

eletrônica

MARÇO/ABRIL 1967 - Nº 20

NCRs - 0,85

LEIA NESTE NÚMERO

- PESQUISADOR DE SINAIS
- FREQUÊNCIA DE CORTE E DE TRANSIÇÃO

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

eletrônica

volume IV - número 20 - março/abril 1967

diretor responsável Adalberto Miehe
redator chefe Alfredo Franke
secretário Fausto P. Chermont
consultores eng. Tomas Hajnal
eng. Luciano Kliass
desenhos Alcides J. Pereira
revisão Aduino V. B. Conde
publicidade Roberto Finatti
fotografias Fotolabor Ltda.
clichês Clicheria Unida S. A.
impressão Soc. Benof. S. Camilo
(Dep. Gráf.)
**distribuição exclusiva
para todo o Brasil**
Fernando Chinaglia Distribuidora S. A.
R. Teodoro da Silva, 907
Rio de Janeiro
**distribuição em Portugal
e Províncias Ultramarinas**
Centro do Livro Brasileiro Ltda.
R. Rodrigues Sampaio, 30-B
Lisboa
proprietários e editores
ETEGIL
Ed. Técnico-Gráfica Industrial Ltda.
redação e administração
R. Sta. Ifigênia, 180
Tel. 35-4006 - C. P. 30 869
São Paulo - Brasil

PREÇOS

EXEMPLAR AVULSO NCr\$ 0,85
ASSINATURA 1 ANO
REGISTRADA NCr\$ 4,10
AÉREA REGISTRADA NCr\$ 6,10
ASSINATURA 2 ANOS
REGISTRADA NCr\$ 7,60
AÉREA REGISTRADA NCr\$ 11,60

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

ÍNDICE

Secção de som de televisores híbridos com transistores de silício	61
Pesquisador de sinais transistorizado	65
O vidicon	76
A régua de cálculo	77
Documentação técnica Semp-Mod. TR-1002-K-L-M	81
Como ouvir sua música preferida	83
O multivibrador astável	86
Geradores MHD de energia elétrica	87
Frequência de corte e de transição	91
Interferência de transmissores em TV	96

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

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

A crescente complexidade dos circuitos eletrônicos de aplicação profissional exige, para as operações de manutenção, instrumental cada vez mais especializado, como o osciloscópio. Mostramos na capa, um novo modelo, totalmente transistorizado, o Oscillarzet O5T, da Siemens (Alemanha).

CAPA

CONJUNTO HI-FI

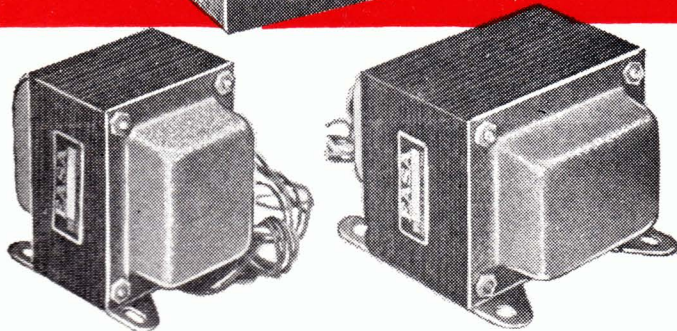
Para a qualidade não

EASA

há sucedênc



Vista do amplificador montado

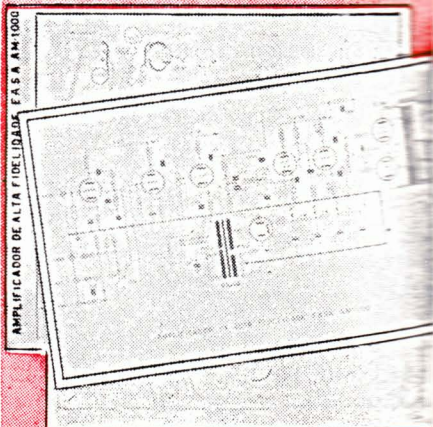


AMPLIFICADOR DE ALTA-FIDELIDADE TIPO AM-1 000

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

CARACTERÍSTICAS

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



AMPLIFICADOR DE ALTA FIDELIDADE EASA AM 1000

Acompanham o conjunto 2 esquemas chapeados e diagrama esquemático

O conjunto é composto de

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

INSTRUÇÕES PARA MONTAGEM

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

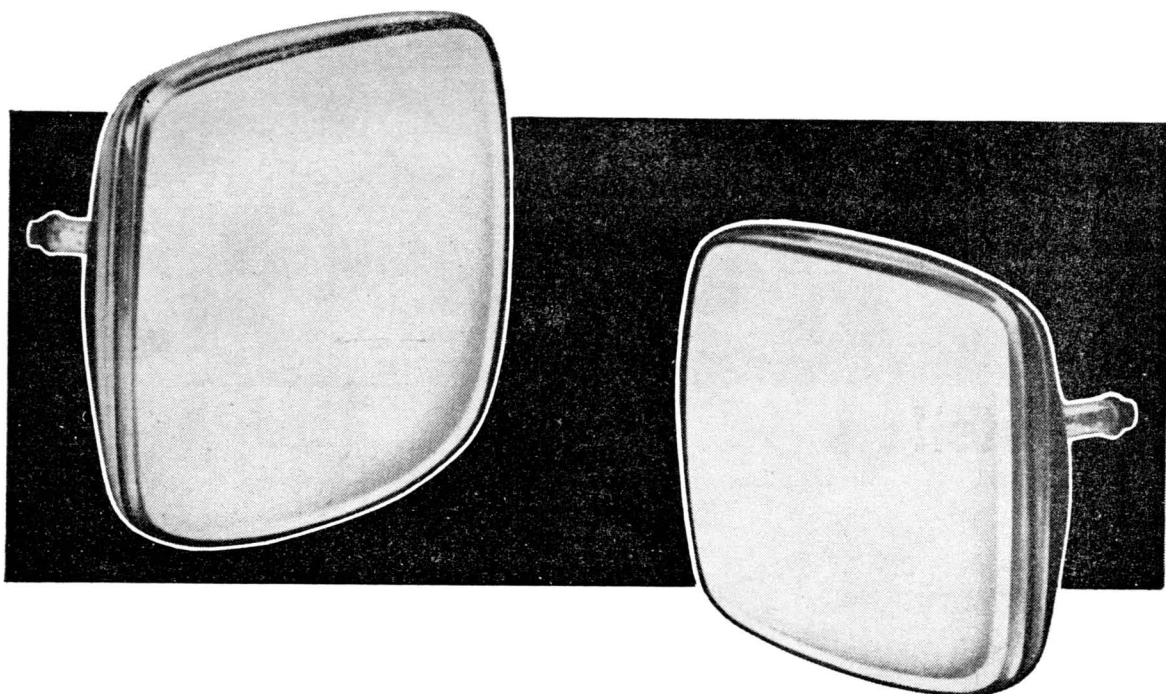
A venda em tôdas boas casas do ramo do Brasil

EASA

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

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

COMPLETA
LINHA DE
TUBOS
SYLVANIA
SILVER SCREEN 85



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



CASA DOS **TUBOS**

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

E NÃO SE ESQUEÇA: ESTACIONAMENTO PRÓPRIO NO LOCAL



gostei!

a “responsabilidade” é do técnico

...porém nada mais agradável do que a “responsabilidade” de proporcionar tanta alegria a tanta gente! Essa alegria gostosa de ver, no vídeo, uma imagem perfeita, sem distorções nem “chuviscos”, com o som mais puro deste mundo. É muito bom saber escolher o cinescópio certo e os componentes adequados, tudo de acordo com o que há de mais atual e perfeito na ciência eletrônica. Alegria para todos são os...

Cinescópios e componentes

“Miniwatt”

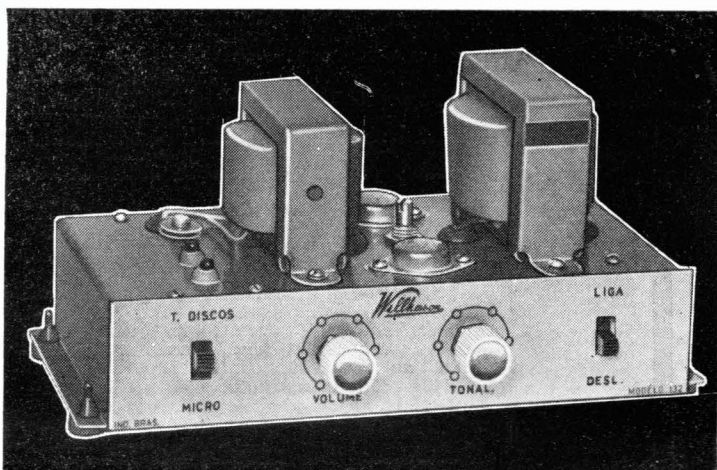
Promo

IBRAPE — PIONEIRA DA ELETRÔNICA NO BRASIL

Kits

Willkason

AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO MOD. 132 "MINI-13"



CARACTERÍSTICAS

Potência de saída
13 watts a 400 Hz

Consumo em 12 V:
em repouso — 110mA
para 13 W — 1,7 A

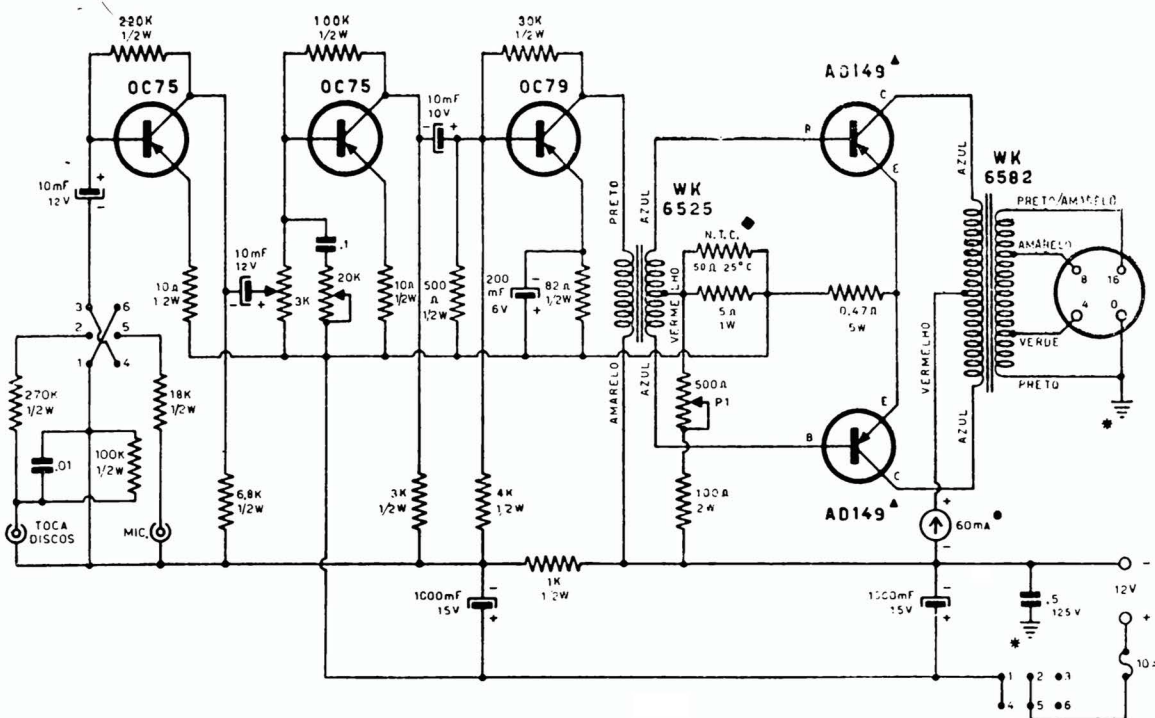
Impedância de saída:
4 — 8 — 16 ohms

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

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

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

Atenuação máxima
8 dB a 7 kHz.



