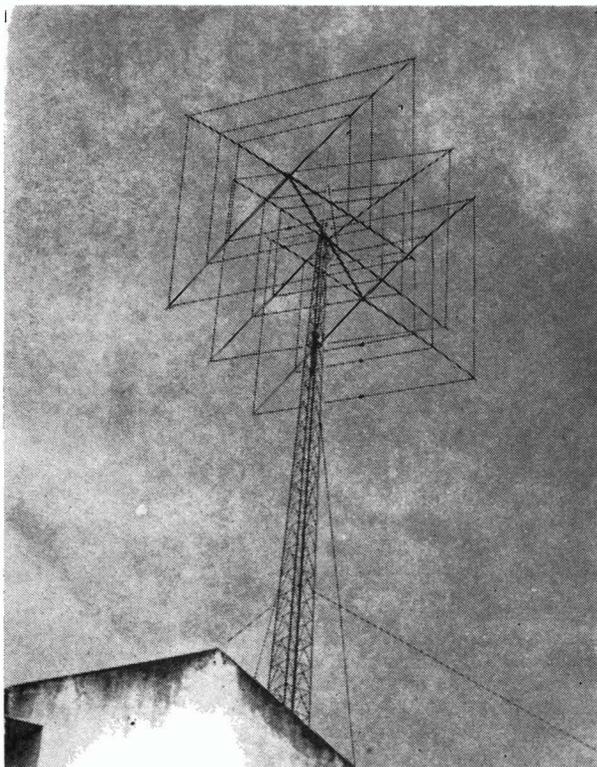
Adicionando um terceiro quadro (diretor), obtemos um ganho frontal da ordem de 8dB, em relação a um dipólo de meio comprimento de onda, relação frente/costas de 30dB ou mais. Este 3.º quadro (diretor) pouco influirá na resistência de irradiação da antena para um espaçamento S_2 maior que $0,1\lambda$. Neste caso, o quadro irradiador tem sua ressonância em um comprimento total um pouco maior que no caso de uma antena cúbica de quadro de dois elementos (fig. 10).

Teremos, então, para o comprimento total do quadro irradiador, não contando com os "stubs" de fio 14 para ajuste de mínima R. O. E.:

Comp total do fio do quadro irradiador $l_{irradiador} = 304,8/f$ (l em m e f em MHz)

Quadro refletor (sistema fechado sem "stub" para regular a máxima relação frente/costas)

Com. total do fio do quadro refletor $l_{refletor} = 304,8/f + 5\%$ (l em m e f em MHz)



Quadro diretor (sistema fechado em "stubs" para regular o máximo ganho frontal)

Comprimento total do fio do quadro diretor $l_{diretor} = 304,8/f - 5\%$ (l em m e f em MHz)

Sistema de alimentação e casamento de impedância da antena cúbica de quadro de 3 elementos para 3 bandas (10, 15, 20 m): o mesmo do caso anterior, com transformadores de $1/4 \lambda$.

FIG. 11

DIMENSÕES PARA ANTENA CÚBICA DE 3 QUADROS PARA 3 BANDAS (10, 15, 20 m)

FREQ. RESSONANCIA	QUADRO REFLETOR		QUADRO IRRADIADOR		QUADRO DIRETOR	
	Comp. total do fio (m)	Dist. do vertice ao centro do quadro (m)	Comp. total do fio (m)	Dist. do vertice ao centro do quadro (m)	Comp. total do fio (m)	Dist. do vertice ao centro do quadro (m)
14.3	22,370	3,688	21,290	3,669	20,230	3,650
21.4	14,960	2,458	14,240	2,445	13,520	2,423
28.6	11,190	1,844	10,650	1,835	10,120	1,826

Nota: Deixar uma sobra (± 5 cm) para fechar os quadros ou prender o isolador ao quadro irradiador.

projeto de um circuito MULTIPLICADOR DE "Q" utilizando transistores

Geralmente, é difícil realizar um circuito de alto "Q" ao trabalhar com circuitos sintonizados na escala de frequências mais baixas (áudiofrequência). A dificuldade reside geralmente numa comunicação de baixa frequência de operação e as altas perdas em série associadas aos indutores. Apresentamos aqui um método para a redução das perdas no circuito, aumentando assim o "Q".

Consideremos um circuito tanque composto de um condensador isento de perdas, em paralelo com um indutor que apresenta perdas, como mostrado na Fig. 1a. A Fig. 1b também representa o circuito em questão, pois é o circuito equivalente deste; assim sendo, ele será desde já e daqui por diante utilizado como referência. Para a configuração da Fig. 1b, o "Q" é dado pela fórmula:

$$Q = \frac{R_p}{\omega L} \quad (\text{Eq. I})$$

A multiplicação do Q pode ser obtida aumentando-se o valor de R_p . Isto é mais facilmente realizado adicionando-se alguma resistência negativa ao circuito, como mostrado na Fig. 2 (as perdas do circuito tanque estão representadas pela resistência R_p). O Q do nosso novo circuito será:

$$Q = \frac{R_x}{\omega L} \quad \text{onde } R_x = \frac{-R_p R_N}{R_p - R_N} \quad (\text{Eq. II})$$

(Como R_x deve ser positiva para evitar oscilações, segue-se que o valor absoluto de R_N deve ser maior que o de R_p). Referindo-nos à Fig. 2:

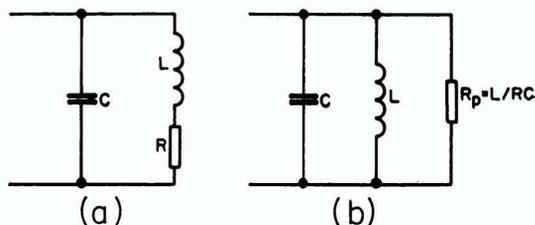


FIG. 1

$$V_{IN} = V_g - i_g r_g$$

$$i_p = V_{IN} / R_p$$

$$i_g = \frac{V_g}{r_g + R_x}$$

Podemos por V_{IN} da seguinte forma;

$$V_{IN} = R_x (i_p - i_{IN}) \quad (\text{Eq. III})$$

Resolvendo a Equação III para i_{IN} :

$$i_{IN} = \frac{i_p R_x - V_{IN}}{R_x} \quad (\text{Eq. IV})$$

Definindo um fator de multiplicação M, de modo tal que:

$$R_x = M R_p$$

permite-nos escrever:

$$i_{IN} = \frac{M i_p R_p - V_{IN}}{M R_p} = \frac{V_{IN} (M-1)}{M R_p} \quad (\text{Eq. V})$$

$$\frac{V_{IN}}{i_{IN}} = R_N = \frac{M R_p}{M-1} \quad (\text{Eq. VI})$$

A seguir o projetista encontrará todas as informações necessárias para resolver as Equações V e VI. Apresentamos a seguir um método de obter a de-

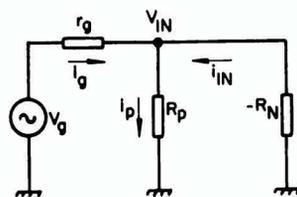


FIG. 2

sejada resistência negativa, usando transistores.

A Fig. 3 mostra o diagrama esquemático de um conversor de impedância negativa. Ele consiste de um seguidor de emissor e amplificador de base à massa, com realimentação positiva do coletor de T_2 à base de T_1 . Para fins de análise, o circuito da Fig. 3 pode ser reduzido ao circuito mostrado na Fig. 4. R_{b1} representa a combinação paralelo de R_1 e R_2 , enquanto que R_{b2} representa a combinação paralelo de R_3 e R_4 e todas as capacitâncias foram omitidas pois suas reatâncias podem ser desprezadas para as frequências de operação.

Com referência à Fig. 4, e usando-se apenas os fatores α e β dos transistores, vem

$$i_b = K i_1 \quad (\text{onde } K = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + (\beta_1 + 1) R_L})$$

$$i_{o1} = (\beta_1 + 1) i_b = K (\beta_1 + 1) i_1$$

$$i_2 = \frac{R_L i_{o1}}{R_L + R'}$$

onde R' é igual a R_E em paralelo com a resistência de entrada de T_2 .

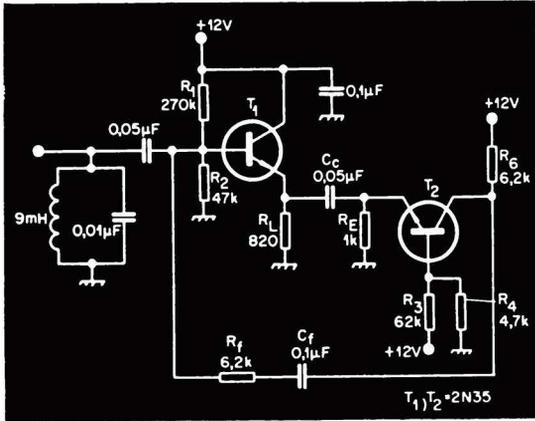


FIG. 3

$$i_2 = \frac{K R_L (\beta_1 + 1) i_1}{R_L + R'}$$

Como R' será muito menor que R_L e $(\beta_1 + 1)$ é praticamente β_1 , podemos escrever:

$$i_2 = K \beta_1 i_1$$

Desprezando a pequena corrente que fluirá em R_E :

$$i_{o2} = \alpha_2 i_2 = \alpha_2 K \beta_1 i_1$$

Se V_{o2} é muito maior que V_{IN} podemos escrever:

$$i_1 \approx \frac{R_c}{R_c + R_f} i_{o2} = \frac{\alpha_2 K \beta_1 i_1 R_c}{R_c + R_f}$$

Na entrada, vale a seguinte relação:

$$i_{IN} = i_1 - i_f$$

$$i_{IN} = i_1 - i_1 \frac{\alpha_2 K \beta_1 R_c}{R_c + R_f}$$

$$i_{IN} = i_1 \frac{(R_c + R_f - \alpha_2 K \beta_1 R_c)}{R_c + R_f}$$

Resolvendo a equação acima para R_c obtemos:

$$R_c = i_1 \frac{(1 - \alpha_2 K \beta_1) R_c - i_{IN} R_c}{i_{IN} - i_1}$$

Podemos supor que $\alpha_2 = 1$ e então chegamos à Equação VII:

$$R_c = \frac{i_1 (1 - K \beta_1) R_c - i_{IN} R_c}{i_{IN} - i_1} \quad (\text{Eq. VII})$$

Podemos agora proceder ao projeto do conversor. Os pontos ótimos de polarização determinarão os valores das resistências de polarização mostradas na Fig. 3 ($R_1, R_2, R_L, R_E, R_3, R_4$ e R_c). As condições originais do circuito dar-nos-ão os valores de V_{IN} e R_p . Com estes dois valores e o desejado fator de multiplicação M , podemos resolver a Equação V para i_{IN} . A corrente i_1 pode ser determinada pela expressão:

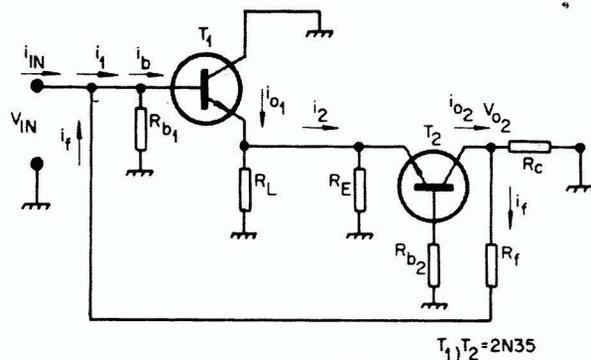


FIG. 4

$$i_1 \approx \frac{V_{IN}}{K \beta_1 R_L}$$

Temos agora tôdas as informações necessárias para resolver a Equação VII para R_c . Fazendo-se R_c variável poderemos realizar quaisquer correções que se façam necessárias devido a suposições adotadas na análise.

Sumário: Apresentamos aqui um método de multiplicação de Q usando transistores. A Fig. 5 mostra as possibilidades de mul-

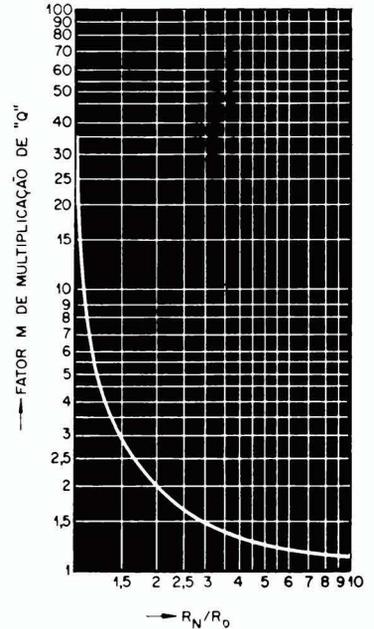


FIG. 5

tiplicação do circuito. Não é necessário nenhum casamento de transistores, e as tolerâncias dos componentes não são críticas. Os comprimentos das ligações práticas poderão se tornar críticos quando se desejar realizar grandes fatores de multiplicação; portanto, deve ser observada uma boa técnica de fiação. A Fig 3 dá os valores dos componentes de um circuito experimentado em laboratório para demonstrar a multiplicação do Q . O "Q" do circuito tanque foi multiplicado por um fator de 14, dando assim um "Q" para o circuito geral da ordem de 20. Como mostrado na Fig. 5, podem ser obtidas multiplicações muito mais altas, sendo que o limite é a condição onde $R_N = R_p$, quando ocorrem oscilações.

Circuitos Integrados lineares

Introdução

Devido às imediatas possibilidades comerciais existentes, a maioria dos primeiros circuitos integrados monolíticos que surgiram no mundo era do tipo digital. Posteriormente, com a experiência adquirida nas linhas de produção e com os progressos técnicos que foram surgindo, tornou-se possível o desenvolvimento de dispositivos monolíticos do tipo linear. Nos últimos dois anos, além do acentuado declínio nos preços, houve o aparecimento de novos e numerosos circuitos integrados, o que levou fabricantes situados em muitos países a empregarem ou planejarem a aplicação dos circuitos integrados lineares em produtos eletrônicos destinados ao uso doméstico.

Este artigo apresentará os CIs lineares de forma a permitir ao seu utilizador entendê-los com a facilidade com que hoje entende as válvulas e os transistores. Em outras palavras, serão fornecidas numerosas informações, proporcionando familiarização e trazendo conhecimentos dentro da técnica.

Técnica Básica de Fabricação

Os CIs monolíticos são fabricados pelo processo planar, ou seja, pela técnica de formação de camadas ou regiões P ou N, numa pastilha ou cristal de silício, por meio de sucessivas etapas de oxidação, mascaramento, decapagem e difusão. Na oxidação empregam-se as propriedades passivadoras ou protetoras do dióxido de silício ou sílica, que

é também a matéria prima básica usada na fabricação do vidro. Camadas de sílica bastante delgadas são formadas sobre a superfície do cristal visando protegê-lo contra a contaminação por impurezas. A principal diferença estrutural entre os CIs e os dispositivos discretos é que em lugar de um substrato ou material suporte tipo N que constitui o coletor, usa-se um substrato do tipo P no qual são difundidas regiões de coletor, isoladas, do tipo N. Durante o funcionamento dos CIs, a isolamento entre as várias regiões é obtida eletronicamente, polarizando-se, reversamente, todas as junções PN existentes. Em particular o substrato é ligado ao potencial mais negativo disponível no circuito. A seguir, difundem-se regiões P, no seio das regiões N acima mencionadas, para agirem como bases.

Posteriormente, são feitas mais difusões do tipo N, que agirão como emissores. Os diodos são obtidos de partes de transistores; os resistores de tiras ou diminutas barras de material semicondutor; e os capacitores pela utilização da capacitância oferecida por junções quando reversamente polarizadas. Os terminais de contato de todas as diferentes partes são obtidos pela deposição, por evaporação, de finas camadas metálicas (alumínio) sobre a superfície do cristal, que é deixada exposta por meio de aberturas ou "janelas" preparadas por decapagem da película de sílica. As interconexões e as áreas que irão receber ou suportar os terminais de ligação aos diferentes elementos de circuito do CI, são então fabricadas decapando-se regiões

indesejáveis da película de alumínio.

Durante a fabricação, algumas centenas de CIs são produzidas simultaneamente num disco ou fatia de silício. Cada CI ocupa uma pequena região do disco de silício, em geral uma porção quadrada, também chamada pastilha, com área compreendida entre 1 a 2 mm². Terminada a fabricação propriamente dita dos CIs, sulcos em forma de retículo são produzidos sobre a superfície do disco de silício. Os sulcos facilitam a tarefa da fratura do disco e sua transformação em pastilhas individuais. A pastilha é em geral encapsulada num invólucro metálico e cilíndrico do qual saem 10 terminais de ligação e conhecidos como TO-74, ou colocado e interligado a um pequeno recipiente que é a seguir envolto numa resina plástica. Nesta última forma têm-se duas fileiras alinhadas de 7 terminais. Esta versão é também conhecida pela designação DIL (Dual in Line) — 14 terminais. A figura 1 apresenta uma vista em corte e outra em planta de uma pastilha de CI contendo um transistor NPN, um diodo base-emissor, um resistor tipo base e um capacitor tipo junção base-coletor. Na vista em corte a escala vertical foi exagerada para facilitar a visualização das diversas camadas semicondutoras.

Transistores Integrados

O transistor representado na Fig. 1 (a) é um dispositivo integrado NPN para sinais fracos. As dimensões de um transistor variam de acordo com a corrente ou com o nível de potência a dissipar. Como num amplificador linear o nível de potência aumenta à medida que o sinal percorre o caminho entre entrada e saída do circuito a maioria dos CIs lineares contém transistores, cujas dimensões aumentam, progressivamente, da entrada para a saída do sinal. Por esta razão os transistores de maior potência são fabricados por técnicas especiais, permitindo aumento no valor da densidade de corrente em determinadas áreas do material semicondutor.

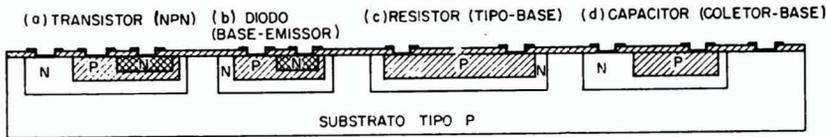


FIG. 1

Estrutura de um transistor NPN, de um diodo, de um resistor e de um capacitor integrados.

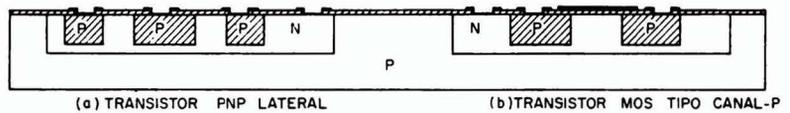
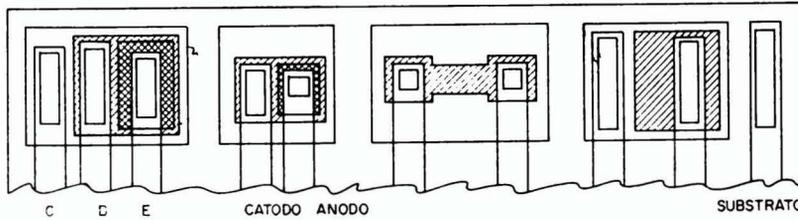
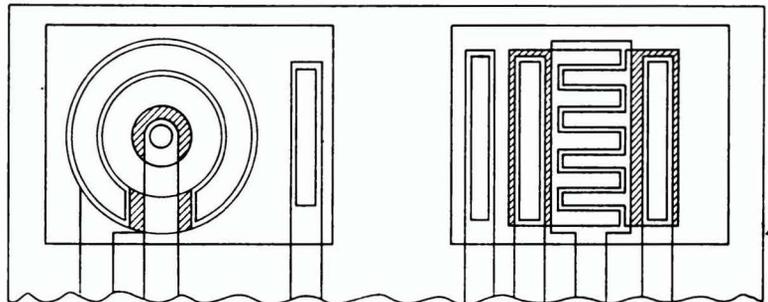


FIG. 2

Estrutura de um transistor PNP e de um transistor MOS tipo canal-P.



Conforme indicado na Fig. 3 (a) o substrato tipo P forma um diodo parasita com a região tipo N do coletor de um transistor do tipo integrado. A combinação obtida pelo trio substrato-base-coletor pode ser considerada como um transistor PNP parasita e de baixa qualidade. Um elemento parasita é um sub-produto da técnica de integração que prejudica o desempenho do elemento normal do CI. Se o diodo parasita ligado ao coletor estiver polarizado reversamente, o que pode ser conseguido ligando-se ao substrato o potencial mais negativo do sistema, não haverá dificuldades, exceto em altas frequências, quando a capacitância paralela irá prejudicar a resposta em frequência de forma mais acentuada que aquela do transistor discreto de tamanho similar. Nas aplicações normais o substrato está automaticamente ao

potencial mais baixo, exceto se a polaridade da fonte de alimentação for acidentalmente invertida.

Transistores PNP são bastante usados em configuração simétrica complementar. Se uma difusão adicional tipo P for realizada na região do "emissor", a região "coletor" tipo N poderá ser usada como isolamento para criar um transistor "PNP isolado". Todavia, uma etapa adicional de difusão não é econômica e nunca produzirá um dispositivo simétrico. Empregando-se o substrato tipo P como coletor, um "substrato PNP" pode ser realizado; entretanto, esta versão é apenas indicada para configuração seguidor de emissor e apresenta mau desempenho.

Por outro lado, pode-se criar um "transistor PNP lateral" (ve-

ja Fig. 2 (a)) difundindo-se duas regiões P numa região N, obedecendo-se a disposição característica de uma região central e anel concêntrico. A região central constitui o emissor, o anel o coletor, enquanto que, a região N intermediária, a base. A ação ou o efeito transistor é localizado principalmente na zona intermediária entre as regiões P, isto é, lateralmente. Este tipo de transistor PNP apresenta desempenho inferior quando comparado aos transistores NPN. Em particular o ganho de corrente é baixo. Quando combinado com um dispositivo NPN, temos um dispositivo capaz de formar um par complementar simétrico com outro transistor NPN. O par simétrico complementar, de baixo nível de sinal, pode ser usado em circuitos exatadores de estágios de potência com pares NPN casados. Assim, o dispositivo

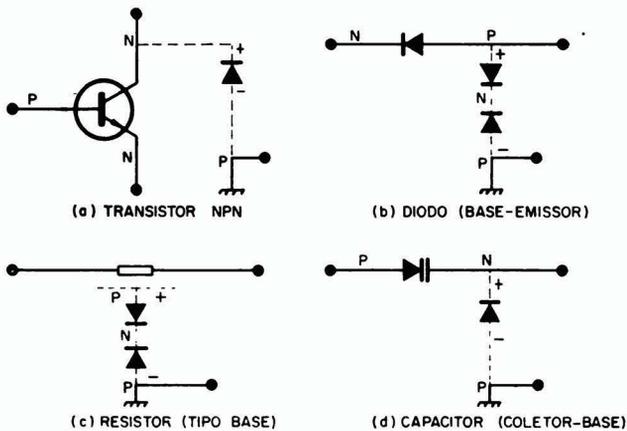


FIG. 3

Circuitos equivalentes a um transistor, diodo, resistor e capacitor integrados.

PNP não necessita ser do tipo alta capacidade de corrente.

O transistor MOS, a efeito de campo, pode ser integrado conjuntamente com um transistor convencional já que a única diferença básica existente entre os processos de fabricação é o controle da espessura da camada de óxido, situada abaixo do eletrodo designado porta. A fig. 2 esquematiza um transistor MOS onde se nota que as regiões P e N são semelhantes as regiões base e coletor. As difusões tipo P constituem a fonte e o dreno do transistor MOS tipo canal-P (o canal está localizado acima da linha tracejada). A região N forma o substrato enquanto que a camada metálica sobre a de óxido, forma a porta isolada. Para oferecer elevada transdutância a região do canal é longa e estreita e serpenteia pelo interior do dispositivo.

Diodos, Resistores e Capacitores Integrados

Os diodos podem ser produzidos a partir de porções de transistores NPN. O tipo mais comum é o formado pela junção base-emissor, a qual fornece um diodo com baixa impedância e baixa tensão. Tal tipo de diodo se presta bastante bem para casar com diodos das junções base-emissor de transistores no que diz respeito às alterações de níveis de tensões contínuas, estabilização de tensão e compensação térmica; veja Fig. 1 (b). Diodos Zener também podem

ser construídos pela técnica dos CIs, porém é mais frequente encontrar-se uma ligação série de diodos polarizados diretamente, dando tensões estabilizadas múltiplas de 0,7 V. Esta forma de construção seria pouco econômica para dispositivos discretos, mas não é para CIs.

Resistores podem ser feitos por meio de tiras de regiões de base ou de emissor, dotadas de extremidades com dimensões avantajadas para receber as conexões (veja fig. 1 (c)). Os resistores tipo base apresentam valores entre 50 ohms e 50.000 ohms aproximadamente e os tipo emissor valores abaixo de 100 ohms. Em ge-

ral os resistores integrados são fabricados em regiões tipo base, variando-se a largura e o comprimento da tira para obtenção dos valores ôhmicos desejados. Por questões de compactidade, tiras de longo comprimento são frequentemente dispostas em forma zig-zag. Resistores de baixo valor ôhmico são construídos por meio de tiras ligadas em paralelo. Resistores integrados do tipo base apresentam um diodo parasita distribuído, como ocorre com os transistores. Sendo reversamente polarizados, sua contribuição é uma capacidade em paralelo. Frequentemente a camada N que envolve as tiras resistivas não está elêtricamente ligada obtendo-se, assim, ligação de diodos parasitas em série oposta como mostrado na Fig. 3(c). A região N assumirá, então, automaticamente, um potencial ligeiramente inferior àquele da extremidade mais positivada do resistor, que está, em geral, ligada ao potencial de alimentação do sistema. Deve-se notar, também, que existe um certo acoplamento capacitivo entre os resistores de um CI. Quando a configuração de circuito o permite e quando há pouco espaço disponível os resistores são fabricados em regiões N, normalmente reservada aos coletores.

Além de diodos parasitas, outra importante deficiência que acompanha os resistores integrados é a tolerância no valor ôhmico. Dependendo do valor deste, a tolerância absoluta varia, tipicamente, entre 5% a 20% e, às vezes, até maiores

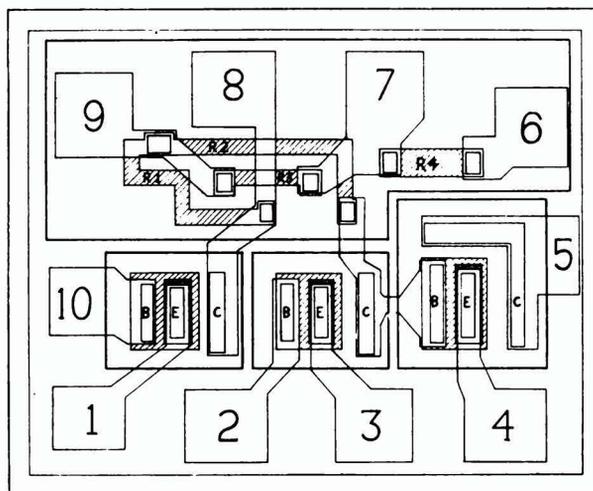


FIG. 4

Aspecto construtivo da pastilha de um amplificador TAA293.

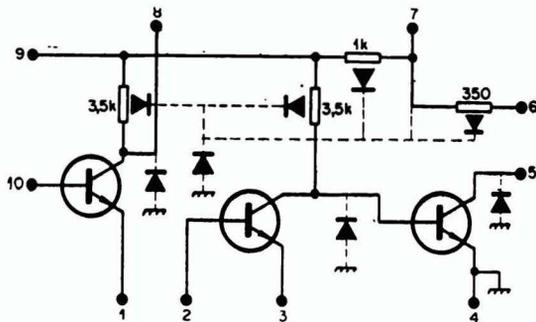


FIG. 5

Esquema de circuito do TAA293.

porcentagens. Tolerâncias relativas, entre resistores de uma mesma pastilha, já são bem mais reduzidas, situando-se em torno de 1%. Por isso, sempre que possível, os CIs são projetados de forma a tirar-se proveito da quase constância na relação entre valores ôhmicos dos resistores e não dos seus incertos valores absolutos. Resistores tipo base apresentam coeficiente de temperatura da ordem de + 2000 partes por milhão por grau centígrado, o que contrasta bastante com as - 300 partes por milhão por grau centígrado apresentadas pelos resistores convencionais do tipo filme de carbono. Este fato é levado em conta ao projetar-se o CI, podendo, também, ser utilizado para compensar-se o comportamento térmico usual das junções base-emissor dos transistores.

Capacitores integrados podem ser realizados usando-se óxido de silício como dielétrico ou empregando-se diodos reversamente polarizados e de área relativamente elevada como, por exemplo, do tipo coletor-base. Apenas pequenos valores de capacidade são obtidos: os tipos coletor-base (Fig. 1(d)) apresentam tipicamente, $1,5 \times 10^{-3}$ pF/ μm^2 a 3×10^{-3} pF/ μm^2 . Além disto, a capacitância varia muito com a tensão aplicada. Dêste modo, sua aplicação é um tanto rara, porém muito útil para compensação de curvas de resposta em frequência de amplificadores CC de alto ganho.