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

PRODUTOS ELÉTRICOS WILLKASON S. A.

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

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

electron

tecnologia - aplicações
projetos - pesquisa
indústria - mercadologia
teoria - ensino

REVISTA DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

Volume IV
Número 20
1967

NCr\$ 2,00

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

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

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

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

- Rádio-receptor AM/FM transistorizado de mesa
- Amplificador de FI para FM ● Fundamentos do «video-tape» ● Contrôlo remoto para receptores de TV
- Considerações gerais sobre auto-rádios ● Sintonizador de FM transistorizado.

A começar com o n.º 21 de Electron, será publicada uma série de artigos explicando o projeto completo, de todos os estágios de receptores transistorizados — assunto de enorme interesse não só para o engenheiro projetista, como para o técnico que deseja conhecer o «porque» do circuito. Uma assinatura permitirá que V. acompanhe essa série de artigos sem perder um só.

NÃO QUEREMOS QUE VOCE FAÇA A ASSINATURA DE ELECTRON «NO ESCURO»

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

PREÇO DAS ASSINATURAS:

1 ano — 6 números NCr\$ 8,50

2 anos — 12 números NCr\$ 14,50

A
ETEGIL — Edit. Técnico Gráfica Industrial Ltda.

Queiram enviar-me dois números atrasados de Electron constantes de sua oferta. Envio a importância de NCr\$ 1,50, para cobertura de suas despesas, por Cheque Vale Postal Valor Declarado Anexo envio NCr\$ para uma assinatura de ... números.

Nome

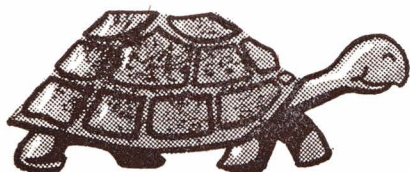
Enderço: Rua

..... n.º

Caixa Postal Cidade:

Estado:

Se é
PARA DURAR...
recomendamos

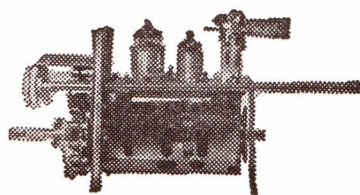
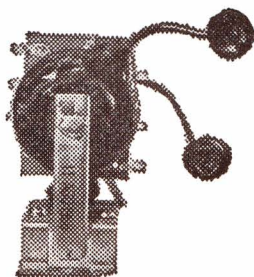
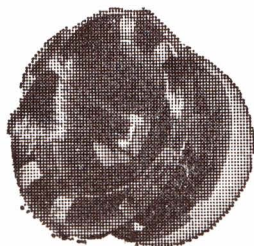


**PEÇAS
E
ACESSÓRIOS
PHILCO**
ORIGINAIS

Por melhor que seja o desempenho profissional, o emprêgo de peças não recomendadas pode comprometer a eficiência do serviço e até mesmo o rendimento do aparelho.

Em aparelhos PHILCO — Rádios, Televisores e Fonógrafos — use sòmente PEÇAS E ACESSÓRIOS PHILCO ORIGINAIS, de qualidade comprovada no uso diário, há mais de 30 anos.

São garantidos e têm preço de Tabela da Fábrica, em todo o País.



GRATIS!

Se V.S. desejar receber tôda a literatura técnica sôbre os nossos produtos, basta recortar o cupom abaixo, preenchê-lo e remetê-lo ao Departamento de Assistência Técnica da Philco - S. Paulo - Cx. Postal 4753

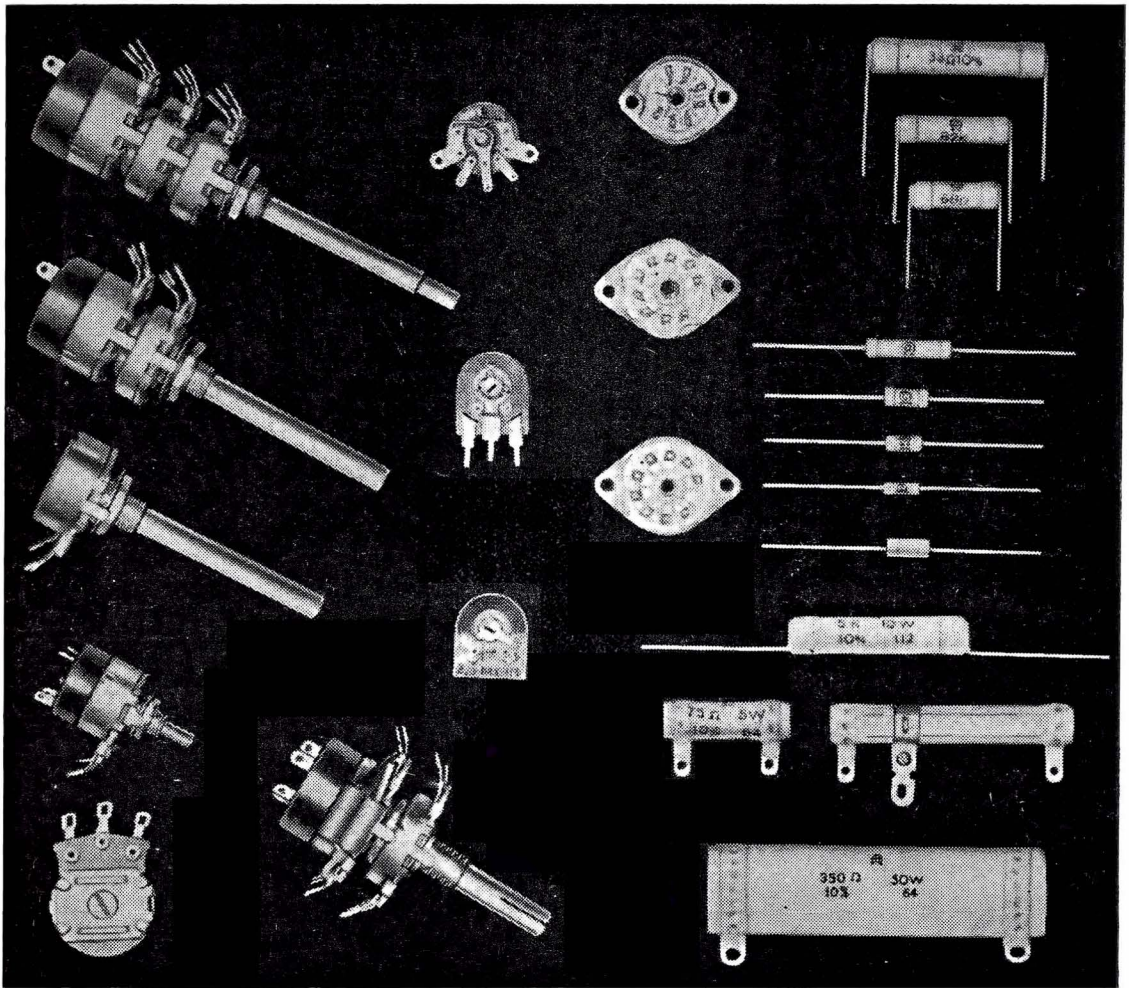


Nome.....
Enderêço.....
Cidade..... Estado.....
Técnico: Rádio.....TV.....
Escola em que se diplomou.....
Estagiou em outras fábricas?.....
Quais?.....

PHILCO

Rádio e Televisão Ltda.

RUA SANTA VIRGINIA, 299 — SÃO PAULO



IMPORTA-LHE O FUTURO ?

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

CONSTANTA

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



CONSTANTA ELETROTÉCNICA S. A.

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

SECÇÃO DE SOM DE TELEVISORES HÍBRIDOS COM TRANSISTORES DE SILÍCIO

Eng.º Nelson Zuanella

O artigo descreve dois circuitos para a secção de som de televisores híbridos: um deles destinado a aparelhos alimentados por + B de 240V e o outro para portáteis com + B de 130V.

Ambos utilizam transistores de silício BF 184 (amplificador-limitador da 2.º FI de som) e BC107 (pré-áudio), além de diodos de germânio 20A79 no discriminador. Para o receptor de 240V utilizou-se a secção pentodo de uma válvula ECL82 como saída de áudio, função essa desempenhada por um pentodo HL92 no circuito destinado aos portáteis; no primeiro caso, a secção triodo poderá ser utilizada, por exemplo, para o CAG gatilhado.

INTRODUÇÃO

Um dos problemas maiores encontrados na hibridização dos receptores foi a localização dos estágios transistorizados, cujo desempenho está estreitamente ligado à temperatura de trabalho, temperatura essa que pode resultar bastante alta em televisores. Em alguns casos, mesmo tendo sido otimista essa localização, a temperatura do local já era suficientemente elevada a ponto de impedir um desempenho satisfatório.

O advento dos transistores de silício aliviou, em parte, o problema: a maior temperatura de junção permissível, em relação aos transistores de germânio, possibilita uma maior "folga" no projeto do circuito, e o desempenho final requerido pode, normalmente, ser alcançado, em casos onde tal não acontecerá com os elementos de germânio.

Os transistores aqui utilizados são o BF184, como amplificador-limitador da 2a. FI de som (4,5 MHz), e o BC107, como pré-amplificador de áudio.