Exemplos

Um exemplo de CI linear relativamente simples é o TAA 293: um amplificador a três estágios para um uso geral, veja Figs. 4 e 5. Os três eletrodos do primeiro transistor são acces-

síveis externamente. Assim também os terminais do resistor de coletor. Este estágio destina-se a ser o estágio pré-amplificador com acoplamento CA a ser dotado de controles de tom e volume na sua saída. Os segundo e terceiro transistores estão ligados como emissor comum, em cascata, formando o assim chamado "DIPLET". Os emissores são acessíveis, possibilitando o uso, se requerido, de polarização externa. Note-se que o transistor de saída apresenta dimensões maiores e que os vários resistores do circuito são acessíveis externamente.

Um CI com aparência simples, porém altamente sofisticado, é o TAA320, também conhecido por "BIFET", Fig. 6. Este CI é uma combinação de um transistor à efeito de campo tipo MOS canal P com um transistor bipolar, o conjunto oferecendo altíssima resistência interna de entrada (10^{12} ohms) e alta transcondutância (50 mS para 10 mA). É oportuno mencionar que tal combinação de propriedade não seria possível de se obter, economicamente, com semicondutores discretos.

A fonte e o dreno do transistor MOS e a base do transistor bipolar são produzidos ao mesmo tempo por uma difusão do tipo P num substrato tipo N. Além disto, o resistor forma um meandro ligado à região do dreno. O substrato constitui o coletor do transistor bipolar, além de ser o substrato do transistor MOS. O canal entre as regiões fonte e dreno do transistor MOS

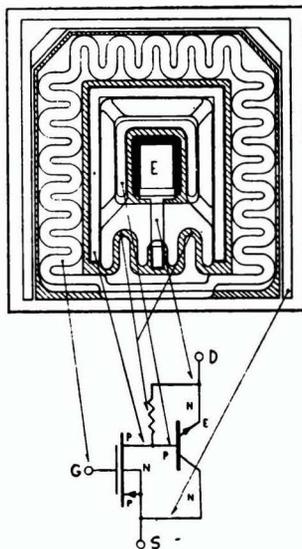


FIG. 6

O BIFET TAA320

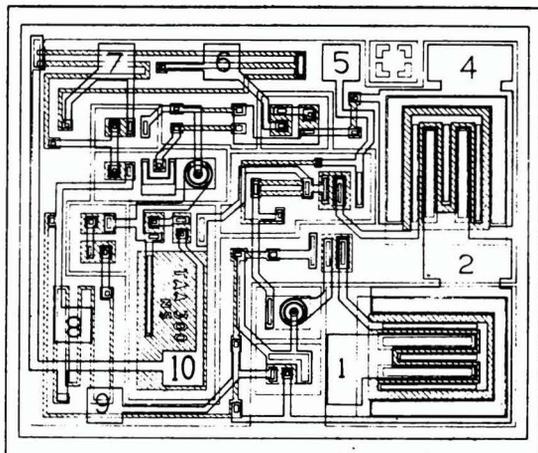


FIG. 7

Aspecto da pastilha do amplificador de 1 watt, TAA300.

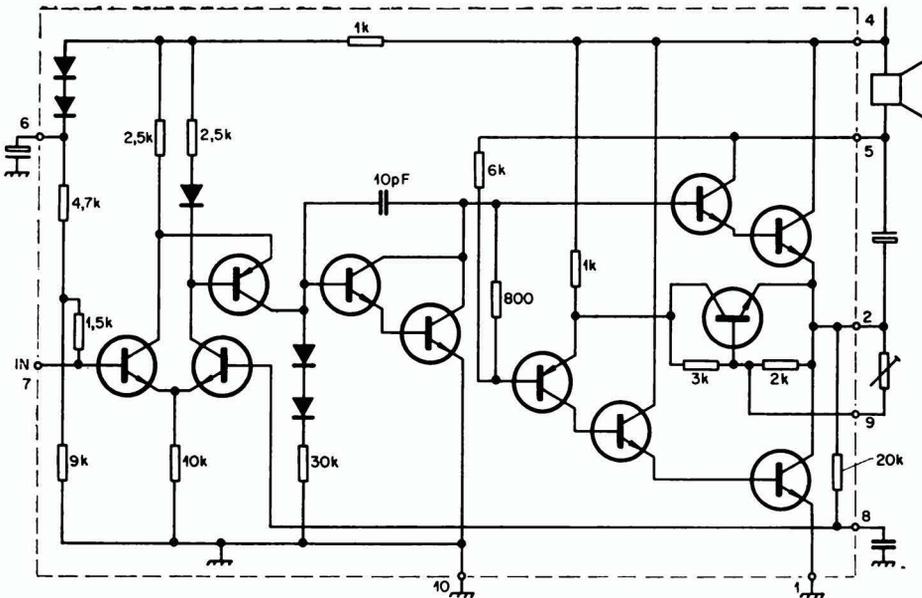


FIG. 8
Esquema de circuito
do TAA300

forma uma estrutura sinuosa, de longo comprimento e baixa resistência série. Uma difusão tipo N é então realizada na região de base, formando assim o emissor do transistor bipolar. A camada de óxido é agora removida e uma nova camada de óxido de espessura correta é formada para controle preciso da tensão de porta necessária para cortar a corrente de dreno ("pinch off voltage") do transistor MOS. A seguir, esta camada de óxido sofre decapagem seletiva, abrindo-se janelas sobre a mesma, através das quais será depositado alumínio. Este último sofre, também, posteriormente, decapagem seletiva para formarem-se os eletrodos. O eletrodo porta está localizado sobre a superfície total do canal e não acompanha as sinuosidades.

As fig. 7 e 8 apresentam a disposição dos elementos de circuito na pastilha e o circuito equivalente do amplificador de áudio integrado tipo TAA 300. Este CI contém transistores NPN para sinais fracos, transistores NPN de saída para sinais grandes (500 mA de pico), dois PNPs laterais, diodos para mudança de nível de tensão CC e estabilização, um capacitor tipo junção, de 10pF, para correção da curva de resposta em frequência e nada menos do que 14 resistores com valores entre 800 ohms até 30.000 ohms.

Técnicas de Circuito

Os circuitos integrados lineares são projetados como sistemas completos, mas sua operação básica pode ser entendida dividindo-se o circuito equivalente em combinações do tipo simples. Algumas dessas são mostradas na Fig. 9. Uma análise aproximada do desempenho de um transistor pode ser realizada empregando-se um modelo equivalente, para CC (também válido para sinais alternados), conforme mostrado na Fig. 10. Dois estágios emissor comum, em cascata, formam um DIPLET cujo ganho

de corrente é igual ao produto dos ganhos de corrente individuais precedido pelo sinal menos e cuja resistência interna de entrada é multiplicada pelo ganho em corrente do primeiro estágio. Análogamente, o TRIPLET é obtido com três estágios e seu sinal de saída está em fase com o de entrada. O DIPLET e o TRIPLET são muito usados para amplificação de sinais alternados, porém, são marginais para sinais CC, já que a voltagem V_i ficaria em série com qualquer sinal CC. Além disto, alterações na temperatura ambiente produzem sinais espúrios com cerca de

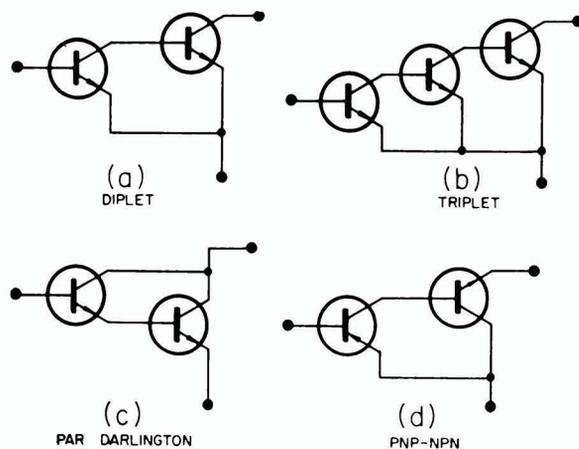


FIG. 9

Configurações de circuito para CIs lineares.

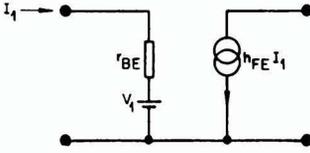


FIG. 10

Modelo teórico de um transistor.

$$V_1 \cong + 0,7 \text{ V Si NPN}$$

$$[\Delta V_1 / \Delta T] I_E = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

$$V_{BE} = \frac{h_{FE} \cdot 25\Omega}{I_E \text{ mA}}$$

— 2mV/ grau centígrado. Num amplificador para sinais alternados este sinal espúrio é estabilizado pela elevada dose de realimentação CC, seguida de compensação.

A configuração Darlington, ou seja, seguidores de emissor em cascata, é muito empregada para aumento da impedância interna de entrada. Outras propriedades desse circuito são fornecidas na Fig. 11. A impedância interna de entrada do estágio seguidor

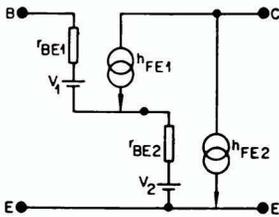


FIG. 11

Modelo teórico de um par Darlington

$$h_{FE} = h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

$$R_{IE} = V_{BE1} + h_{FE1} \cdot V_{BE2} \cong$$

$$\cong \frac{25\Omega}{I_E \text{ mA}} \cdot 2h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

$$R_{IC} = R_{IE} + h_{FE1} \cdot h_{FE2} \cdot R_E$$

$$\xi_m = \frac{h_{FE}}{R_{IE}} \cong \frac{1}{2} \cdot 39 \cdot I_E \text{ mA}$$

de emissor é bastante elevada, pois a resistência no emissor aparece multiplicada por ambos os ganhos de corrente. Por outro lado, a transcondutância será metade daquela do segundo estágio. A Fig. 9 mostra uma associação de um transistor PNP com um NPN, comportando-se como um dispositivo PNP com elevado ganho de corrente, igual ao produto dos dois ganhos de corrente.

Assim, se o transistor PNP for do tipo lateral, teoricamente seu ganho de corrente apenas poderá ser unitário para se realizar uma combinação com um NPN que forme um par com simetria complementar e casado com outro NPN.

Como as tensões V_1 praticamente se cancelam na montagem diferencial, esta configuração é bastante recomendada para amplificadores CC. Os amplificadores diferenciais construídos pela técnica dos CIs apresentam melhor desempenho do que se fossem realizados com componentes discretos, principalmente devido ao ótimo rasteio térmico e às tolerâncias relativas bastante pequenas entre diversos parâmetros associados a cada metade do amplificador. A Fig. 12 apresenta três versões de amplificadores diferenciais empregadas como estágio de entrada em amplificadores operacionais ou mesmo disponíveis como CIs propriamente ditos.

Amplificadores CC Realimentados

Devido às possibilidades e limitações dos CIs monolíticos, a maioria dos CIs lineares são amplificadores CC de ganho eleva-

do, mesmo que se destinados apenas à amplificação de sinais alternados. Amplificadores para uso geral projetados especificamente para amplificação de CC são denominados "amplificadores operacionais". Tais amplificadores apresentam, tipicamente, entrada diferencial de alta impedância, alto ganho e saída singular de baixa impedância. Estes amplificadores são empregados com circuitos de realimentação convenientes, permitindo a realização de operações matemáticas com o sinal de entrada: multiplicação, integração, elevação ao quadrado, multiplicação logarítmica ou mudança na característica em frequência. Se o ganho for suficientemente elevado, grandes doses de realimentação podem ser aplicadas, tornando as características dependentes apenas do circuito de realimentação externo e não das variações no amplificador. Embora no momento atual os amplificadores operacionais não sejam econômicos para a maioria das aplicações de entretenimento, sua teoria de funcionamento é aplicável a quase todas as configurações de amplificadores CC usadas na técnica dos CIs lineares em geral.

A Fig. 13 mostra configurações típicas de um amplificador CC e de um amplificador CA com ponto de operação estabilizado pela realimentação CC. Na versão CA (Fig. 14) a realimentação CA é fixada pelo valor de R_3 . Os sinais + e - nos terminais de entrada indicam, respectivamente, as entradas onde não há e onde há inversão de fase dos sinais entrantes. O desempenho desses circuitos é governado pelas já conhecidas equações para amplificadores realimentados.

$$V_o = \frac{V_{cc} - A_o V_{INO}}{(1 + A_o \beta)} \cong \left(-\frac{V_{cc}}{A_o} - V_{INO} \right) \cdot \frac{1}{\beta}, \text{ onde}$$

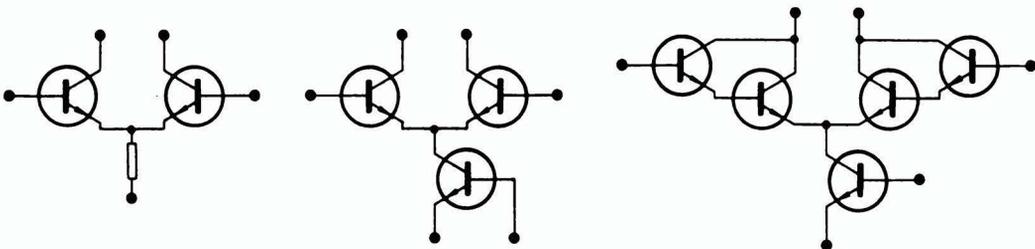


FIG. 12

Configurações de amplificadores diferenciais.

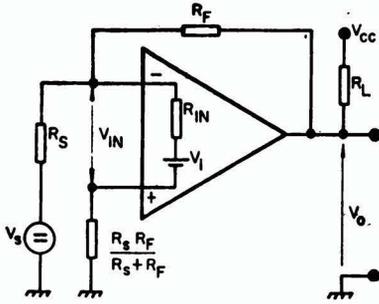


FIG. 13

Amplificador com realimentação CC

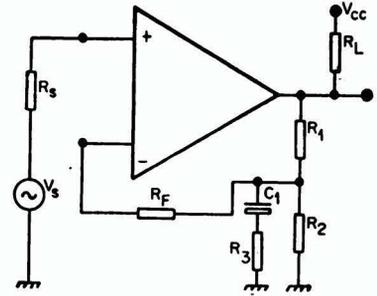


FIG. 14

Amplificador com realimentação CA/CC

A_o = ganho de tensão com $R_S = 0$ (isto é, alimentado na entrada por fonte de tensão).

β = fração de sinal realimentado ou ganho de tensão reverso com o estágio de saída alimentado por fonte de tensão ($R_L = 0$, $V_s = 0$, $V_1 = 0$).

V_{INO} = tensão de entrada com terminal de saída aterrado.

V_{cc} = tensão de alimentação à qual R_L está ligado.

Note-se que V_{INO} inclui V_1 . Embora V_1 seja pequena em entrada balanceada diferencial, ela constitui um sinal espúrio para CC. Note-se também que, variações na tensão de alimentação são efetivamente divididas pelo valor do ganho em malha aberta.

Para ampliações em áudio-frequência a resposta em frequência dos CIs é limitada, e se forem aplicadas doses relativamente elevadas de realimentação

negativa, poderão surgir oscilações em altas frequências como consequência das rotações de fase introduzidas pelo amplificador. Para evitar-se isto, a resposta em frequência deve ser cortada num valor de frequência relativamente baixo, o que é feito ligando-se um capacitor em paralelo com a saída. Outra possibilidade é ter-se acessível, externamente, um determinado ponto do interior do CI. Oscilações em baixa frequência também podem aparecer como consequência de acoplamento entre entrada e saída via impedâncias em comum, particularmente através da fonte de alimentação.

Recomendações Gerais

Ao fazer uma soldagem com CIs o ferro de solda deverá estar aterrado e a fonte de alimentação desligada do CI. É aconselhável que a montagem possua um interruptor geral, bem como, evitar-se qualquer possibilidade de reversão de polaridade da alimentação CC. Quando a

montagem final for ligada pela primeira vez, a tensão de alimentação deverá ser aumentada gradativamente enquanto que, simultaneamente, se observa o consumo de corrente contínua, e por meio de um osciloscópio de faixa larga ligado aos terminais de saída, a presença ou não de oscilações de alta frequência. Convém certificar-se de que os geradores de sinal estejam devidamente aterrados. Outra precaução consiste em separar as partes da entrada e saída do circuito, evitando-se, com isso, acoplamentos indesejáveis. Se um potenciômetro for usado para controlar a quantidade de polarização aplicada ao circuito, é conveniente ligar-se em série com o mesmo um resistor de proteção que impeça a circulação de corrente excessiva. As recomendações e precauções aqui apresentadas não diferem daquelas empregadas com transistores, entretanto, o elevado ganho existente em espaços muito menores fazem os CIs menos tolerantes a enganos e acidentes.

Tensão CC para os filamentos do televisor

Por mais estranho que possa parecer, a idéia de usar um diodo a mais no TV tem a finalidade, não de gastar diodo, porém de economizar cruzeiros. Adiante proporemos um problema de alimentação de uma cadeia de filamentos, cuja solução será minuciosamente discutida.

Consideremos um TV moderno, com todos os seus estágios acionados por válvulas atuais. Na fig. 1 o apresentamos em diagrama de blocos onde as várias funções são executadas por válvulas, de 300mA de filamento, economizando-se, de imediato, o transformador de rede para filamento. Cabe aqui um breve parêntesis para sublinharmos que

esse exemplo de TV, a despeito do seu número reduzido de válvulas, absolutamente não compromete o seu desempenho. São mantidas as mesmas características dos tipos com circuitos mais elaborados graças à performance, à eficiência e ao alto ganho das várias válvulas ali utilizadas.

Alimentação com rede 110V

Fixemo-nos no problema de alimentação desses onze filamentos, além do filamento do cinescópio. Na tabela I a cadeia de válvulas mais cinescópio é dividida em duas partes tais que os seus filamentos somem 76,6V_{RMS} a primeira e 73,5V_{RMS} a segunda.

TABELA I

Válvulas/ Cinescópio	Valor Eficaz da Tensão de Filamento (V _{RMS})
PY88	30
PL36	25
PCF80	9
EF183	6,3
EF184	6,3
TOTAL	76.6
PCL85	17,5
PCL84	15
EF184	6,3
PCL82	16
PCF801	8,5
PC900	3,9
A59-11W	6,3
TOTAL	73.5

FIG. 1

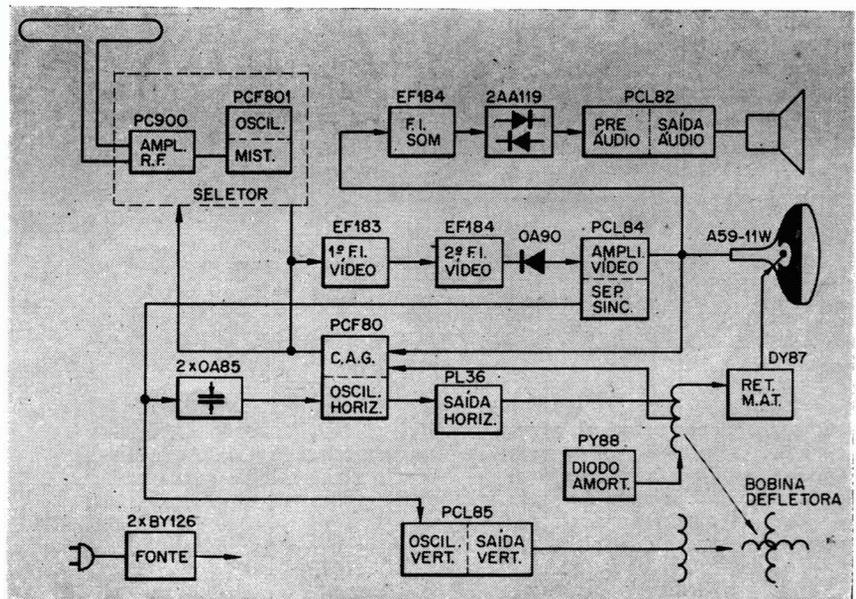
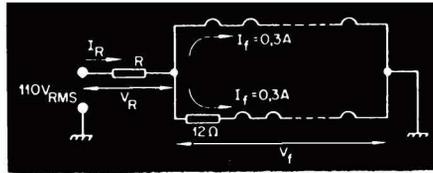


FIG. 2



Como essa é a maneira mais conveniente de repartir a cadeia de filamentos, falta para a segunda metade um resistor de 12 ohm em série, completando dessa maneira 76,1V_{RMS}. Na fig. 2 temos a forma **bossa velha e cara** de alimentar as duas semi-cadeias em paralelo, diretamente da rede, pois R_f inevitavelmente é de alta dissipação. Calculemos:

$$P_R = V_R \times I_R$$

ou de

$$\begin{aligned} V_R &= 110 - 76,6 \\ V_R &= 33,4V_{RMS} \\ I_R &= I_f + I_f \\ I_R &= 0,6A \end{aligned}$$

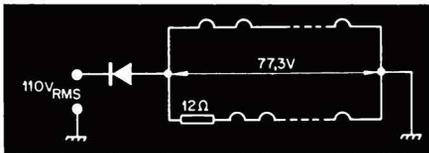
Logo

$$P_R = 33,4 \times 0,6$$

$$P_R = 20,0 \text{ WATT}$$

Esse resistor abaixador de tensão será de cerca de 50Ω e de 40W nominais pelo menos. Tem-se, dessa forma, um resistor obrigatoriamente grande, dispendioso e fonte de calor dentro do TV; por outro lado, sua fixação é dificultosa e relativamente demorada numa linha de produção.

Analisemos agora o que aconteceria se jogássemos R fora e o substituíssemos por um diodo conveniente, tal qual a fig. 3. Primeiramente, não haveria nenhuma diferença perceptível no aquecimento dos filamentos, a



não ser o menor tempo de aquecimento. O valor eficaz de uma tensão senoidal retificada em meia onda é a metade do valor de pico da tensão senoidal. Assim, o valor de pico da tensão de 110V_{RMS} da rede é $110 \times \sqrt{2} = 155,5V$; su-

pondo-se uma queda de tensão (valor de pico) de 1V no diodo, o valor eficaz da tensão disponível para alimentação dos fila-

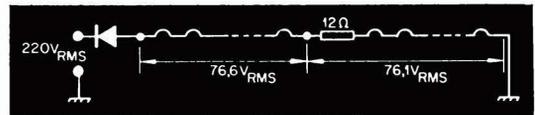
$$\text{mentos será de } \frac{154,5}{2} = 77,3V.$$

Note-se que a diferença entre 77,3V fornecidos pelo diodo e 76,6 requeridos pelos filamentos acarreta uma discrepância desprezível na corrente nominal dos filamentos.

Alimentação com rede 220V

Como todo o TV, o nosso também tem que funcionar em rede de 220V. Neste caso também não haverá problemas, por-

FIG. 4



que o novo valor de pico será $220 \times \sqrt{2} = 310V$. Considerando ainda a mesma queda de 1V de pico no diodo, a tensão

$$\text{disponível será agora } \frac{309}{2} =$$

$= 154,5V$. Porém, basta associar as duas semi-cadeias numa única em série perfazendo 76,6 +

FIG. 3

76,1 = 152,7V, sendo a diferença desprezível (fig. 4). Aqui também o resistor R de queda seria problemático:

$$\begin{aligned} P_R &= (220 - 152,7) \times 0,3 \\ P_R &= 67,3 \times 0,3 \\ P_R &= 20,2W \end{aligned}$$

Valor de R:

$$R = \frac{67,3}{0,3}$$

$$R = 22,4\Omega$$

Teríamos que adotar 25Ω/40W. Cumpre observar que R para 110V não é o mesmo para 220V, perdendo-se disponibilidade de espaço, aumentando o peso e o calor no aparelho. Ora, a solução com diodo semicondutor é a mais vantajosa sob todos os aspectos, podendo ser utilizado qualquer diodo tipo BY127 (ou BY126 se operar só em 110V). Este diodo permite um valor médio de corrente de 1A, porém admite 40A de corrente transitória. Assim sendo, ele trabalha com muita folga, mesmo quando o televisor é ligado, ocasião em que com os filamentos frios a corrente inicial pode atingir 6A.

Generalização

Apesar de todas as considerações levadas a efeito anterior-

mente, pode ser levantada a seguinte questão: qual a solução a ser adotada quando a soma dos filamentos resulta numa cadeia diferente de 77,3V?

1.º caso: — quando a cadeia soma mais que 77,3V.

Essa cadeia pode ser uma de 300mA, por exemplo, no caso de TVs híbridos com poucas válvulas; ou pode ser a associação paralela de duas de 300mA, o que ocorreria no caso de TVs com mais válvulas que aquelas usadas na fig. 1. Para melhor visualização, analisemos o caso do TV que possui uma só cadeia 85V-300mA. A solução com um resistor baixador nos leva a:

$$R = \frac{110 - 85}{0,3} = \frac{25}{0,3} = 84\Omega$$

Pctência de dissipação de R:

$$P = 25 \times 0,3 = 7,5W$$

Resistor a se adotar: 80Ω/15W

A solução com diodo exige mais um pequeno componente

que nos permite aproveitar alguma potência daquele semiciclo que o diodo corta. Poderia ser um capacitor após o diodo ou um resistor em paralelo com este. O uso do capacitor não leva a bom resultado porque teria que ser eletrolítico, dado o nível de capacitância necessário; como este é de tolerância muito larga (-20% a +50% ou 0% a +100% normalmente encontrado), a tensão também seria muito variável. A solução com resistor, além de não ter o inconveniente da extensa tolerância, é a mais econômica. Esse resis-

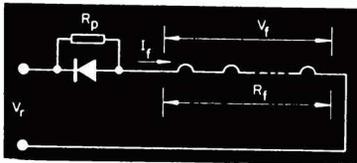


FIG. 5

tor (ver fig. 5) é calculado por meio da seguinte fórmula:

$$R_p = \frac{R_f (2 \cdot V_r - V_f)}{V_f \cdot \sqrt{2} - V_r}$$

onde

R_f = soma das resistências nominais dos filamentos de todas as válvulas da cadeia

R_p = resistência em paralelo

V_f = soma das tensões nominais dos filamentos de todas as válvulas da cadeia

I_f = corrente nominal dos filamentos

V_r = tensão nominal da rede

A potência de dissipação de R_p é dada pela fórmula:

$$P_{diss.} = \frac{R_p \cdot V_r^2}{2 (R_p + R_f)^2}$$

Aplicando-se agora as fórmulas conhecidas temos:

$$V_f = 85V$$

$$I_f = 0,3A$$

$$R_f = \frac{V_f}{I_f} = \frac{85}{0,3} = 285\Omega$$

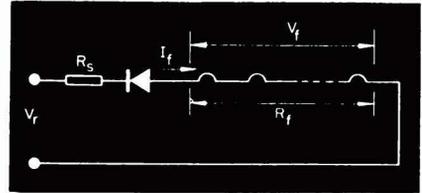
$$V_r = 110V$$

então:

$$R_p = 3900\Omega$$

$$P_{diss.} = 1,3W$$

FIG. 6



2.º caso: quando a cadeia soma menos que 77,3V.

Neste caso, só o diodo também não é suficiente. Torna-se necessário usar um resistor abaixador em série com o diodo (ver fig. 6) que vale:

$$R_s = \frac{1/2 \sqrt{2} \cdot V_r - V_f}{I_f}$$

$$P_{diss.} = \frac{R_s \times V_r^2}{2(R_s + R_f)^2}$$

A simbologia é a mesma do caso anterior.

PRÉ-AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO

(Continuação da pág. 208)

Na saída de T_3 temos ainda um atenuador constituído por R_{34} e R_{35} . Quando S_F está na posição **q** o sinal de saída não é atenuado. Na posição **p** ele sofre uma atenuação de 12dB.

Para finalizar, resta mencionarmos o comportamento CC dos três transistores. Os dois primeiros estão diretamente acoplados, o resistor R_9 constituindo um elo de realimentação CC da do emissor de T_2 para a base de T_1 , destinado à estabilização dos pontos de trabalho. O ponto de trabalho de T_3 é determinado por R_{24} , R_{25} e R_{27} , sendo que na junção de R_{24} e R_{27} estão ligados os capacitores de desacoplamento C_{17} , C_{18} e C_{19} , os quais fazem parte do filtro de graves. A carga de coletor de T_3 foi dividida em dois resistores, R_{22} e R_{32} , na junção dos quais está ligado o

capacitor C_{15} que realiza o acoplamento CA do coletor de T_3 para o circuito de controle de tonalidade e evita que a corrente CC seja injetada neste último.

O desempenho do pré-amplificador pode ser assim resumido:

- sensibilidade a 1kHz para 200mV de saída: 130mV (cápsula cerâmica); 3mV (cápsula magnética); 5mV (gravador — tape head — velocidade de 19cm/s).

- distorção total para 200mV de saída e com controle de volume na posição máxima: menor que 0,02%.