São as seguintes as características essenciais desses elementos:

BF134

Tensão base-coletor (emissor aberto)		
V _{CB0}	= máx.	30V
Tensão base-emissor (base aberta)		
V _{CE0}	= máx.	20V
Corrente de pico de coletor		
ICM	= máx.	30mA
Dissipação máxima total (até 45°C)		
P _{tot}	= máx.	145mW
Temperatura da junção		
T _j	= máx.	175°C

BC 107

V _{CE0}	= máx.	45V	BC 107
ICM	= máx.	100 mA	
P _{tot}	= máx.	300 mW	(até 25°C)
T _j	= máx.	175°C	

AMPLIFICADOR-LIMITADOR DE 4,5MHz

Sendo um estágio de muito baixa potência, o projeto do mesmo com o BF184 não traz problemas quanto à dissipação, e é orientado no sentido de otimizar-se o desempenho do conjunto amplificador-detector quanto à sensibilidade, à faixa de passagem, às características de limitação.

Estas últimas dependem essencialmente do V_{CE} de trabalho do transistor. Assim, polarizou-se o mesmo de modo a resultarem, para V_{CE} valores suficientemente baixos para boas características de limitação e sensibilidade aceitável.

Para que o desempenho fosse praticamente independente do ganho de corrente (h_{21e}) particular do transistor e dos valores reais dos componentes utilizados (tolerância de resistores), empregou-se uma configuração inerentemente estável: no circuito de coletor está presente apenas a carga para RF, enquanto que no de emissor está praticamente toda a carga CC.

Para ambos os circuitos apresentados, testes efetuados com resistores com valores extremos da faixa de tolerância levaram a resultados essencialmente constantes; o mesmo resultou com a utilização de transistores com h_{21e} nos limites da faixa de espalhamento.

DETETOR

Utilizaram-se, nos dois casos, discriminadores convencionais do tipo detetor de relação, com o par casado de diodos de germânio 20A79.

PRÉ-AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

Também nesse caso não há problemas de dissipação, e o estágio foi projetado para que a necessária excursão de tensão de coletor (da ordem de 15V pico-a-pico, para excitação total da válvula de saída) se fizesse, sem dis-

1— Amplificador de FI e detetor.

Desempenho: faixa linear: 240 kHz
 separação de picos: 340 kHz
 sensibilidade: 6 mV_{ef}
 saída de áudio (30%): 90 mV_{ef}
 rejeição de AM: maior que 20 dB no limiar de limitação
 limitação: inicia-se para sinais da ordem de 90 mV_{ef} na base do transistor.
 (60mV_{ef} no detetor de vídeo, para o ganho usual de 30 vezes do amplificador de vídeo)

Características CC: $I_c = 5,3 \text{ mA}$
 (BF184) $V_{CE} = 4,1 \text{ V (3,4-4,8 V) }^*$

2— Pré-amplificador de áudio:

O circuito utiliza um divisor de tensão no coletor, para que a tensão V_{ce} não ultrapasse o máximo absoluto (45 V) na condição mais desfavorável (transistor não conduzindo). Nessas condições, essa tensão é de 40 V.

Características CC: $I_c = 1 \text{ mA}$
 $V_{CE} = 21 \text{ V (15-25 V) }^*$

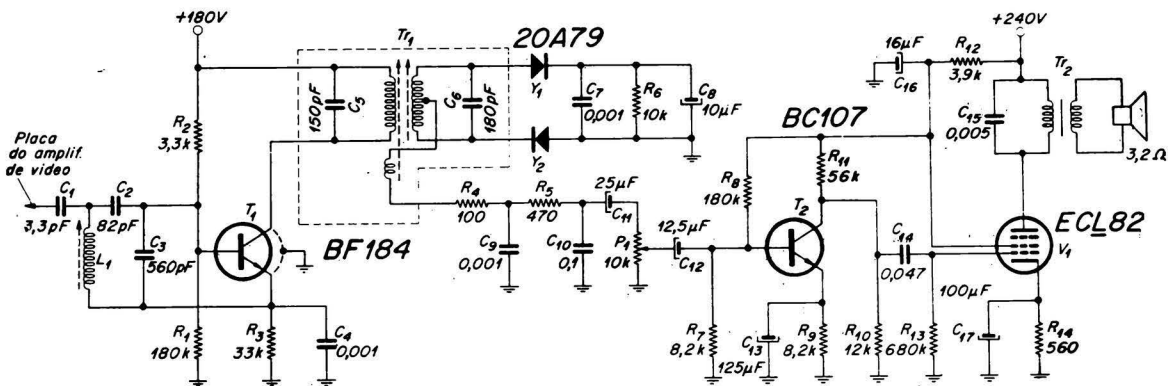


Fig. 1 — Diagrama esquemático do circuito "A".

* Os valores entre parênteses indicam a variação de V_{ce} quando os resistores de polarização assumem os valores extremos.

torção, para as condições extremas de polarização (resistores) e de h_{21e} .

Assim, os valores extremos de V_{ce} resultantes são tais que a excursão necessária é sempre possível, sem saturação e sem que o máximo valor da tensão coletor-emissor seja ultrapassada. Esta, aliás, não será ultrapassada nem no caso de interrupção do circuito de base, devido ao divisor resistivo de coletor.

A alimentação do estágio é feita através da tensão, já filtrada, de alimentação da grade auxiliar do pentodo de saída.

RESULTADOS

a) Circuito A

Esse circuito é destinado a televisores com +B de 240V. A alimentação do amplificador de 4,5 MHz é feita com 180V, que é, normalmente, a tensão de alimentação do amplificador de FI de vídeo desses receptores.

Suas características são:

3— Saída de áudio.

Desempenho: máxima potência de 1,9 W (10% dist.)
 saída: 140—7400 Hz (—3dB)
 resposta — (1W): 10 mV_{ef}/1 W
 sensibilidade (pré+saída):

Características CC (pentodo) sem sinal: $V_a = 240$ V
 $I_a = 22$ mA
 $W_a = 5,2$ W
 $V_{g2} = 210$ V
 $W_{g2} = 1,2$ W

b) Circuito B

Foi desenvolvido para televisores portáteis, com alimentação de 130V.

Suas características são:

1— Amplificador de FI e detetor

Desempenho: faixa linear: 240 kHz
 separação de picos: 340 kHz
 sensibilidade: 5,5 mV_{ef}
 saída áudio (30%): 85 mV_{ef}
 rejeição de AM: maior que 20 dB no limiar de limitação.
 limitação: inicia-se para sinais da ordem de 70mV_{ef} na base do transistor (60mV_{ef} no detetor de vídeo para um ganho usual de 22 vezes do amplificador de vídeo nos televisores portáteis).

Características CC: $I_C = 4,8$ mA
 (BF184) $V_{CE} = 3,6$ V (3,0 — 4,2 V)

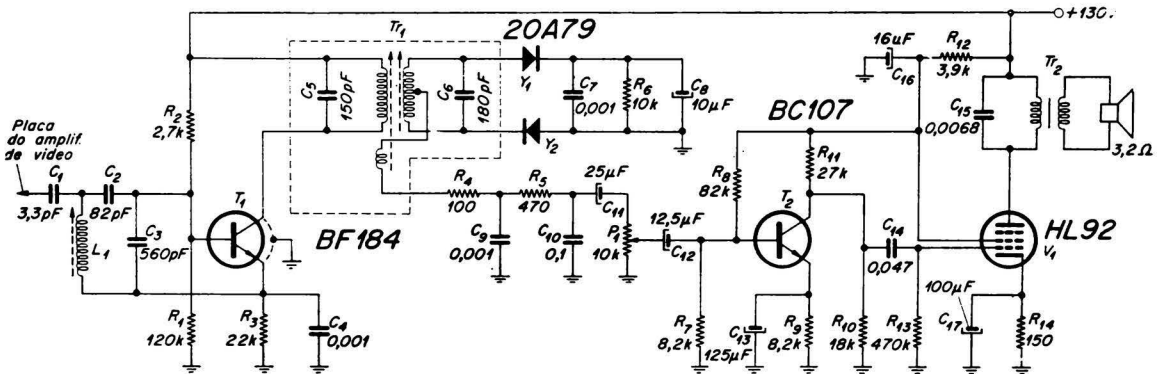


Fig. 2 — Diagrama esquemático do circuito "B".

2— Pré-amplificador de áudio

Características CC: $I_C = 1$ mA
 (BC 107) $V_{CE} = 23$ V (19 — 26V)
 V_{CE} máx = 41 V

3— Saída de áudio

Desempenho: máxima potência de 1,2 W (10% dist.)
 saída: 100 — 8500 Hz (—3dB)
 resposta (1W): 10 mV_{ef}/1 W
 sensibilidade (pré+saída): $V_a = 125$ V
 $I_a = 40$ mA
 $W_a = 5$ W
 Características CC, sem sinal: $V_{g2} = 110$ V
 $I_{e2} = 4$ mA
 $W_{g2} = 0,4$ W

CONCLUSÃO

Os circuitos apresentados para a secção de som têm desempenho adequado para cada tipo de receptor a que se destinam.

A baixa dissipação dos transistores em regime permite utilização segura a temperaturas bastante altas, dificilmente presentes em um receptor, o que torna a localização dos transistores pouco crítica.

Para o estágio de amplificação de FI devem ser tomados os cuidados habituais na montagem de estágios de RF: ligações curtas, um ponto de massa para a entrada e outro para a saída, apenas.