- relação sinal/ruído para 200mV de saída (todas as entradas): melhor que 60dB.

- características do controle de tonalidade: vide figura 2.

A ESTABILIZAÇÃO DE TENSÕES POR MEIO DE SEMICONDUTORES

(Continuação da pág. 216)

Vamos escolher o valor de 470Ω. Calculamos em seguida o valor corrigido da tensão não estabilizada

$$V_{E_{max}} = V_z + R (I_{L_{min}} + I_{Z_{max}})$$

$$V_{E_{max}} = 9 + 0,47 (0 + 29,2)$$

$$V_{E_{max}} = 9 + 13,72 = 22,72V$$

O valor da tensão V_E não estabilizada deve ser então igual a:

$$V_E = \frac{V_{E_{max}}}{1,1} \text{ pois } V_{E_{max}} =$$

$$= 1,1 \cdot V_E \text{ já que a variação para mais de } V_E \text{ é de } 10\%.$$

$$V'_E = \frac{22,72}{1,1} = 20,65V$$

$$V_L = 20,65 \cdot 0,85 = 17,51V$$

Receptores superheterodinos

projeto de uma etapa r.f. e osciladora de o.m.

Eng. EDSON B. R. FÉRIS

Nêste artigo trataremos de calcular de maneira simplificada e aproximada, os elementos da etapa RF de um receptor transistorizado. Os valores determinados servem como ponto de partida para a construção. As medições e ajustes em laboratório é que determinarão a otimização dos valores em funcionamento do sistema.

Em nosso exemplo utilizaremos uma antena de ferrite e um capacitor variável de três etapas iguais, e de variação aproximada de 20 a 400pF (Fig. 1).

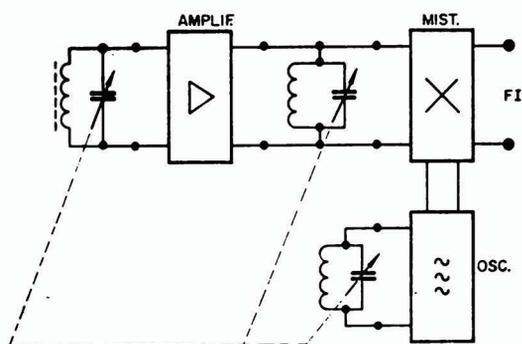


FIG. 1

Cálculos relacionados com a cobertura de faixa.

Em nosso projeto, estimaremos como frequência inicial e final da faixa, respectivamente: 510kHz e 1640kHz:

$$f_{\min} = 510\text{kHz} \quad \text{e} \quad f_{\max} = 1640\text{kHz}$$

Seja L o valor da bobina de sintonia da etapa RF.

Vimos no artigo anterior que

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \quad \text{ou} \quad \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 \quad (1)$$

Para o nosso caso

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \left(\frac{1640}{510} \right)^2 = (3,21)^2 = 10,3$$

Chamemos os valores extremos do capacitor de $C_{v\max}$ e $C_{v\min}$:

$$C_{v\max} = 400\text{pF} \quad C_{v\min} = 20\text{pF}$$

A relação entre eles é de $\frac{400}{20} = 20$

Para diminuir então esta relação para o valor 10,3 é necessário colocarmos um capacitor, denominado trimmer, em paralelo com o capacitor variável.

O valor provável (C_T) que deverá ter o trimmer pode ser calculado, já que os novos valores mínimos e máximo do capacitor total (variável mais trimmer), C_{min} e C_{max} respectivamente, são iguais a:

$$C_{max} = C_{vmax} + C_T \quad (2)$$

$$C_{min} = C_{vmin} + C_T \quad (3)$$

Dividindo-se (2) por (3) têm-se

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{C_{vmax} + C_T}{C_{vmin} + C_T} \quad (4)$$

Esta é uma equação algébrica de primeiro grau que uma vez resolvida em função de C_T nos dá:

$$C_T = C_{vmin} \left[\frac{\frac{C_{vmax}}{C_{vmin}} - \frac{C_{max}}{C_{min}}}{\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1} \right] \quad (5)$$

Em nosso exemplo tem-se

$$C_T = 20 \left[\frac{20 - 10,3}{10,3 - 1} \right] = 20 \left[\frac{9,7}{9,3} \right] = 20,7\text{pF}$$

Este é portanto o valor do trimmer C_T .

Podemos agora achar os valores de C_{max} e C_{min} que serão usados nos cálculos subsequentes.

Pelas equações (2) e (3) têm-se

$$\begin{aligned} C_{max} &= 400 + 20,7 = 420,7\text{pF} \\ C_{min} &= 20 + 20,7 = 40,7\text{pF} \end{aligned}$$

Sabemos que estas capacitâncias, em paralelo com a bobina de sintonia, determinam as frequências de ressonância nos extremos da faixa, daí obtemos então o valor do indutor de sintonia. No fim da faixa tem-se:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{min}}} \text{ ou } L = \frac{1}{4\pi^2 (f_{max})^2 \times C_{min}} \quad (6)$$

Substituindo-se os valores já calculados têm-se:

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{4\pi^2 \times (1640)^2 \times 40,7} \\ L &= \frac{1}{4\pi^2 \times (1640 \times 10^3)^2 \times (40,7 \times 10^{-12})} = 233\mu\text{H} \end{aligned}$$

Esta bobina deverá ser enrolada no próprio ferrite da antena. Uma vez montada no circuito, ela pode ser ajustada, diminuindo-se ou aumentando-se o espaçamento entre as espiras.

No circuito de sintonia inter-etapa, os mesmos valores de L e C_T deverão ser utilizados em princípio. Apenas a construção da bobina deverá ser diferente. O corpo desta bobina poderá ser do tipo comercial, com núcleo de ferrite para ajuste de sintonia.

Note-se, que o trimmer deve ser um capacitor ajustável, pois na realidade, o valor calculado 20,7pF, é o agrupamento paralelo do trimmer, capacitância parasítica da bobina, e outras capacitâncias espúrias do circuito.

Cálculo da bobina osciladora

Uso de um trimmer em paralelo com o variável da etapa osciladora.

A frequência intermediária do nosso receptor é igual a 455kHz e o oscilador local

deve oscilar acima da frequência recebida. Teremos então para frequências extremas do oscilador, os valores:

$$\begin{aligned} f_{\text{omin}} &= 510 + 455 = 965\text{kHz} \\ f_{\text{omax}} &= 1640 + 455 = 2095\text{kHz} \end{aligned}$$

Pela equação (1) resulta

$$\frac{C_{\text{omax}}}{C_{\text{omin}}} = \left(\frac{2095}{965} \right)^2 = 4,65$$

Colocando-se um trimmer C_{OT} em paralelo com o variável, podemos calcular seu valor, de acordo com a expressão (5)

$$C_{\text{OT}} = 20 \cdot \left[\frac{20 - 4,65}{4,65 - 1} \right] = 20 \cdot \left[\frac{15,35}{3,65} \right] = 84\text{pF}$$

Pelas fórmulas (2) e (3) tem-se

$$\begin{aligned} C_{\text{omax}} &= 400 + 84 = 484\text{pF} \\ C_{\text{omin}} &= 20 + 84 = 104\text{pF} \end{aligned}$$

Pela fórmula (6) calculamos L_o

$$L_o = \frac{1}{4\pi^2 (2095 \times 10^3)^2 \times 84 \times 10^{-12}} = 54\mu\text{H}$$

O diagrama simplificado do circuito ficaria de acordo com a fig. 2.

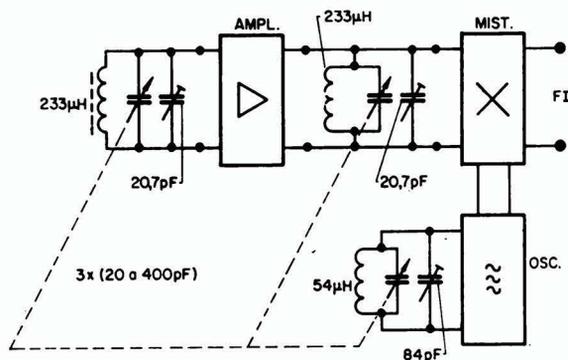


FIG. 2

Erro de rastreo no meio da faixa

Vamos supor que quiséssemos receber uma estação na frequência de 1000kHz. O oscilador local forneceria a frequência de 1000kHz mais 455kHz, ou seja 1455kHz.

O valor do capacitor total de sintonia do oscilador naquela frequência deverá ser:

$$C_o = \frac{1}{4\pi^2 (f_o)^2 \times L_o}$$

Como o valor de L_o é 54µH tem-se:

$$C_o = \frac{1}{4\pi^2 (1455 \times 10^3)^2 \times 54 \times 10^{-6}} = 214\text{pF}$$

O valor do variável, naquele ponto, se obtém, diminuindo-se do valor total o valor do trimmer do oscilador.

$$C_v = 214 - 84 = 130\text{pF}$$

Como as secções do capacitor são iguais conclui-se que na etapa RF o valor do capacitor responsável pela sintonia, estará sendo o mesmo 130pF somado ao trimmer de 20,7pF:

$$C = 130 + 20,7 = 150,7\text{pF}$$

Como a bobina da etapa RF vale $233\mu\text{H}$ pode-se calcular a frequência de sintonia

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(233 \times 10^{-6}) \times (150,7 \times 10^{-12})}} = 860\text{kHz}$$

Portanto, a etapa RF está sintonizada em 860kHz, enquanto que o oscilador local provoca a recepção de uma estação de 1000kHz. Há um erro de rastreo de 140kHz, para a recepção da estação de 1000kHz. Se os circuitos sintonizados da etapa RF tiverem individualmente um Q de 50, pode-se prever que a atenuação do sinal recebido seria cerca de 30dB. Isto naturalmente compromete o projeto.

O sistema de sintonia utilizado para o oscilador, permite rastreo correto apenas em pontos extremos da faixa. No intervalo entre aqueles pontos, a etapa RF estará sintonizada sempre abaixo.

Para minimizar os erros de rastreo, poderemos utilizar um outro sistema de sintonia para o oscilador. Emprega-se além de trimmers, um capacitor adicional conhecido como "padder".

O arranjo fica de acordo com a fig. 3.

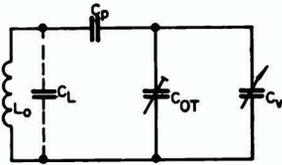


FIG. 3

Neste circuito, C_L representa capacitâncias espúrias da bobina; C_p é o padder; C_{OT} é o trimmer e C_v é o variável.

Um arranjo desta forma provoca rastreo exato em três pontos da faixa: um deles deve estar no meio da faixa.

Quando os pontos de exato rastreo são bem escolhidos é possível fazer com que o erro máximo, de rastreo em toda a faixa de onda média não exceda 10kHz.

Vamos determinar os valores dos elementos do circuito para o caso em que o rastreo é exato nos extremos da faixa e em uma frequência central que é a média geométrica entre as frequências extremas.

$$f_{\text{media}} = \sqrt{f_{\text{min}} \times f_{\text{max}}} = \sqrt{510\text{kHz} \times 1640\text{kHz}} = 920\text{kHz}$$

Os valores dos componentes da etapa RF são aqueles já calculados inicialmente. Resta determinar os elementos do circuito oscilador.

A dedução das fórmulas para o cálculo é bem complicada. Entretanto, tais fórmulas estão tabeladas no livro "Radiotron Designer's Handbook" da R.C.A. Na página 1010 desse livro há um exemplo de cálculo de rastreo deste tipo.

Inicialmente calculamos os parâmetros: α , β e R

$$\alpha = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{inter}}}$$

$$\beta = \frac{f_{\text{max}} + F_1}{f_{\text{min}} + F_1}$$

$$R = \frac{\alpha^2 [2\beta + (1 + \beta) \sqrt{\alpha}]}{\beta^2 [2\alpha + (1 + \beta) \sqrt{\alpha}]}$$

Nestas fórmulas, F_1 é a frequência intermediária, e f_{max} e f_{min} são respectivamente a maior e a menor frequência de recepção.

A seguir calculamos os parâmetros P_{max} , T_{cmax} e P_{min}

$$P_{\text{max}} = \frac{C_{v\text{max}} - C_{v\text{min}}}{R - 1}$$

$$T_{\text{cmax}} = \frac{C_{v\text{max}} - C_{v\text{min}}}{R\beta^2 - 1}$$

$$P_{\text{min}} = P_{\text{max}} - T_{\text{cmax}}$$

Nestas fórmulas $C_{v\text{max}}$ e $C_{v\text{min}}$ são os valores máximos e mínimos do capacitor variável.

Finalmente, calculamos os elementos do oscilador trimmer C_{OT} ; padder C_p e indutor L_0 . Para isto é necessário estimar o valor da capacitância espúria C_L .

$$C_{OT} = T_{\text{cmax}} - C_L$$

$$C_p = P_{\text{min}} + C_L$$

$$L_0 = \frac{25.330 \times P_{\text{min}} \times P_{\text{max}}}{T_{\text{cmax}} \times C_p^2 (f_{\text{max}} + F_1)^2}$$

(capacitâncias em pF; frequências em MHz; L_0 em μH)

Para o nosso caso têm-se:

$$\alpha = \frac{1640}{510} = 3,2$$

$$\beta = \frac{1640 + 455}{510 + 455} = 2,17$$

$$R = \frac{(3,2)^2 [2 \times 217 + (1 + 2,17) \sqrt{3,2}]}{(2,17)^2 [2 \times 3,2 + (1 + 2,17) \sqrt{3,2}]} = 1,60$$

$$P_{\max} = \frac{400 - 20}{1,60 - 1} = 631 \text{ pF}$$

$$T_{\max} = \frac{400 - 20}{1,60 \times 2,17^2 - 1} = 67,1 \text{ pF}$$

$$P_{\min} = 631 - 67,1 = 563,9$$

Vamos supor que a capacitância espúria C_L , vale aproximadamente 8pF. Então, tem-se:

$$C_{oT} = 67,1 - 8 = 59,1$$

$$C_p = 563,9 + 8 = 571,9$$

$$L_o = \frac{25.330 \times 563,9 \times 631}{67,1 \times (571,9)^2 (1,640 + 0,455)^2} = 93 \mu\text{H}$$

A fig. 4 esquematiza o sistema.

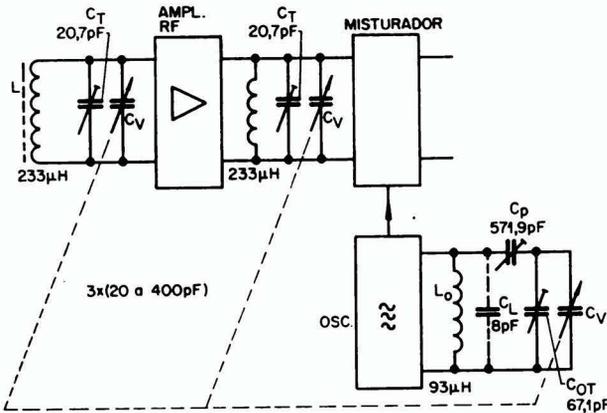


FIG. 4

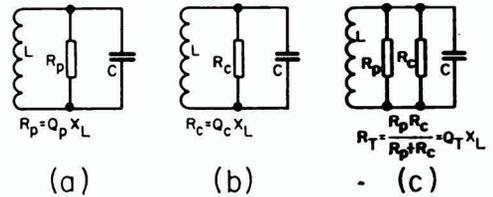


FIG. 5

Cálculo da transferência de sinal entre circuitos e transistores

Consideraremos diversos tipos de grandeza Q de circuitos sintonizados ou seja:

Q_p — provocada pelas perdas naturais das bobinas. O circuito sintonizado que possui a grandeza Q_p , é equivalente a um resistor de perdas R_p em paralelo com um circuito ressonante (Fig. 5-a), sendo X_L a resistência indutor na frequência de ressonância, tem-se $R_p = Q_p \times X_L$.

Q_c — provocada pela carga transferida ao circuito. O circuito equivalente possui um resistor R_c dado por $R_c = Q_c \cdot X_L$ (Ver fig. 5-b).

Q_T — provocado simultaneamente tanto pelas perdas como pela carga. Equivale a um circuito sintonizado, em cujos bornes existe a combinação de R_p e R_c (Ver fig. 5-c). Neste caso têm-se

$$\frac{R_p + R_c}{R_p \cdot R_c} = Q_T X_L \text{ ou } R_T = Q_T X_L$$

Das definições acima, pode-se deduzir que

$$Q_T = \frac{Q_p + Q_c}{Q_p Q_c} \quad (7)$$

Ou também,

$$Q_c = \frac{Q_T Q_p}{Q_p - Q_T} \quad (8)$$

A grandeza Q_T é a que determina a largura de faixa em 3dB de um circuito sintonizado usado em amplificadores.

$$B = \frac{f_r}{Q_T} \quad \text{onde} \quad \begin{array}{l} f_r = \text{freqüência de ressonância} \\ B = \text{largura de faixa} \end{array}$$

Se trabalharmos com bobinas com núcleos de ferrite que possibilitam acoplamento $k = 1$, são válidas as seguintes afirmações:

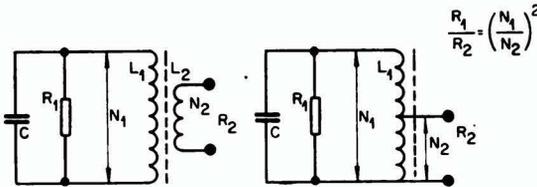


FIG. 6

a) A transferência da carga de um enrolamento para outro segue a relação quadrática de número de espiras (Ver fig. 6)

$$\frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

b) A freqüência de sintonia não se altera quando se carrega ou descarrega um dos enrolamentos. Ela é sempre dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}}$$

Nesta fórmula, L_1 é o enrolamento que se sintoniza com o capacitor C

Cálculo da derivação ("tap") da bobina da antena

O circuito sintonizado de antena deve ser carregado com a impedância de entrada do primeiro transistor de RF.

Quando este transistor está montado segundo a Fig. 7, ele apresenta uma impedância de entrada da ordem de 600Ω . ($R_{in} = 600\Omega$).

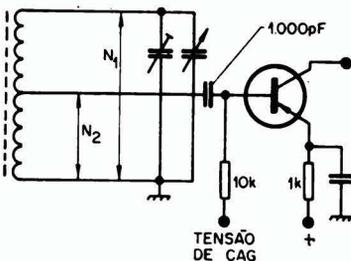


FIG. 7

$$Q_p = 150$$

É interessante carregá-lo até cair para 50, devido a considerações de largura de faixa.

O Q do circuito de antena é da ordem de 150.

$$Q_T = 50$$

$$Q_c = \frac{Q_p Q_T}{Q_p - Q_T} = \frac{150 \times 50}{150 - 50} = 75$$

$$Q_c = 75$$

Na freqüência média de 910kHz tem-se

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi \times 910 \times 233 \times 10^{-3} = 1,33k\Omega$$

Resistência transferida da carga para o circuito:

$$R_c = Q_c X_L = 75 \times 1,33 = 100k\Omega$$

Relação de espiras

$$\left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{R_c}{R_{in}} \text{ ou } \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_c}{R_{in}}} = \sqrt{\frac{100.000}{600}} \approx 13$$

Daí se conclui portanto que a bobina de antena é construída de tal maneira que tem no total um número de espiras treze vezes maior do que o número de espiras existente entre a base e a massa.

Circuito inter-etapa (Fig. 8).

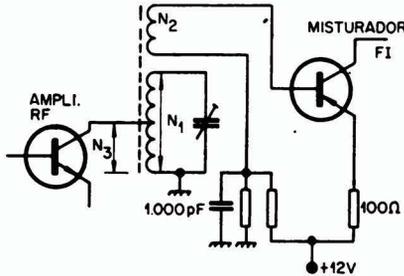


FIG. 8

Aqui, supomos que o misturador possui, também, uma impedância de entrada de 600Ω , ou seja

$$R_{in} = 600\Omega$$

O valor de Q_p da bobina inter-etapa é da ordem de 120. Devemos, mais uma vez carregar, até atingir um Q_T igual a 50.

$$Q_T = 50$$

$$Q_c = \frac{Q_p Q_T}{Q_p - Q_T} = \frac{120 \times 50}{120 - 50} = 86$$

$$R_c = Q_c X_L = 86 \times 1,33\Omega = 114k\Omega$$

Relação de espiras:

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_c}{R_{in}}} = \sqrt{\frac{600}{114.000\Omega}} = 14$$

Conclusão: o enrolamento da bobina inter-etapa, que vai da base do misturador à massa tem 14 vezes menos espiras que o primário.

A impedância equivalente de bobina inter-etapa, carregada é:

$$R_T = Q_T \times X_L = 50 \times 1,33k\Omega = 66k\Omega$$

Entretanto o primeiro transistor de RF, para operar de maneira satisfatória, requer uma carga de $5k\Omega$. Devemos, portanto, fazer uma derivação na bobina inter-etapa a fim de que a impedância transferida para o coletor daquele transistor seja $R_L = 5k\Omega$

$$\frac{N_1}{N_3} = \sqrt{\frac{R_T}{R_L}} = \sqrt{\frac{66.000}{5.000}} = 3,25$$

Conclui-se que o número de espiras do coletor para a massa, deve ser 3,25 vezes menor do que o total da bobina sintonizada.

Cálculo do circuito oscilador

Quando a frequência de recepção é $910kHz$, a frequência osciladora é $910 + 455 = 1365kHz$

$$f_o = 1365kHz$$

$$X_{L_o} = 2\pi f_o L_o = 2\pi \times 1365 \times 93 \times 10^{-3} = 800\Omega$$

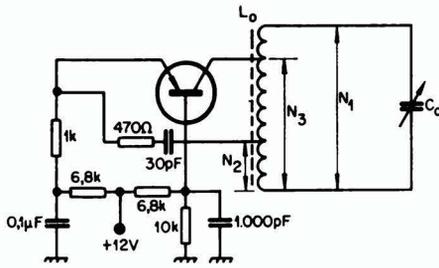


FIG. 9

Supomos também um $Q_p = 120$ e um $Q_T = 50$
Portanto,

$$Q_e = \frac{Q_p Q_T}{Q_p - Q_T} = 75$$

A impedância à derivação N_2 é aproximadamente 600Ω.

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{60.000}{600}} = 10$$

$$R_T = Q_T X_{L_0} = 50 \times 800\Omega = 40k\Omega$$

A impedância que o coletor vai enxergar deverá ser:

$$R_L = 20k\Omega$$

$$\frac{N_1}{N_3} = \sqrt{\frac{40.000}{20.000}} = 1,4$$

Conclusão: a derivação que vai para o circuito de base deve ter 10 vezes menos espiras do que o total. Para o coletor, o número de espiras deverá ser apenas 1,4 vezes menor do que o total.

O circuito resultante da etapa RF e osciladora está esquematizado na fig. 10.

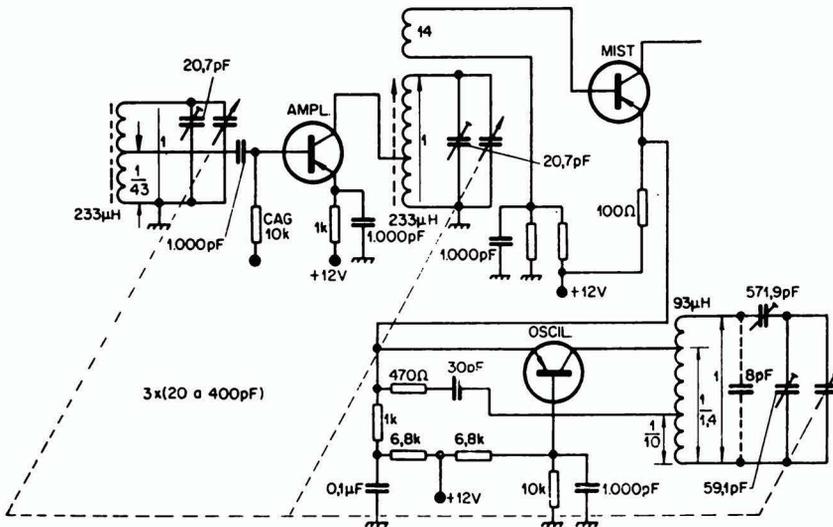


FIG. 10

Rejeição da frequência imagem resultante:

A frequência imagem está distante de duas vezes a FI da frequência recebida ou seja:

$$\Delta F \text{ imagem} = 2 \times 455\text{kHz} = 910\text{kHz}$$

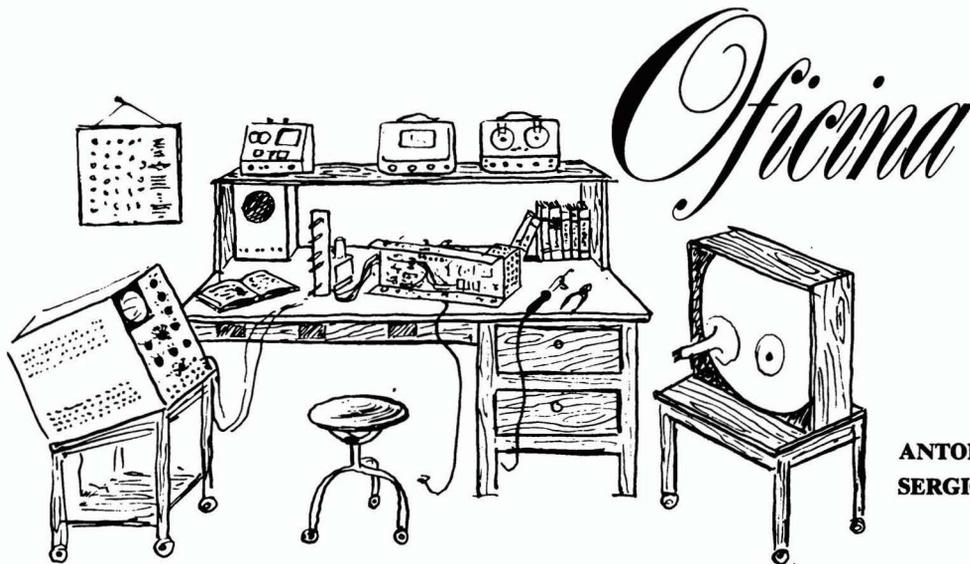
O livro "Reference Data for Radio Engineers" da I. T. T., tem na página 243 uma série de curvas de seletividade de circuitos ressonantes. Em nosso caso interessa a curva de seletividade de um circuito simples ("single-circuit"). Pode-se determinar a atenuação das frequências afastadas do ponto de ressonância da curva. A abscissa é normalizada e é

dada por $Q \times \frac{2\Delta F}{F_0}$ onde Q seria o nosso Q_T ; F_0 seria a frequência de sintonia e

ΔF seria o afastamento da frequência que se quer rejeitar. Tem-se então:

$$\frac{(Q_T) \times 2 \times (\Delta F_{\text{imagem}})}{F_0 \text{ (central)}} = \frac{50 \times 2 \times 910\text{kHz}}{910\text{kHz}} = 100$$

Embora esta abscissa esteja fora do gráfico, pode-se extrapolar e concluir-se que a atenuação da imagem será de 40dB. Como temos dois circuitos sintonizados na etapa RF, conclui-se que, na frequência central de recepção, a imagem será rejeitada 80dB.



ANTONIO P. MIGUEL
SERGIO A. BOGGIO

RÁDIO-RECEPTOR COM BAIXO VOLUME

Vamos apresentar neste artigo um caso interessante, ocorrido com um rádio-receptor de cabeceira, no qual o volume de reprodução era deficiente.

Procuramos, antes de mais nada, identificar o estágio provavelmente responsável pelo defeito. Para tal, ligamos um toca-discos à grade da válvula pré-amplificadora de áudio, no nosso caso, uma 12AV6. Ao ser tentada a reprodução de um disco, o baixo volume no alto-falante indicava deficiência no ganho. Isto é, por sua vez, indício seguro de que deveríamos procurar o defeito no estágio de amplificação de áudio. Se, pelo contrário, o sinal do toca-discos fôsse perfeitamente reproduzido pelo receptor, deveríamos examinar os estágios de RF e FI com maior atenção.

Para maior clareza de nossas explicações, utilizaremos o circuito parcial da Fig. 1, representando a parte do receptor em que suspeitamos se localize o defeito.

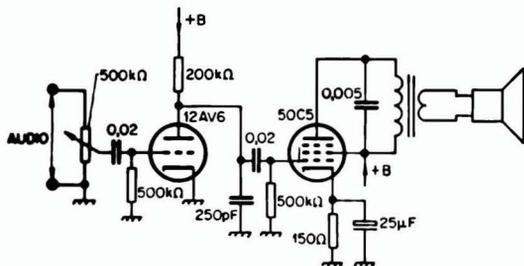


FIG. 1

Uma causa que imediatamente se nos apresenta como possível é uma deficiência na alimentação +B. Devemos, assim, verificar todas as tensões, da seguinte forma:

1. Tensão alternada no anodo da válvula retificadora. No nosso caso, era de 102V
2. Tensão de catodo da retificadora, que acusou 125V
3. Tensão da grade de blindagem da válvula de saída, onde constatamos o valor de 120V
4. Tensão de anodo da válvula de saída 115V

Todos estes valores medidos são normais e assim podemos estar seguros de que a parte retificadora está em ordem. Um valor muito baixo no anodo da válvula de saída indicaria defeito no transformador de saída, sulfatação ou contato deficiente nas ligações.