LISTA DE MATERIAIS

Circuito A

R ₁	carvão	180	kΩ	1/2 W
R ₂	carvão	3,3	kΩ	1/2 W
R ₃	carvão	33	kΩ	2 W
R ₄	carvão	100	kΩ	1/2 W
R ₅	carvão	470	kΩ	1/2 W
R ₆	carvão	10	kΩ	1/2 W
R ₇	carvão	8,2	kΩ	1/2 W
R ₈	carvão	180	kΩ	1/2 W
R ₉	carvão	8,2	kΩ	1/2 W
R ₁₀	carvão	12	Ω	1/2 W
R ₁₁	carvão	56	kΩ	1 W
R ₁₂	carvão	3,9	kΩ	2 W
R ₁₃	carvão	680	Ω	1/2 W

OBS.: tolerância de 10%

POTENCIÔMETRO

P₁ carvão 10 kΩ logarítmico com chave

CAPACITORES

C ₁	cerâmica	3,3	pF
C ₂	cerâmica	82	pF
C ₃	styroflex	560	pF
C ₄	cerâmica	0,001	μF
C ₅	styroflex	150	pF
C ₆	styroflex	180	pF
C ₇	cerâmica	0,001	μF
C ₈	eletrolítico	10	μF
C ₉	cerâmica	0,001	μF
C ₁₀	poliéster	0,1	μF
C ₁₁	eletrolítico	25	μF
C ₁₂	eletrolítico	12,5	μF
C ₁₃	eletrolítico	125	μF
C ₁₄	poliéster	0,047	μF
C ₁₅	óleo	0,005	μF
C ₁₆	eletrolítico	16	μF
C ₁₇	eletrolítico	100	μF

VÁLVULAS E SEMICONDUTORES

T₁ BF184
 T₂ BC107
 Y₁, Y₂ 2OA79
 V₁ ECL 82 — pentodo

ROBINAS E TRANSFORMADORES

L₁ 44 espiras de fio AWG n.º 38, esmaltado

Fôrma de 7mm, sem caneca

Q₀ = 80 (f = 4,5 MHz C = 75 pF)

Tr₁ Primário: 25 espiras, fio n.º 23 esmaltado

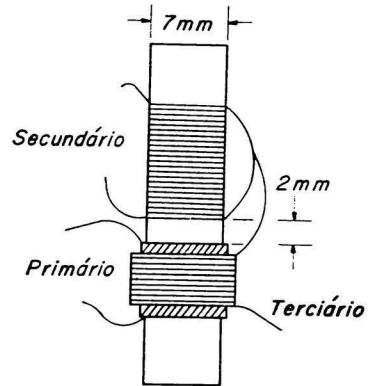
Q₀ = 50 (f = 4,5 MHz C ≈ 180 pF)

Terciário: 12 espiras, fio n.º 33 esmaltado enroladas sobre o primário

Secundário: Bifilar 38 espiras (19+19), fio n.º 31, esmaltado

Q₀ = 65 (f = 4,5 MHz, C = 180 pF)

Distância entre primário e secundário: 2mm
 Fôrma: d = 7mm, com caneca (referir-se ao desenho)



Tr₂ Willkason 4023 ou EASA 2485

±	0,25 pF	500 V
±	10%	500 V
±	10%	500 V
±	20%	500 V
±	10%	125 V
±	10%	125 V
±	20%	500 V
		16 V
±	20%	500 V
±	10%	160 V
		6,4 V
		25 V
		16 V
±	10%	160 V
±	10%	1000 V
		300 V
		40 V

DIVERSOS

Alto-falante: 3,2 ohms 3 W

(Continua na pág. 101)

PESQUISADOR DE SINAIS TRANSISTORIZADO

I. INTRODUÇÃO

A verificação e os testes de aparelhos eletrônicos podem ser procedidos por dois métodos distintos:

— o *método estático*, que consiste na medida de correntes e tensões, na verificação dos valores de componentes e na realização de provas de continuidade ou de isolamento;

— o *método dinâmico*, que implica na verificação das condições reais de funcionamento dos diversos estágios do aparelho.

Suponhamos, para ilustrar a questão, que se trata de localizar a causa do emudecimento de um receptor de rádio. A medida da tensão de placa e grade de blindagem das válvulas amplificadoras, a verificação do valor dos resistores ou da resistência dos enrolamentos dos transformadores, etc., são providências que se enquadram no método estático. Os voltímetros, ohmímetros e miliamperímetros, bem como os provadores de válvulas e transistores são largamente utilizados nos serviços dessa natureza.

Utiliza-se o método dinâmico injetando-se um sinal adequado na entrada do receptor, e procurando acompanhar o seu curso através dos vários estágios do aparelho. Os geradores e pesquisadores de sinais, o osciloscópio e outros instrumentos do gênero são frequentemente empregados em tal sorte de trabalho.

O pesquisador de sinais descrito no presente artigo é um excelente instrumento destinado ao teste dinâmico de receptores de rádio, amplificadores, gravadores de fita, etc., permitindo também a verificação do funcionamento de microfones, cápsulas fonográficas, cabeças de gravação e alto-falantes.

Os pesquisadores de sinais comerciais de *boa procedência*, são, fora de dúvida, equipamentos bastante sensíveis, versáteis no seu

uso, mas o seu preço é muito alto para a bolsa do técnico ou do estudante, além do que o seu manuseio não é suficientemente simples, exigindo um certo trabalho na preparação do aparelho, conexão das pontas de prova e operações iniciais de ajuste.

O pesquisador descrito neste artigo é um aparelho realmente simples, econômico, completamente transistorizado, e que apresenta certas características que convém serem mencionadas.

- 1.º— Sua sensibilidade é elevada, permitindo a investigação de sinais tanto em aparelhos a válvula como nos transistorizados;
- 2.º— Sua linearidade possibilita a medição do ganho dos estágios analisados, bem como a determinação do valor absoluto da tensão do sinal, substituindo portanto um milivoltímetro de C.A.;
- 3.º— É dotado de um atenuador calibrado capaz de permitir a medição de amplitude dos sinais de entrada em uma ampla gama de tensões;
- 4.º— É alimentado por meio de pilhas, o que lhe confere completa autonomia. O consumo de corrente é muito baixo, assegurando longa vida útil às pilhas.

Todos os componentes empregados na montagem do pesquisador são facilmente encontrados no comércio especializado. A construção do instrumento foi cuidadosamente estudada, de modo a permitir a sua execução por quem não disponha senão das ferramentas usuais.

II. CIRCUITO E TEORIA DE FUNCIONAMENTO

O pesquisador de sinais se compõe de duas partes principais:

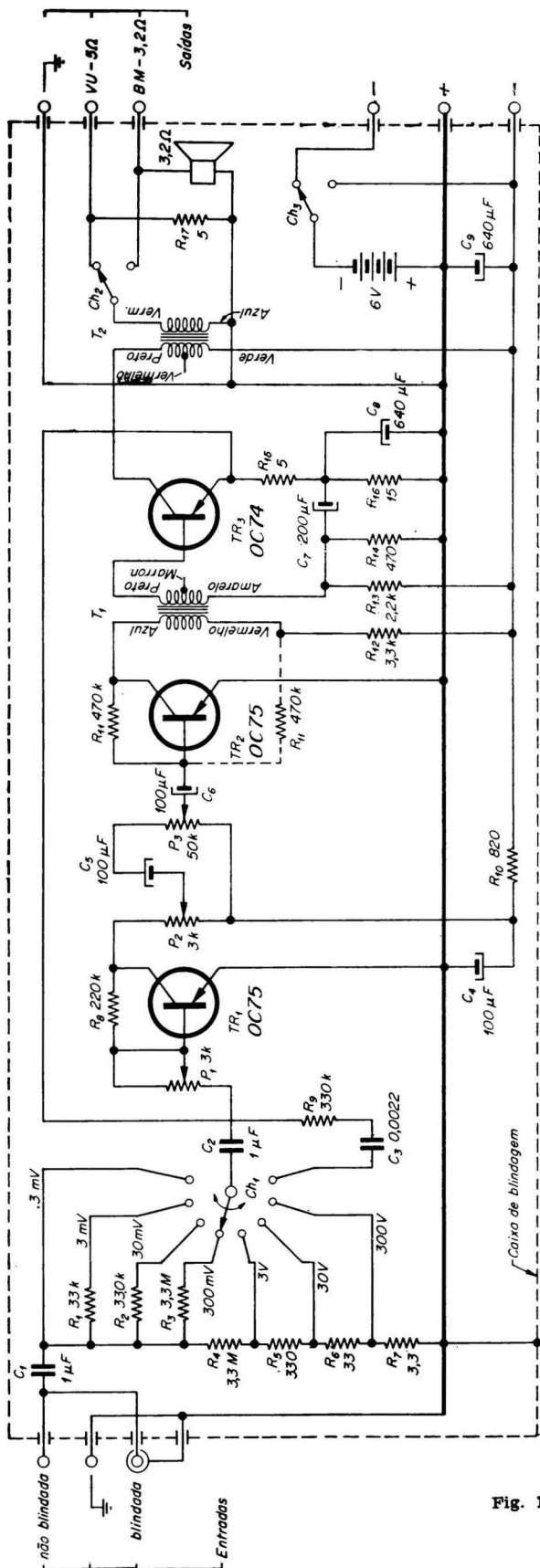


Fig. 1

a) O *Multipesquisador*, montado em caixa metálica e acompanhado por uma ponta de prova simples (*ponta injetora*), e que funciona como um analisador de sinais de AF ou como um gerador de áudio, produzindo então um sinal de forma de onda senoidal ou quase quadrada.

b) A *Amplisonda*, montada como uma ponta de prova e destinada a operar como amplificadora de RF e detetora e que será objeto de um próximo artigo.

III. O MULTIPESUISADOR

a) Funcionando como áudio-analisador o multipesquisador é basicamente um amplificador de AF de três estágios, vendo-se em fig. 1 o diagrama geral de seu circuito.

O transistor de saída (TR_3) é um OC74 em montagem emissor comum operando em classe A e fornecendo ao alto-falante uma potência máxima de 50 mW. A polarização e a estabilização térmica são efetuadas pelos resistores R_{13} , R_{14} , R_{15} , R_{16} , e os desacoplamentos realizados por C_7 e C_8 , tendo sido os valores dos resistores e capacitores escolhidos de modo a evitar que o circuito sofra os efeitos do espalhamento das características do transistor. O transformador de saída é do tipo Willkason 6530. A estabilidade térmica do estágio é assegurada até a temperatura ambiente de 55°C.

A chave CH_2 permite a comutação do sinal de saída, quer para o alto-falante (na posição BM-3,2Ω), quer para uma carga resistiva interna de 5Ω (na posição VU-5Ω). Nesta última posição, o sinal pode ser medido por um voltímetro de C.A., ou visualizado em um osciloscópio, utilizando-se o borne de saída correspondente.

O estágio excitador é constituído pelo transistor TR_2 , do tipo OC75, polarizado e estabilizado de conformidade com o princípio de meia tensão. O acoplamento desse estágio com o de saída se faz por meio do transformador T_1 (Willkason n.º 6509), abandonando a ligação central do secundário. O pré-amplificador de áudio é também um transistor OC75 (TR_1), adotando-se para esse estágio o mesmo processo de polarização e estabilização empregado para TR_2 . O acoplamento do pré-amplificador ao excitador é feito através dos potenciômetros de ajuste P_2 e P_3 , e dos capacitores C_5 e C_6 . O potenciômetro P_3 serve como controle de ganho do multipesquisador. P_2 é ajustado internamente ao se calibrar o instrumento. O capacitor C_5 é indispensável para evitar o bloqueio de TR_2 ao se variar a posição do controle de volume. Sem ele o potencial C.C. ao longo de P_3 variaria, fazendo C_6 se carregar com valores diferentes para cada posição do controle de volume. Como a constante de tempo $R_{11} - C_6$ é elevada TR_2 poderia ser bloqueado. P_3 não deve ser ligado à massa, a fim de se evitar uma realimentação positiva que apareceria sob a forma de ronco.