Prosseguindo, medimos a tensão de anodo da 12AV6, encontrando um valor de 67V. Um valor muito baixo nesse ponto, da ordem de 15V ou menos, indicaria valor alterado no resistor de anodo de 200kΩ, isto é, muito acima do normal; outro suspeito seria o capacitor de 250pF, que poderia estar em curto-circuito.

Constatando valores normais para todas as tensões medidas, pudemos excluir a possibilidade de uma deficiência na parte de alimentação.

Outra causa provável, uma válvula esgotada, foi excluída mediante a substituição das 12AV6 e 50C5, que em nada alterou o defeito.

Partimos para um exame um pouco mais detido do potenciômetro, nosso próximo "candidato". Para constatar a existência ou não de mau contato, colocamos o cursor na posição de máximo volume e colocamos em curto-circuito o terminal central com o extremo "vivo". Um aumento do volume localizaria aí a causa do defeito; nada aconteceu no nosso caso.

O passo seguinte seria a verificação dos capacitores de acoplamento, cujo provável defeito seria a interrupção. Para verificá-los bastaria associá-los em paralelo, capacitores de igual valor. Feito isso, não houve melhora alguma, o que prova não estar aí a causa do defeito.

Um valor alterado (muito alto) do resistor de catodo da válvula de saída poderia também provocar o mesmo fenômeno. Um rápido teste com o ohmímetro eliminou este componente do rol dos suspeitos.

Restavam então as verificações: capacitor de $.005\mu\text{F}$, transformador de saída e altofalante. A isolamento do capacitor, medida com o ohmímetro, revelou-se satisfatória; o transformador, também medido com o ohmímetro, nada revelou de anormal. O altofalante, experimentalmente ligado a outro receptor de que dispúnhamos, também funcionou perfeitamente.

A essa altura, resolvemos fazer a medição da tensão alternada no anodo da válvula de saída. Colocamos o potenciômetro na posição de máximo volume e ligamos um voltímetro de corrente alternada entre o anodo da 50C5 e o chassi (não se deve esquecer de colocar, em série com o instrumento, um capacitor de 10 a 50nF para bloquear a componente contínua da tensão anódica). A medida é feita com um sinal na entrada, rádio ligado, pick-up ou então gerador de áudio conectado à grade da 12AV6.

Realizando a medição, encontramos no anodo um valor de 3V (valor eficaz) na grade de controle da mesma válvula existia uma tensão alternada de 1V. Como já verificamos anteriormente, a válvula se encontrava em perfeito estado, assim como o capacitor de $.005\mu\text{F}$; logo, o único causador da anomalia poderia ser o transformador de saída. Efetivamente, trata-se de uma anomalia ao encontrarmos apenas 3 volts alternados no anodo da válvula de saída, pois, em condições normais, um sinal de 1V

na grade de controle deveria causar o aparecimento de um sinal de aproximadamente 50V no anodo.

Trocamos o transformador de saída e o rádio voltou a funcionar normalmente.

Mas, poderia perguntar o leitor, qual o defeito do transformador de saída se a medição com o ohmímetro e a medição de tensão contínua nada acusou?

O ohmímetro mede a resistência do fio de que é feito o enrolamento. Essa resistência é normalmente muito baixa e o único valor da medida com o ohmímetro é de indicar se o fio está ou não interrompido; um curto-circuito entre espiras não é indicado. O mesmo acontece no caso da medição de tensão contínua no anodo: um enrolamento com espiras em curto-circuito pouco influi sobre a tensão contínua medida. Somente possui valor essa medida, no caso de interrupção do enrolamento.

Desmontando o transformador de saída, constatamos que, efetivamente, havia inúmeras espiras em curto-circuito no primário. Um curto-circuito no entre espiras do enrolamento reduz apreciavelmente a sua impedância, o que por sua vez prejudica sensivelmente o ganho (e o volume no alto-falante).

Dispondo de um pesquisador de áudio, a localização do defeito poderia ser feita da seguinte maneira: ouviríamos, em primeiro lugar, o sinal existente na grade da 12AV6 e, a seguir, em seu anodo, observando a amplificação. Repetindo o mesmo processo com a 50C5, logo notaríamos que a amplificação nesta é insuficiente. A pesquisa com o multímetro ficaria resumida às tensões de alimentação e aos componentes.

S. A. B.

TELEVISOR SEM BRILHO E SEM SOM

(O aparelho se apresenta como se estivesse desligado)

Uma vez que o aparelho está sem brilho e sem som, a causa do defeito deve ter relação, ao mesmo tempo, com os circuitos que possibilitam a reprodução de som e a produção de brilho na tela do kinescópio. A relação que existe entre estes circuitos é a tensão de +B e a tensão de filamento; portanto, a causa do defeito estará na fonte de alimentação.

Como o número de marcas e modelos de aparelhos de televisão é muito grande, pode-se deparar facilmente com uma série diferente de fontes de alimentação. Os tipos mais comumente usados de fontes de alimentação são:

- Com retificação de onda completa, usando válvula e com os filamentos em série ou em paralelo.
- Com retificação de meia onda, usando diodo metálico (silício) e filamentos em série.
- Com retificador-dobrador de tensão de onda completa e filamentos em série ou paralelo.
- Com retificador-dobrador de tensão de meia onda e filamentos em série.

Como vimos, os tipos de fontes de alimentação são vários, mas para o conserto devemos verificar em primeiro lugar se as válvulas acendem ou não. Com esta separação o tempo de conserto é bastante abreviado.

No caso das válvulas não acenderem devemos localizar o fusível, que normalmente está localizado na parte traseira do chassis, em geral com uma indicação na tampa traseira do TV.

Verificado o fusível, ou não se encontrando o mesmo, devemos partir para medições, que nos possibilitam já a verificação de todo o circuito.

Tendo-se a fonte de alimentação à mostra, devemos colocar uma das pontas de prova do voltímetro de C. A. no ponto A indicado nas figuras 2-3-4-5 e a outra ponta de prova no ponto B e em seguida nos pontos C, D, e finalmente nos pontos y das figs. 3 e 4. O voltímetro deverá ser colocado para medição de tensão na escala de 250V ou 300V.

Se encontrarmos tensão (110V) nos pontos B, C, e D comprovaremos que, o cordão de força, o fusível e o interruptor estarão em perfeitas condições. No caso de ter esta fonte de alimentação os filamentos em série, devemos continuar as medições em todos os pontos y, sendo que a tensão presente nesses pontos comprova o funcionamento da válvula anterior; onde desaparece esta tensão, a válvula anterior estará com o filamento interrompido.

Desde que o aparelho tenha os filamentos das válvulas ligados em paralelo só restaria verificar continuidade do primário do transformador e o secundário de 6,3V que poderia inclusive estar com suas ligações desoldadas. Mas neste caso a válvula retificadora permaneceria acesa e não haveria necessidade de se fazer os testes anteriores.

Não devemos nos esquecer que alguns aparelhos com alimentação em série se utilizam de um resistor em série com os filamentos, o NTC (ou termistor)

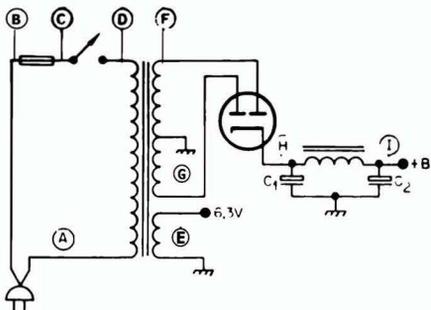


FIG. 2

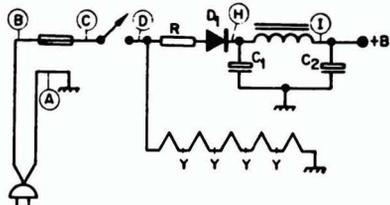


FIG. 3

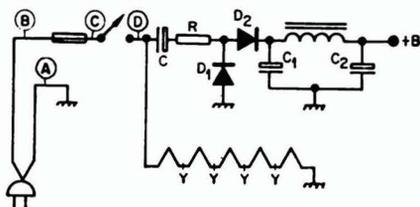


FIG. 4

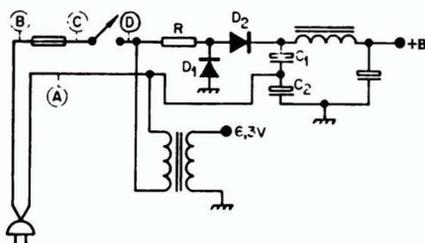


FIG. 5

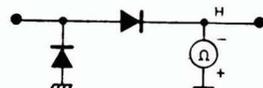
sendo que sua resistência varia com a temperatura — quando frio tem uma resistência elevada, com o aquecimento a resistência diminui — protegendo as válvulas do pico de tensão inicial dando a elas condições de maior durabilidade.

Na segunda hipótese, ou seja, estando as válvulas acesas, devemos inicialmente verificar se não há curto circuito entre o chassis e a tensão de +B, principalmente se a válvula retificadora ou o fuzível de +B (se houver), estiverem queimados. No caso da válvula retificadora queimada ou em curto, basta retirar a válvula do soquete, e com o ohmímetro medir continuidade, colocando-se uma ponta de prova no chassis, inserindo a outra nos orifícios do soquete, até se encontrar um deles que cause a carga dos eletrolíticos ou seja o ponteiro do instrumento se movimentará rapidamente para o lado direito e posterior-

mente volta lentamente para o ponto zero. Se não encontrarmos esta carga dos eletrolíticos num dos orifícios do soquete não devemos trocar a válvula mas sim procurar o curto circuito entre +B e chassis.

Estando portanto, o +B em curto com o chassis, o que poderá ser constatado medindo-se continuidade entre o chassis e o ponto I, devemos isolar a fonte de alimentação do restante do TV cortando a ligação no ponto I, ficando os circuitos como se apresenta nas figuras 2, 3, 4 e 5. Agora medimos novamente continuidade entre o ponto I e chassis; se persistir o curto, devemos desligar o ponto H e se continuar o curto no ponto I o capacitor eletrolítico ou o choque de filtro estarão em curto. Caso desapareça neste ponto o curto, o secundário do transformador de força, o capacitor eletrolítico, (C₁) ou os diodos retificadores estarão em curto.

FIG. 6



Na figura 6 está indicada a direção da circulação de corrente pelos diodos; portanto se colocarmos o instrumento para medição de continuidade com a polaridade indicada na figura (a polaridade da bateria do instrumento normalmente é contrária à das pontas de prova) haverá uma movimentação do ponteiro como se tivesse um curto-circuito entre o ponto H e chassis, pois haverá circulação de corrente da bateria do instrumento. Devemos então nos casos de dobradores de tensão, medir continuidade invertendo a ponta de prova do ohmímetro, só haverá realmente curto-circuito se o ponteiro do instrumento defletir também após a inversão das pontas de prova.

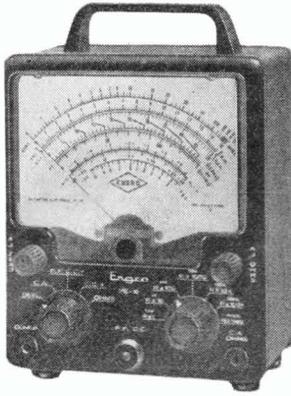
Havendo sido feito o desligamento do ponto I e neste ponto tenha desaparecido o curto, devemos acompanhar a ligação que sai deste ponto e se houver mais de uma ligação, desligá-las todas, verificando sempre em qual delas permanece o curto e testar os componentes a elas ligados que possam provocar curto-circuito com o chassis, como capacitores, transformadores ou mesmo válvulas.

Para finalizar podemos encontrar um aparelho com as válvulas acesas e não havendo curto entre +B e chassis. Neste caso poderão ser feitas as verificações com mais facilidade, porque nos permite o conserto com o TV ligado.

É evidente que, não havendo tensão de +B, trocaremos em primeiro lugar a válvula retificadora. Se persistir o defeito, vamos medir tensão com o voltímetro de C. C. na escala de 500V (ou escala maior), colocando-se a ponta de prova do negativo no chassis e do positivo no ponto H. Se houver tensão, o choque de filtro estará interrompido, ou no caso de haver um resistor ele estará interrompido.

Não havendo tensão também no ponto H, os secundários do transformador de força, os diodos D-1 e D-2 ou resistor R estarão interrompidos, ou ainda os capacitores C, C-1 e C-2 dos dobradores estarão completamente sem capacidade. Para se verificar a interrupção dos secundários do transformador de força basta medir a tensão nas placas (pontos F e G) da válvula retificadora com o Voltímetro de C. A.; não havendo tensão, o transformador estará queimado.

A. P.



Voltímetro Eletrônico VE-10

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

INSTRUMENTOS ELETRICOS ENGRO S. A.

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

ELECTRON

REVISTA DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

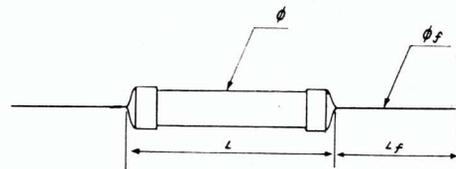
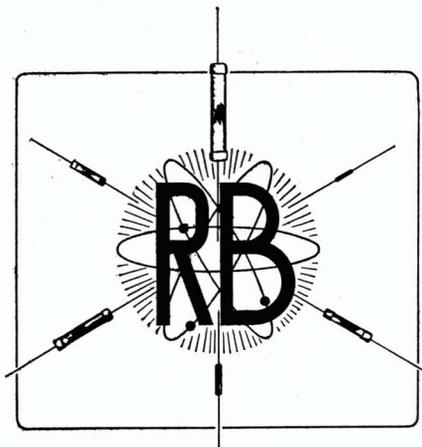
Uma publicação de alto nível destinada a professores, engenheiros, técnicos de alto gabarito e estudantes universitários, no campo da eletrônica. Proporciona um tratamento completo ao assunto, com seus mais diversos aspectos: tecnologia, aplicações, teoria, ensino, indústria, mercadologia, projetos, pesquisa, relações humanas, etc. A primeira e única publicação do gênero da América Latina.

Preço do número avulso ou atrasado NCr\$ 3,50; Assinaturas: 1 ano (6 números) — registrada NCr\$ 14,50; aérea-registrada NCr\$ 18,50; 2 anos (12 números) — registrada NCr\$ 25,00; aérea-registrada NCr\$ 36,00; 3 anos (18 números) — registrada NCr\$ 33,00; aérea-registrada NCr\$ 46,50.

COLEÇÕES ENCADERNADAS: Volume I (1964): esgotada; Volume II (1965) NCr\$ 23,00; Volume III (1966): NCr\$ 23,00; Volume IV (1967): NCr\$ 23,00.

ETEGIL

Rua Santa Ifigênia, 180
Cx. Postal 30869 - S. Paulo
End. Telegr.: "GRAFTRON"



Tipo	Resistência		Potência máxima W	Tensão máxima V	Dimensões mm			
	Min. Ω	Máx. M Ω			L	ϕ	LS	ϕ S
TM	1	5	0,25	500	10	3	30	0,7
TN 1	3	10	0,5	700	17	4,5	30	0,8
TN 2	5	10	1	1000	26	4,5	30	0,8
TN 3	5	10	2	1000	31	6,2	30	0,8
TN 4	5	10	3	1400	46	8,3	30	0,8



R. B. Resistências Brasileiras S/A.

Indústria e Comércio de Componentes Eletrônicos

Fábrica e Escritório: Rua Barão do Rio Branco, 279/283 — Tel.: 61-7996
Santo Amaro
Caixa Postal 3131 — São Paulo — SP — Brasil. End. Telegr.: "ERREBESA"



FROM THE INDUSTRY'S

MOST COMPREHENSIVE LINE...

OPERATIONAL AMPLIFIER

'FIRSTS' BY ZELTEX

100 Volt Chopper Stabilized Diff Amp □ 150 Volt Output Op Amp in Production □ FET Op Amp in Production □ 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Drift for under \$200 □ 100 Volts Output for under \$100 □ 100 Volt low-error multiplier □ 100 Volt low-error sine/cos Generator

Zeltek announces industry firsts time-after-time... because of a company-wide dedication toward filling specific industrial needs. Zeltek is also well known to its customers for helping them out of tight design spots with modifications of existing standard units.

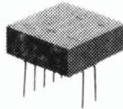
These, in turn, often become standards. Whatever your operational amplifier or computer element requirements... check with Zeltek first. The Zeltek products briefly described below are just a small sample. Write for our latest short-form catalog.



MODULAR OP AMP MODEL 145 with low noise chopper features 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ and 1 $\text{pA}/^\circ\text{C}$ drift, 100 $\text{V}/\mu\text{sec}$ slew rate and 10 V, 20 ma output. All in a new and rugged diecast aluminum case



150 VOLT OP AMP MODEL 140B-HY with chopper allows 100 V rms D/A conversion and gives 50 ma output at 100 V level without booster.



FET DIFFERENTIALS - 132 SERIES offers 10,000 megohm input impedances, 100 picoamp input current, and 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift in convenient 0.4" high flat pack at low cost.



ECONOMY DIFFERENTIAL OP AMP MODEL 115D is designed for medium performance applications where dependability is important. A variety of units available with prices starting from \$19.



ELECTRONIC MULTIPLIER MODEL 583 is typical of a variety of Zeltek non-linear computer elements offering state-of-the-art performance. This one has a maximum static error of 25 mV over the 100 Volt range. It is available in card form or as a completely wired system.



CHOPPER STABILIZED DIFFERENTIAL AMPLIFIER MODEL 111 offers very low drift and high gain in differential form. Six standard versions available with output ranges from 10 V to 100 V

BOOSTER MODEL B-10 increases the output of standard amplifiers to 200 ma for driving capacitive or low resistance loads.

REPRESENTANTE EXCLUSIVO:

SPENCER LTDA.
ELETRÔNICA E METAIS

AVENIDA PAULISTA, 726 • 12º ANDAR • CONJ 1203
CAIXA POSTAL 8991 • END TELEGR • ELETROMETAL • SÃO PAULO

DESEJA TER BOM ÊXITO?!?

APLIQUE NOS SEUS PROJETOS

BOBINAS SOLHAR

ALTO PADRÃO DE QUALIDADE

Trimers 3-30 pF e todos os tipos de bobinas e monoblocos de Rádio e Televisão, para Válvulas e Transistores, VFO, UHF e FM — Auto-Rádio com Etapa de Alta, Filtro de Alta-Freqüência para TV etc.

AGUARDEM NOVOS LANÇAMENTOS

SOLHAR ELETRÔNICA S. A.

RUA TITO N.ºs 978/980 — TELEFONE: 62-9214

CAIXA POSTAL, 1.593

END. TELEGR. "SOLHARTRONIC"

SÃO PAULO, 10

Novas Instalações Henrique de Castro & Filho Ltda.

Acessórios para rádio e transmissão em geral — Receptores e transmissores para radioamadores — Orçamentos sem qualquer compromisso.

RÁDIO

TELEVISÃO

TRANSMISSÃO

REEMBOLSO AÉREO

RUA DOS TIMBIRAS, 299/301

São Paulo — Zona 2

HEWLETT  PACKARD

Completa linha de instrumentos para Eletrônica, Medicina e Química

Informações e Vendas no Distribuidor Exclusivo para o Brasil

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

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

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

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

UMA ORGANIZAÇÃO PARA BEM SERVI-LO

Revendedores de toda linha de produtos **Philips.**
Distribuidores das famosas bobinas **Induco.**



A MAIS COMPLETA LOJA DE MATERIAL ELETRÔNICO DO BRASIL

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

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

SOLICITEM AINDA HOJE NOSSA LISTA DE PREÇOS



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

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

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

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

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

SEMICONDUCTORES

GENERAL  ELECTRIC

Nós não temos tudo que V. venha pedir

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

UJT — transistor unijunção

CUJT — transistor unijunção complementar

SCS — comutador controlável de silício

DIAC — diodo bipolar de disparo

SUS — comutador unilateral

SBS — comutador bilateral

e a mais nova maravilha eletrônica, o...

PUT

transistor unijunção **PROGRAMÁVEL**, qual por meio de duas resistências externas permite variar os parâmetros inalteráveis até ontem, tais como η , R_{BB} , I_P e I_V .

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

Informações e Vendas em

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS
ARTIMAR LTDA.

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

UM LIVRO QUE NÃO PODE FALTAR EM SUA BIBLIOTECA:

Acústica Técnica

Lauro Xavier Nepomuceno
592 páginas, 350 ilustrações
Brochura, formato 16 x 23 cm
Capa plastificada

NCr\$ 33,00

Acaba de ser lançada a primeira obra publicada no Brasil sobre Acústica Técnica. Seus onze capítulos tratam de maneira bastante completa os campos de acústica médico-fisiológica, musical e de comunicações, da psicoacústica, propagação do som, vibrações mecânicas e aplicações de potência e da análise dos demais campos da técnica.

A aplicação da Acústica à Arquitetura está adquirindo importância crescente em nosso país. Esta obra é a primeira editada no Brasil que dedica uma parte apreciável de seu conteúdo a este assunto.

Capítulos: Introdução — Grandezas e unidades — Sistemas mecânicos oscilatórios — O ar como massa vibrante — Radiação e propagação do som — Elementos acústicos — Acústica Arquitetônica e de ambientes — Redução do barulho e vibrações — Acústica subjetiva — Transdutores — Acústica de Comunicações.

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

ETEGIL

editora técnico-gráfica industrial Ltda.

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

MOTOR PARA CORRENTE CONTÍNUA DM - "2000"

Consumo: 9 Volts - 30 mA.

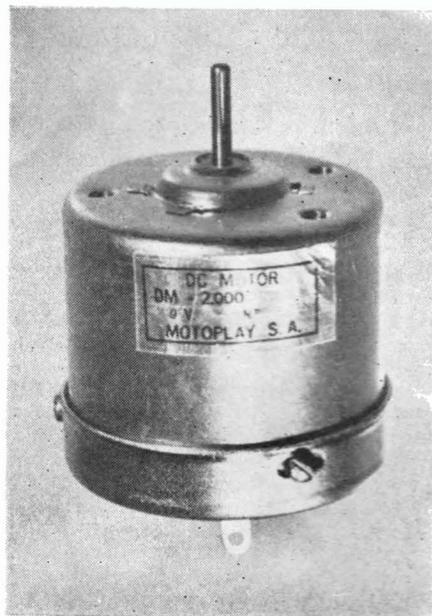
Rotação: 2000 r.p.m.

Rotação consante de 6 a 12 Volts.

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

Dimensões: Altura: 36 mm.

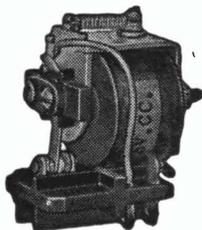
Diâmetro: 39 mm.



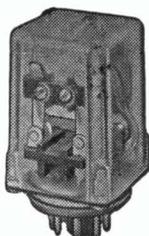
S. A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO

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

R E L É S



TIPO AB 1
1, 2 e 3 pólos
reversíveis



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

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

RELÉS ESPECIAIS PARA TRANSISTORES
PRODUTOS ELETRÔNICOS METALTEX LTDA.

METALTEX

R. JOAQUIM FLORIANO, 307 — SÃO PAULO
Novo telefone: 282-6742

POÇOS DE CALDAS GANHA ESCOLA DE ELETRÔNICA

Encontra-se em fase de instalação no Instituto Educacional São João da Escócia, em Poços de Caldas, a Escola de Eletrônica daquela cidade. Dotada de modernos laboratórios de ensino e pesquisa, essa Escola estará sob a fiscalização do Governo. Ao final do currículo de três anos e do estágio de um ano, conferirá diploma oficialmente reconhecido aos alunos aprovados.

Presentemente, a direção do estabelecimento realiza uma CAMPANHA DE SUCATA para as experiências dos alunos; vem por nosso intermédio solicitar a colaboração do Comércio e da Indústria especializados em eletrônica com essa campanha.

O endereço da Escola de Eletrônica de Poços de Caldas é:

Rua Minas Gerais, 334 — Poços de Caldas — Minas Gerais.

QUAL O
PREÇO *Real*
DE UM
COMPONENTE ELETRÔNICO?

→ **CONFIRA:**

PREÇO DE COMPRA



GASTOS DIVERSOS*



PREÇO REAL

- CUSTO DO PESSOAL EMPREGADO NO PRÉ-TESTE DE COMPONENTES
- CUSTO DOS COMPONENTES REFUGADOS NA LINHA DE MONTAGEM
- CUSTO DAS REJEIÇÕES NA LINHA DE MONTAGEM E TESTE FINAL
- CUSTO DO CONserto DOS APARELHOS REJEITADOS
- CUSTO DA TROCA DE COMPONENTES DE MÁ QUALIDADE DURANTE A GARANTIA
- CUSTO DO PESSOAL ADICIONAL NO DEPTO. DE ASSISTÊNCIA TÉCNICA, DEVIDO A CONSTANTES CHAMADOS

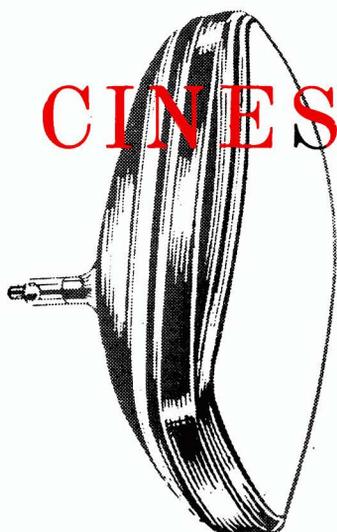
* NOS COMPONENTES DE CATEGORIA, GASTOS DIVERSOS = **ZERO**. PORTANTO, PREÇO DE COMPRA = PREÇO REAL

E LEMBRE-SE:

NENHUMA ECONOMIA NA COMPRA DE COMPONENTES "APARENTEMENTE MAIS BARATOS" PAGA O PREJUÍZO INCALCULÁVEL CAUSADO AO BOM NOME DE SUA MARCA

CONCLUSÃO:

VALE A PENA COMPRAR COMPONENTES DE QUALIDADE



CINESCÓPIOS NOVOS



AGORA TAMBÉM

À BASE DE TROCA

A PREÇOS DE
RECONDICIONADOS
COM 18 MESES
DE GARANTIA

RCA

RECONHECIDAMENTE
A MELHOR QUALIDADE

(Estatísticas provam a menor incidência de reclamações
entre todas as marcas).



EXCLUSIVIDADE PARA O BRASIL:

ASTROMAR RÁDIO PEÇAS LTDA.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 585 — SÃO PAULO — FONE: 34-4205

(Estacionamento grátis para clientes, à Rua General Osório, 172 — esquina da Rua Santa Ifigênia)

REVENDEDORES

Cineral Com. e Ind. de Rádio Ltda.

Rua Antonio de Barros 341 — Fone 92-6093
São Paulo — Capital

Sebastião Alves dos Santos

Rua J. V. da Cunha e Silva 245
Assis — São Paulo

Eletronica Monteiro

Av. Ten. Haroldo Egydio S. Santos 127
Campinas — São Paulo — Fone: 2-3399

Rádio Oficina Brasil

Av. Carlos Porto 134
Jacareí — São Paulo

Jundiá TV Seguros

Rua Bernardino de Campos 306
Jundiá — São Paulo — Fones: 63-20 e 46-05

Oswaldo de Oliveira Maia & Cia.

Rua 4 de Abril 315 — Fone: 37-00
Marília — São Paulo

Servi Ariston Ltda.

Rua 4 n.º 1325
Rio Claro — São Paulo

Chuna Zimelsos

Rua Guedes de Brito 6
Salvador — Bahia

Armando Gonçalves Electron

Rua Dias da Cruz 100. F.
Rio de Janeiro — Guanabara

Casa Du-Som Levy Ltda.

Rua Silva Gomes 11 — Cascadura
Rio de Janeiro — Guanabara

Teletube Ltda.

Rua Platina 1425 — Fone: 22-1928
Belo Horizonte — M. G.

Transplas Ltda. Imp. Ind. e Comercial

Av. Amazonas 885 loja 36
Belo Horizonte — M. G.

Simão & Santos Ltda.

Av. Afonso Pena 42/46
Fone: 3666 — 3894
Uberlândia — M. G.

TV Lar

Av. Alfredo Nasser 34
Goiânia — Goiás

Eletrônica Londrinense Ltda.

R. Madeira 297 — fone 52-6917
Londrina — Paraná

Dino Franceschi

R. Lima e Silva 701
Pôrto Alegre — R. G. S

Rádio Oficina Correa

Rua João Pinheiro 161
Uberaba — M. G.

José Barbosa & Filhos Ltda.

R. Cezário Alvim 1010 — fone 118
Botucatu — S. P.