O sinal de entrada passa por um atenuador (controle de sensibilidade) antes de atingir o primeiro estágio. Esse atenuador é comutado

por uma chave de oito posições, as 7 primeiras graduadas de $300 \mu\text{V}$ a 300 V , enquanto a oitava liga o multipesquisador como gerador de áudio. Observe-se que nas quatro primeiras posições o atenuador é do tipo série e nas três últimas do tipo paralelo. Tal disposição foi adotada com a finalidade de simplificar a comutação e de permitir o emprêgo de resistores facilmente encontráveis no comércio. Além disso, consegue-se ter uma impedância de entrada variável nas posições de $300 \mu\text{V}$, a 300 mV , e praticamente constante ($3,3 \text{ M}\Omega$) nas posições de 3 a 300 V .

Este fato permite grande flexibilidade no uso do pesquisador, podendo-se escolher a posição da chave que ofereça a resistência adequada para carregar o circuito sob teste.

Desejando-se, por exemplo, testar uma cápsula de relutância variável, comuta-se a chave do atenuador para a posição 3 mV , condição em que a carga oferecida pelo multipesquisador, é de $33 \text{ k}\Omega$, valor próximo do especificado pelo fabricante. Mesmo que a tensão de entrada chegasse até 300 mV , não haveria perigo de sobrecarga porque o primeiro estágio é capaz de amplificar, sem aumento de distorção, valores de tensão até 100 vezes maiores que os especificados no atenuador. Desejando-se não modificar a carga de um circuito, para não alterar as condições de fun-

cionamento do mesmo pode-se escolher uma posição do atenuador que ofereça uma impedância tão alta quanto possível.

A chave CH_3 serve como interruptor, ligando e desligando o multipesquisador. Acham-se incluídos em seu circuito dois bornes (assinados por 6V , fig. 2). Estando o instrumento desligado, o borne superior fica ao potencial de -6V das pilhas internas; ao se ligar o interruptor, é o borne inferior que fica ao referido potencial. Esse arranjo possibilita a utilização das pilhas do multipesquisador para alimentar o aparelho que estiver sob teste (ao se suspeitar, por exemplo, do estado das pilhas desse aparelho), bem como a alimentação do próprio pesquisador por uma fonte externa de 6V , para o que basta introduzir-se essa tensão no borne inferior -6V , deixando-se a chave CH_3 na posição desligada.

b) Funcionando como gerador de áudio o multipesquisador opera como um multivibrador. Ao se passar a chave do atenuador para a última posição, no sentido anti-horário, provoca-se uma realimentação positiva do emissor de TR_3 para a base de TR_1 . A relação de fase correta será obtida seguindo-se as ligações dos transformadores indicadas no diagrama do circuito. De modo geral, caso não haja oscilações, é suficiente inverter as liga-

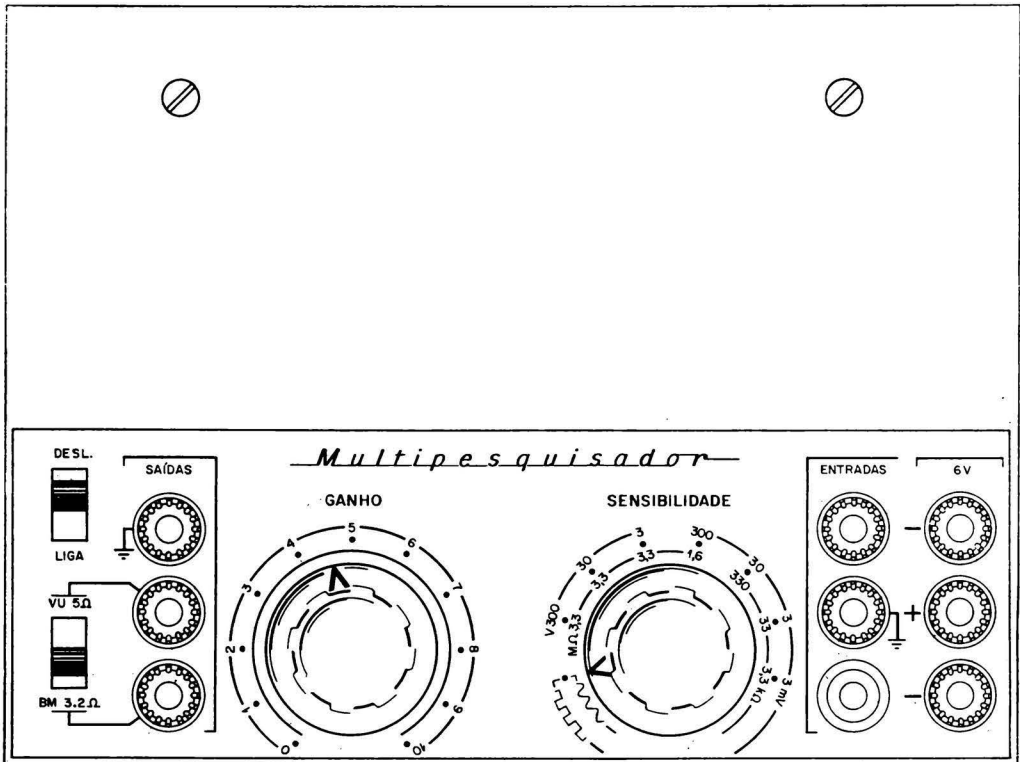


Fig. 2

ções de um dos enrolamentos de T_1 . O ganho continua sendo controlado por P_3 , e se esse potenciômetro estiver suficientemente aberto, de modo a assegurar que o fator de realimentação positiva atinja o valor necessário para o circuito oscilar, o multipesquisador passa a funcionar como um gerador de AF, produzindo um sinal senoidal. Abrindo-se mais o controle de ganho, o amplificador começa a ficar saturado, cortando os picos do sinal senoidal. Obtem-se, dessa maneira, um sinal de áudio de forma de onda aproximadamente quadrada.

A frequência das oscilações de AF é determinada pelos valores de C_3 e R_9 e pela impedância de entrada de TR_1 . Com os componentes empregados no protótipo, obteve-se um sinal senoidal de 1200 Hz, e uma onda quadrada de 420 Hz. Com a chave CH_2 na posição $BM-3,2\Omega$ pode-se ouvir no alto-falante o som dessas oscilações. Não é difícil, na falta de um osciloscópio, distinguir-se entre os sinais de forma senoidal ou quadrada, pois ambos diferem não somente pela frequência fundamental, como principalmente pelo timbre.

Passando-se a chave CH_2 para a posição $VU-5\Omega$, o sinal de áudio pode ser obtido no borne correspondente, para ser injetado no circuito em teste.

A impedância interna do multipesquisador, operando como gerador de áudio, é bastante baixa de ordem de 5Ω , de modo que sua tensão de saída é praticamente constante sob condições diversas de carga não sendo quase afetada, ainda que a impedância do circuito em teste decresça até cerca de 22Ω . O sinal é levado para o circuito em teste por meio de uma ponta injetora (fig. 5) na qual foi colocado intencionalmente um capacitor em série de $0,15 \mu F \times 400 V$ que além de proporcionar isolamento para C.C., oferece uma certa atenuação, tanto maior quanto menor for o valor da parte resistiva e da parte indutiva da carga. Isto é particularmente útil quando forem testados circuitos de base de transistores com baixa resistência de entrada, evitando que se ultrapasse as tensões limites. Se o sinal de onda quadrada for injetado em uma bobina ou circuito ressonante de RF ou FI, os degraus de subida e descida do sinal provocarão oscilações amortecidas que servirão como um recurso expedito para um exame rápido de tais componentes ou circuitos.

IV. CONSTRUÇÃO DO PESQUISADOR

As dimensões reduzidas dos componentes empregados na montagem do pesquisador de sinais permite uma construção leve e compacta. O montador experiente não terá dificuldade em escolher a disposição geral e o modo de construção que seja de seu agrado ou conveniência. Como sugestão para essa categoria de montadores, e como orientação para os menos experimentados, fornecemos no presente item uma descrição pormenorizada e bem ilustrada do processo empregado na construção de nosso protótipo.



1. Construção

Como se pode ver na fig. 3, o multipesquisador é constituído das seguintes partes:

- Caixa metálica, com alça;
- Painel frontal;
- Chapa frontal;
- Chapa de fenolite;
- Tampa traseira.

Além dessas partes, há ainda uma pequena chapa de blindagem, o radiador e a ponta injetora, esta última mostrada na fig. 5. A chapa frontal (perfurada) é fixada a duas cantoneiras (mostrada no detalhe ao alto e à esquerda, na fig. 3) por meio dos parafusos de fixação do alto-falante.

Os bornes de entrada, de saída e de alimentação, as chaves CH_1 , CH_2 e CH_3 , o potenciômetro P_3 e a tomada coaxial de entrada são fixados à chapa frontal, à qual é justaposto o painel por meio das porcas do potenciômetro de controle de ganho (P_3) e da chave do atenuador (controle de sensibilidade). A disposição dos componentes, chapa frontal e painel é mostrada na fig. 3 e 4.

A colocação do radiador deve ser feita como se indica no detalhe embaixo e à direita da fig. 3 usando-se parafusos de cabeça cônica. A cabeça desses parafusos se aloja em orifícios escariados da chapa frontal de modo a não deixar nenhuma protuberância que dificulte a justaposição do painel frontal.

A chapa de fenolite, sobre a qual se encontra montada a maioria dos componentes do multipesquisador é fixada à aba posterior do radiador, usando-se como separador uma porca (ver o detalhe na fig. 3). O transistor OC74, colocado em sua aleta de refrigeração é fixado a essa mesma aba do radiador. O conjunto formado pela chapa frontal, painel e chapa de fenolite é introduzido pela parte traseira da caixa e aparafusado por meio de

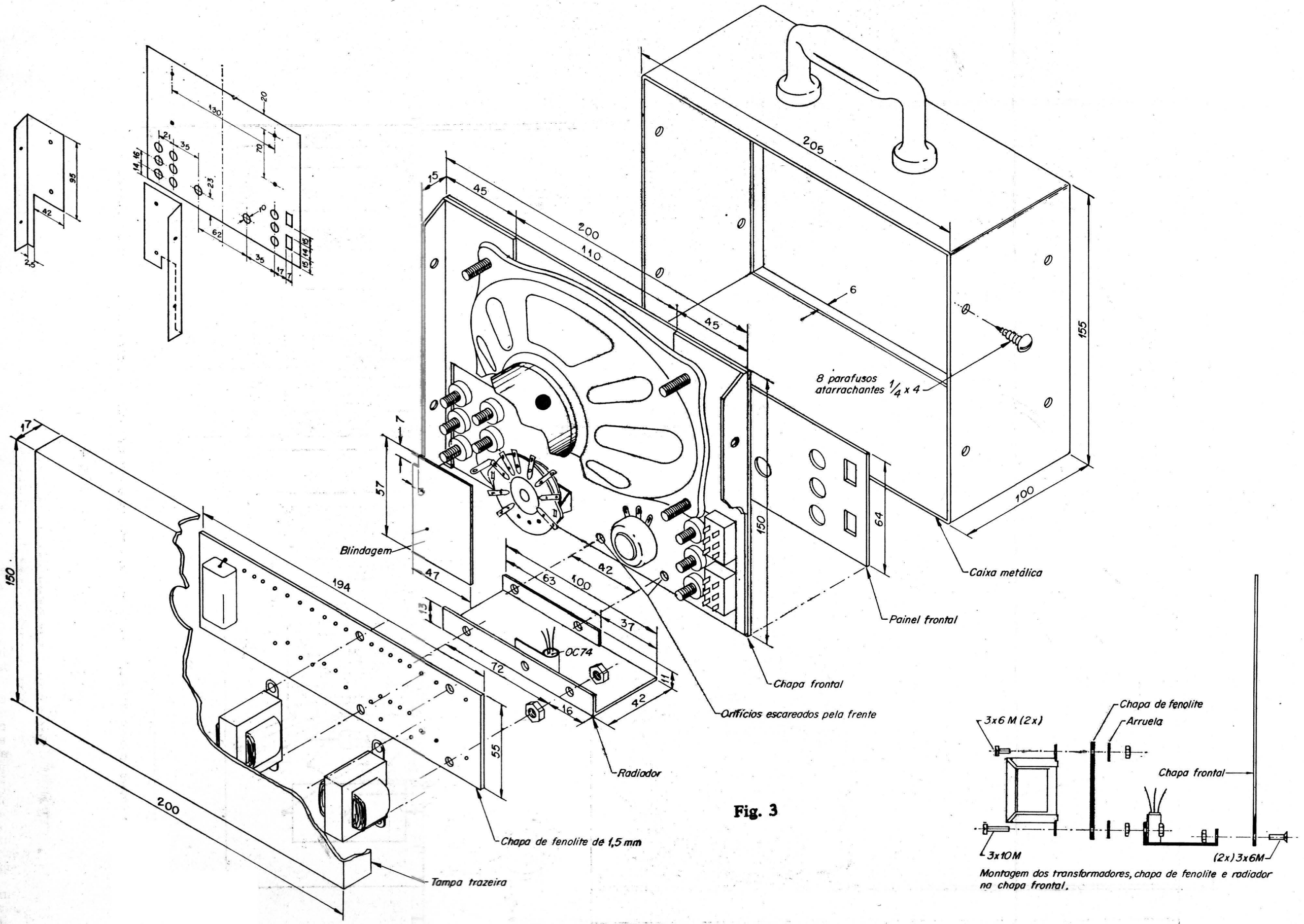
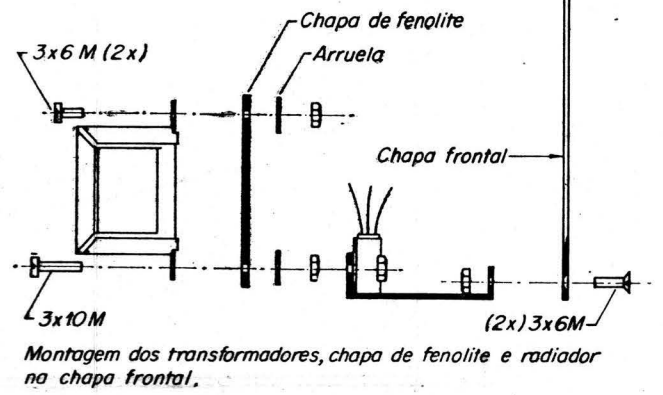
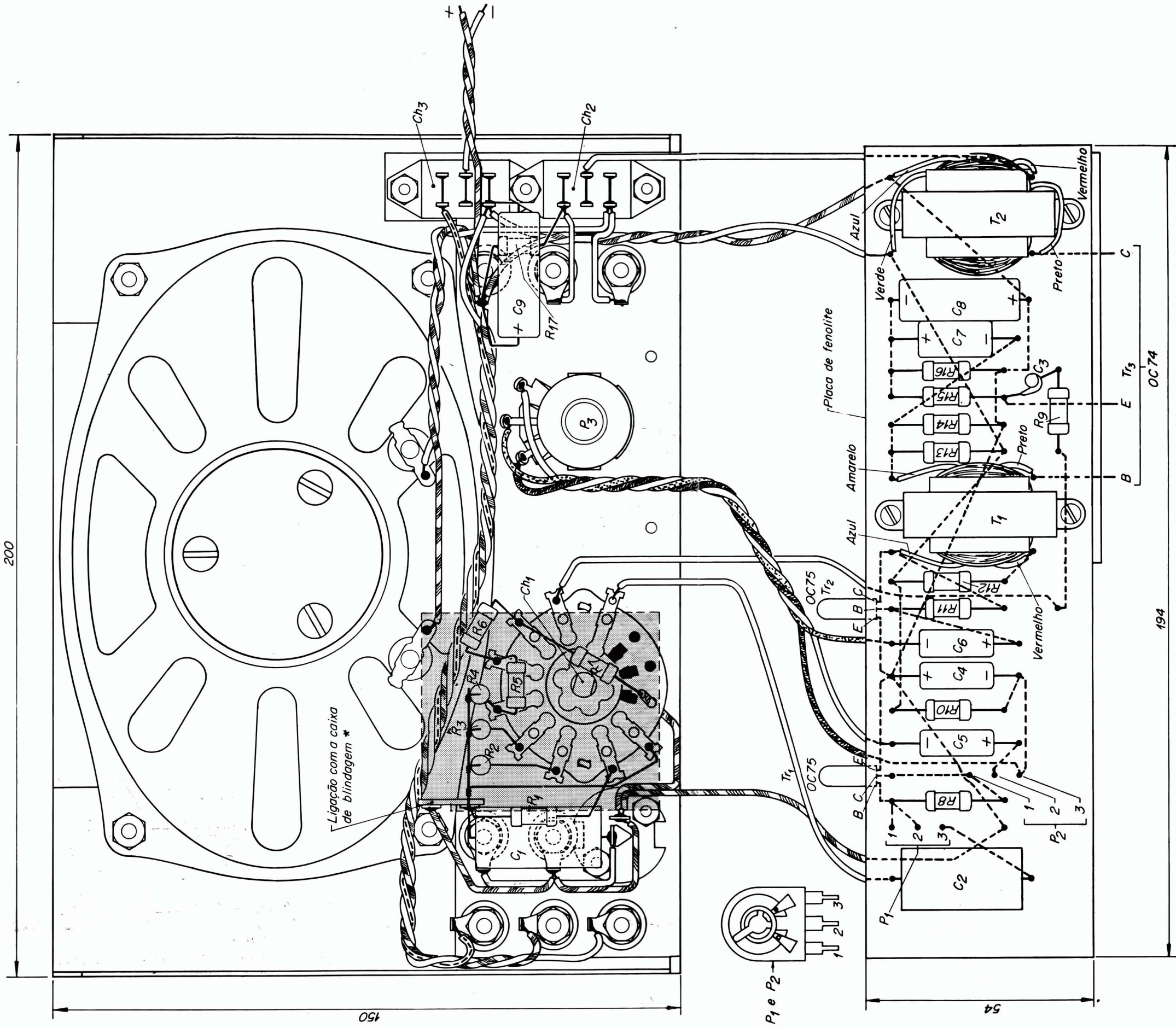


Fig. 3





* Efetuada através da porca de fixação do alto-falante. Neste ponto é também fixada a placa de blindagem do atenuador.

Fig. 4

quatro parafusos auto-atarrachantes (rôscas soberba).

A tampa traseira é aparafusada à caixa metálica por outros quatro parafusos do mesmo tipo.

A montagem dos componentes na chapa de fenolite é procedida antes da fixação dessa peça ao conjunto principal, e obedece à técnica de circuitos semi-impressos: os transistores, capacitores, resistores e outros componentes são montados em uma placa de fenolite na qual se colocam vários ilhoses. A disposição pode obedecer a uma distribuição irregular, determinada pela posição e dimensão dos componentes, ou pode ser procedida de forma regular, quadriculando-se a placa e colocando-se um ilhós em cada intersecção. O primeiro método é, as vezes, mais conveniente, embora exija uma previsão muito cuidadosa da disposição de todos os componentes pela superfície de placa. A localização dos componentes (com indicação da furação usada no modelo) é apresentada no diagrama chapeado da fig 4.

Entre a chave do atenuador e a chapa de fenolite se coloca uma placa metálica delgada ou um pedaço de chapa cobreado (copper-clad) para circuito impresso, servindo como blindagem. Para se fixar a blindagem, coloca-se no parafuso do alto-falante situado mais próximo da chave do atenuador uma ponte isolante com dois terminais (um terminal de massa, no prolongamento da peça metálica de fixação da ponte, e um terminal vivo, ver fig. 5). A ponte é separada da carcassa do alto-falante por meio de duas ou três porcas, usando-se outra porca para a fixação da ponte. Faz-se um pequeno recorte em ângulo reto num dos cantos da placa de blindagem de modo a permitir que a mesma se encaixe no terminal de massa da ponte isolante. Basta um pingão de solda para se prender a chapa na posição correta. O montador poderá se valer de outros recursos para fixar a placa de blindagem, convindo apenas observar que a mesma deve ser eletricamente ligada a massa pelo percurso mais curto possível. O terminal vivo da ponte isolante é usado como ponto de apoio na montagem dos componentes associados à chave do atenuador (R_1 , R_2 , R_3 e R_4).

Os fios de ligação da pilha com a chave CH_3 e desta com os bornes de alimentação devem ser de calibre 20, ou mais grossos, a fim de evitar oscilações na posição de maior

sensibilidade, devido ao ganho extremamente elevado. O porta pilhas não foi indicado no chapeado ficando a critério do leitor. Pode ser usado qualquer tipo de pilha.

Os bornes são todos de cabeça rosqueada, do tipo que permite simultaneamente a conexão com pinos "banana" e a inserção de fios ou cabinhos. Para facilitar a identificação foram utilizados bornes coloridos: pretos para o pólo negativo, vermelhos para o positivo e brancos ou outra cor para os pólos vivos, nas saídas e na entrada. Em paralelo com o borne branco de entrada foi interligada uma tomada coaxial de toca-disco para ligação rápida de dispositivos equipados com o pino correspondente.

O terminal positivo do conjunto das pilhas é ligado à massa em um único ponto, na junção do emissor de TR_1 com a massa do atenuador. A caixa metálica se converte, dessa maneira, em eficiente blindagem externa, impedindo que surjam na saída do multipesquisador sinais ou pulsos externos, mesmo que o instrumento esteja operando nas condições de máxima sensibilidade (escala de 300 μV , com o controle de ganho totalmente aberto).

A caixa metálica mede 20x15x10 cm, podendo ser construída de chapa de alumínio de 1,5 mm de espessura. Uma caixa de conduíte, do tipo empregado em instalações elétricas, e com as dimensões acima especificadas, também se presta para essa finalidade. Neste caso a construção deverá ser modificada convenientemente.

A ponta injetora (fig. 5) do multipesquisador não precisa ser blindada, podendo-se construí-la com um tubo de fenolite de 130 mm de comprimento por 13 mm (1/2") de diâmetro. Uma das extremidades do tubo é fechada com uma tampa de plástico, em cujo centro se força uma agulha de costura de aço inoxidável de 7 cm de comprimento. A outra extremidade é fechada por uma arruela passante de borracha. No interior do tubo se coloca um capacitor de poliéster de 0,15 μF por 400 V, soldando-se um de seus terminais à agulha e o outro a um pedaço de 1 metro de fio calibre 20, com isolamento plástico. A outra ponta do fio é terminada com um pino do tipo banana.

2. Recomendações Gerais

Como em qualquer tipo de montagem compacta e miniaturizada, as soldas devem ser

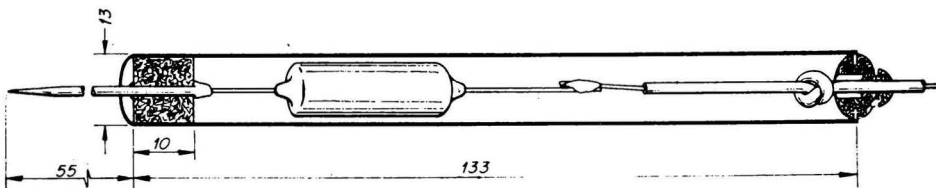


Fig. 5

executadas com rapidez e com o ferro bem aquecido, raspando-se com uma faquinha e estanhando-se previamente os terminais dos capacitores, resistores e dos próprios transistores.

É conveniente apertar os fios terminais com um alicate, ao se fazer a solda, de modo a desviar do componente o fluxo de calor precedente do ferro. Lembramos que o superaquecimento indevido dos transistores causa a alteração de suas características e até mesmo a sua destruição. No caso dos resistores do atenuador, poderia ocasionar a alteração dos valores prejudicando a precisão nas medidas de sensibilidade.

V. AJUSTES

Os ajustes do pesquisador de sinais são feitos com rapidez e com bastante facilidade, como se descreve a seguir.

1. Ajuste do Ganho

- Coloque o controle de sensibilidade (chave do atenuador) na posição de 300 mV, gire completamente o potenciômetro de controle de ganho (P_3) no sentido dos ponteiros do relógio e coloque a chave CH_2 na posição VU-5 Ω . Ligue um voltímetro de C.A. ao borne VU-5 Ω , usando uma escala de 1V ou 500 mV.
- Injete um sinal senoidal de 1000 Hz com uma amplitude de 300 mV, ao borne de entrada; ajuste o potenciômetro P_2 até obter no voltímetro uma leitura de 500 mV (valor eficaz, ou "R.M.S.") correspondendo à potência de 50 mW (segun-

do a fórmula $W = \frac{V^2}{R}$). Caso não

se consiga obter o valor especificado (devido ao fato de se ter usado transistores com fator de amplificação de corrente h_{FE} ou β muito abaixo do normal), pode-se modificar a ligação de R_{11} , que ficará entre a base de TR_2 e o ponto de união de R_{12} com o primário do transformador T_1 (indicado em tracejado na fig. 1). A amplificação aumentará bastante, embora a faixa de resposta de frequência fique mais estreita.

2. Ajuste da Impedância de Entrada

- Coloque o controle de sensibilidade na posição de 3 ou 30 V, mantendo P_3 e a chave CH_2 como no item a do ajuste anteriormente descrito.
- Injete um sinal de 1000 Hz, com 3 ou 30V de amplitude (em correspondência com a posição da chave do atenuador), e ajuste o potenciômetro P_1 até obter no voltímetro de C.A. uma leitura de 500 mV (valor eficaz, ou "R.M.S.")

VI. UTILIZAÇÃO

O Pesquisador de sinais ora descrito é extremamente versátil em seu emprego, e não sugerimos, aqui, senão algumas de suas múltiplas aplicações.

Aplicações do Multipesquisador

É indispensável efetuar-se uma ligação bem feita entre o borne de massa do multipesquisador (borne vermelho) e a massa ou chassi do aparelho em teste. Os fios ligados à entrada não devem ser dispostos paralelamente aos de saída, a fim de se evitarem eventuais instabilidades ou oscilações, principalmente nas posições de maior sensibilidade da chave do atenuador (controle de sensibilidade).

O alto-falante é capaz de reproduzir sinais de entrada da ordem de 15 μ V. Com qualquer fone (de alta ou baixa impedância, magnético ou de cristal) conectado ao borne VU-5 Ω , a sensibilidade é ainda maior, tornando-se perceptíveis sinais de áudio de até 1 μ V de amplitude.

— Os transdutores de cristal (microfones, cápsulas fonocaptoras, etc.), podem ser testados com o controle de sensibilidade na posição de 300 mV, condição em que a carga oferecida pelo multi-pesquisador é de 1,6 M Ω .

— Os transdutores e cápsulas de relutância variável são testados na posição de 3 mV, com uma carga de 33 k Ω (constituída praticamente pelo resistor R_{11}), valor adequado para esse tipo de verificação.

— Os microfones dinâmicos podem ser testados diretamente em sua bobina móvel, havendo também a possibilidade de se proceder o teste do mesmo conjuntamente com o transformador interno.

— Sendo substancialmente linear a amplificação proporcionada pelo multipesquisador, em qualquer posição da chave de controle de sensibilidade, e sendo o ganho global de tensão de 1666 vezes (entre 1 e 4 kHz) caindo de 30% (3 db) em 350 Hz e 9 kHz, pode-se calcular o nível do sinal de entrada, conhecendo-se ou medindo-se a tensão presente no borne VU-5 Ω . O controle de ganho deve permanecer, ao se realizarem tais medidas, na sua posição totalmente aberta (máximo ganho). Quando se efetuarem medidas relativas de ganho, o referido controle pode ficar em qualquer posição, utilizando-se como ponto de referência um dos algarismos graduados no mostrador do painel.

— Utilizado como gerador de áudio o multipesquisador possui baixa impedância, de modo que a frequência e o nível de saída do sinal gerado não serão praticamente afetados pela carga externa.

O sinal de áudio pode ser injetado tanto nos pontos vivos dos equipamentos em teste (placas, grades, coletores, bases, etc), como nos próprios transdutores (alto-falantes, fones, cornetas acústicas, etc.) quer diretamente, quer através dos respectivos transformadores.

O sinal de onda quadrada pode ser empregado, como se viu no item III, na verificação sumária de circuitos ou componentes de RF ou FI.

30 mV	330 kΩ
300 mV	1,6 MΩ
3 V	3,3 MΩ
30 V	3,3 MΩ
300 V	3,3 MΩ

VII. CARACTERÍSTICAS

a) *operando como analisador (amplificador) de áudio:*

Potência de saída com 10% de distorção: 80 mW

Potência de saída, com 3% de distorção: 50 mW

Resposta de frequência: plana, dentro de 3 dB de 350 Hz a 9 kHz

Impedância de saída no borne VU-5Ω: 5Ω

Sensibilidade, para 50 mW de saída: 300 μV.

Posições do atenuador	Imped. de entrada
0,3 mV	3,3 kΩ
3 mV	33 kΩ

Ganho de tensão (de 1 a 4 kHz) 1666 vezes
Ganho de potência ≈ 92 dB

Variação da tensão de saída
----- = linear
Variação da tensão de entrada

b) *operando como gerador de áudio:*

Impedância interna (no borne VU-5Ω) 5Ω

Frequência do sinal senoidal (contrôle de ganho no início da oscilação) 1200 Hz

Frequência de onda quadrada (contrôle de ganho no máximo) 420 Hz

LISTA DE COMPONENTES

R ₁	33	kΩ	1/2 watt —	5% (1%)
R ₂	330	kΩ	1/2 watt —	5% (1%)
R ₃ , R ₄	3,3	MΩ	1/2 watt —	5% (1%)
R ₅	330	Ω	1/2 watt —	5% (1%)
R ₆	33	Ω	1/2 watt —	5% (1%)
R ₇	3,3	Ω	1/2 watt —	5% (1%)
R ₈	220	kΩ	1/2 watt —	10%
R ₉	330	kΩ	1/2 watt —	10%
R ₁₀	820	Ω	1/2 watt —	10%
R ₁₁	470	kΩ	1/2 watt —	10%
R ₁₂	3,3	kΩ	1/2 watt —	10%
R ₁₃	2,2	kΩ	1/2 watt —	10%
R ₁₄	470	Ω	1/2 watt —	10%
R ₁₅	5	Ω	1/2 watt —	10%
R ₁₆	15	Ω	1/2 watt —	10%
R ₁₇	5	Ω	1/2 watt —	10%
C ₁	1	μF		
C ₂	1	μF		
C ₃	0,0022	μF		
C ₄	100	μF		
C ₅	100	μF		
C ₆	100	μF		
C ₇	200	μF		
C ₈	640	μF		
C ₉	640	μF		
P ₁ Trimpot		3kΩ		
P ₂ Trimpot		3kΩ		
P ₃ Potenciômetro linear		50kΩ		
TR ₁	OC75			
TR ₂	OC75			
TR ₃	OC74			
T ₁	Transformador Excitador (Driver)			
	4,5: 1 + 1 (Willkason 6509)			
T ₂	Transformador de Saída 70Ω: 3,2 Ω			
	(Willkason 6530)			
	Alto Falante oval de 105x155 mm			
	(Cibeal 4,6 HCF)			
CH ₁	Chave de onda 1 polo 8 posições.			
CH ₂	Chave D-D (Dois polos duas posições) de correr.			
CH ₃	Chave D-D (Dois polos duas posições) de correr.			
	2 Bornes Isolados. Branco ou Verde			
	2 Bornes Isolados Preto			
	3 Bornes Isolados Vermelho			
	1 Tomada RCA			
	1 Plugue RCA			
	1 Suporte Para Pilhas			

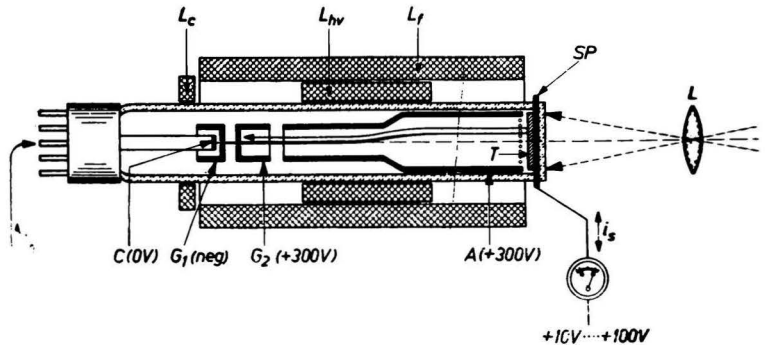
O VIDICON

Do que foi dito acêrca do Orthicon de Imagem, pode-se depreender que êste representa o mais alto estágio no desenvolvimento das válvulas captadoras baseadas no princípio da foto-sensibilidade. Durante essa época de desenvolvimento, porém, não foi esquecido o princípio da foto-condutividade. Embora êsse princípio seja essencialmente bem superior ao da foto-sensibilidade no tocante à eficiência da conversão de luz em corrente elétrica, sua inércia característica, aparentemente, o barrava das aplicações em televisão.

Quando, porém, o princípio do armazenamento de imagem provou a sua utilidade no iconoscópio e iconoscópio de imagem, surgiram esperanças de se tornar possível, de alguma forma, a neutralização dessa inércia indesejável pelo efeito de armazenagem. Os

Essa meta não foi totalmente alcançada pelo Vidicon e nem depois de seu desenvolvimento. O Vidicon é, efetivamente, de construção relativamente simples, pelo conceito moderno e sua operação é muito menos complicada que a do Orthicon de Imagem, enquanto que sua sensibilidade poderia ser multiplicada por dez. É, porém, justamente no aspecto da sensibilidade — no sentido de permitir baixos níveis de iluminação — que se faz sentir a inércia do processo de conversão do Vidicon, pois, o tubo provoca o aparecimento de linhas nas cenas de movimento. O fenômeno diminui quando a iluminação é tornada suficientemente forte. Por essa razão, o Vidicon é até o presente, aplicado principalmente para finalidades industriais e de transmissão de filmes, onde não há dificuldade para prover o necessário alto grau de iluminação.

Fig. 1 — Seção Transversal do Vidicon. i_e = corrente do feixe; i_c = corrente de sinal; A = anodo; C = catodo; G_1 = grade de controle; G_2 = eletrodo de aceleração e coletor; L = lente; L_c = Bobina de correção; L_f = Bobina de focalização; SP = placa de sinal; T = alvo.



trabalhos de desenvolvimento, seguindo essa linha, foram levados a efeito na Grã-Bretanha, Alemanha e Estados Unidos a partir do início da década de 1930, porém, somente em 1950, com o aparecimento do Vidicon foi logrado um êxito parcial.

A meta principal do desenvolvimento do Vidicon não foi a de superar o Orthicon de Imagem — que em 1950 já possuía larga aplicação nos Estados Unidos — no que se refere à sensibilidade; pretendeu-se, no entanto, substituir o instrumento de precisão, com suas pesadas exigências ao fabricante e operador, por um captador de desempenho pelo menos igual, porém mais simples sob todos os aspectos.

A semelhança do iconoscópio de imagem, o Vidicon transmite imagens muito mais agradáveis que o Orthicon de imagem, graças à quantidade de tons acinzentados que pode reproduzir. Por sua vez, possui a superioridade do Orthicon de Imagem no tocante à ausência de sombras incontroláveis.

A fig. 1 mostra, em forma esquemática, uma seção longitudinal do Vidicon. Toda a parte relativa à exploração é praticamente a mesma do Orthicon de Imagem; um feixe de baixa velocidade desloca-se do canhão eletrônico ao alvo fotocondutor T e retorna ao coletor G_2 . A alta sensibilidade característica do

(Continua na pág. 36)

A RÉGUA DE CÁLCULO

A utilização da régua de cálculo representa sensível economia de tempo e trabalho, na execução de cálculos matemáticos. A solução de qualquer problema em eletrônica, envolve um número apreciável de cálculos; daí se conclui que é de grande valia ao técnico em eletrônica saber operar com uma régua de cálculo.

Em geral, as réguas de cálculo destinam-se a aplicações gerais em matemática, existindo, contudo, réguas especiais para aplicações específicas em certos setores, como eletrônica, eletrotécnica, química, topografia, etc. Neste artigo, abordaremos apenas as réguas de uso geral; um conhecimento adequado destas réguas, entretanto, tornará bastante simples o aprendizado do manejo de réguas especiais.

A utilização das réguas de uso geral estende-se a aplicações especiais, como achar o inverso de um número, funções trigonométricas de ângulos, mantissa de logaritmos, etc., além das operações de multiplicação, divisão, potenciação e radiciação. A princípio, vamos nos ocupar apenas destas quatro últimas operações, dada sua utilização mais imediata. *As operações de adição e subtração não são efetuadas com réguas de cálculo.*

Os tipos mais simples de réguas de cálculo dispõem de quatro escalas A, B, C e D, enquanto que tipos mais aperfeiçoados incluem várias escalas adicionais. Na maioria das réguas, todas as escalas encontram-se na face anterior; em certos tipos, algumas escalas são gravadas na face posterior.

As graduações das escalas K, A, B, C e D em quase todas as réguas começam sempre com o número 1 e terminam com números 1, 10, 100 ou 1000. As escalas K, A e B apresentam as numerações 1, 10 ou 100 intercaladas. Essas graduações são conhecidas como índices.

A GRADUAÇÃO LOGARÍTMICA DAS ESCALAS

Para se compreender a teoria em que se baseia o funcionamento de uma régua de cálculo é necessário conhecer logaritmos. Não obstante, pode-se aprender a usar uma régua de cálculo, nas várias operações de cálculo aritmético, sem compreender a razão de seu funcionamento. Assim, todas as referências a logaritmos que aparecem aqui, podem ser ignoradas, no caso de não se estar habituado a seu uso.

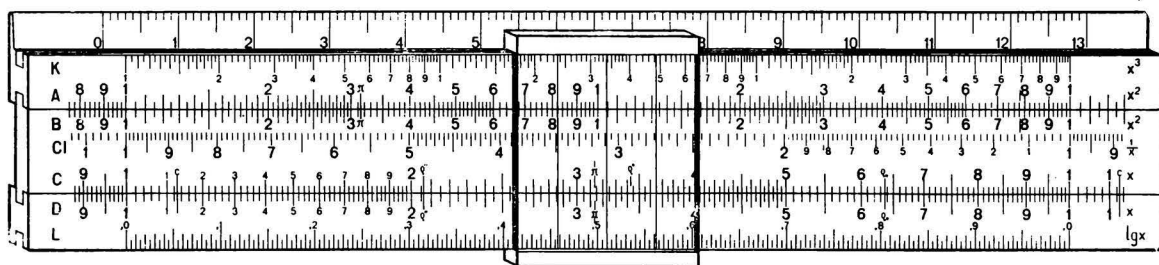


Fig. 1

A RÉGUA

A Fig. 1 ilustra uma régua de cálculo típica. Ela dispõe de duas peças, uma fixa, o corpo da régua, e outra móvel, a regueta; suas escalas são logarítmicas. Possui ainda uma peça transparente, o cursor, que desliza ao longo de seu corpo.

Os traços numerados das escalas, numa régua de cálculo, são chamados graduações e os traços entre as graduações, divisões ou subdivisões.

Uma rápida verificação das escalas da régua, mostrará que duas divisões adjacentes, nunca têm o mesmo comprimento. As divisões não são uniformes, pois a graduação não é feita em função do número indicado, mas sim da mantissa do logaritmo do número. Exceto no caso dos números 2 e 4, as mantissas de dois números não têm entre si, a mesma relação que os próprios números. Isso se torna evidente com a verificação da tabela abaixo, que dá os logaritmos, a cinco decimais, dos números de 1 a 10, inclusive.

log 1 = 0,0000
 log 2 = 0,30103
 log 3 = 0,47712
 log 4 = 0,60206
 log 5 = 0,69897
 log 6 = 0,77815
 log 7 = 0,84510
 log 8 = 0,90309
 log 9 = 0,95424
 log 10 = 1,0000

A razão de 8 para 4 é dois, ao passo que a razão do logaritmo de 8 para o logaritmo 4 é $0,90309 \div 0,60206 = 1,5$.

ESCALAS C e D

As escalas C e D de uma régua de cálculo, são perfeitamente idênticas. Qualquer destas escalas pode ser considerada como representando todos os valores entre 1 e 10. No tipo de régua ilustrado na figura 1 a graduação da extremidade esquerda da escala C ou D está marcada com o número 1 e a graduação da extremidade direita está marcada 10. Sabendo-se que o logaritmo de 1 é zero e o logaritmo de 10 é 1, a distância entre as graduações extremas das escalas C ou D pode ser dividida logaritmicamente da seguinte forma: o índice esquerdo 1 é considerado como sendo a graduação zero; o índice direito, 10, na régua da figura 1, (em algumas réguas, 1), está colocado a uma determinada distância do zero e esta distância é considerada como representando uma distância unidade ou uma diferença nas características dos logaritmos dos números. Assim, o traço da graduação representando qualquer número entre 1 e 10 é determinado, medindo-se a partir de zero, a distância que representa a mantissa do logaritmo dos números.

A distância do índice esquerdo da escala C ou D da figura 1 à graduação número 2 será igual a 0,30103 vezes a distância unidade entre os índices esquerdo (1) e direito (10). A distância do índice esquerdo à graduação número 3 será 0,47712 vezes essa unidade e assim por diante. As subdivisões estão colocadas de tal maneira que a distância do índice esquerdo a cada uma dessas graduações corresponde à mantissa do logaritmo do valor representado pela respectiva graduação. Por exemplo, a distância do índice esquerdo à graduação marcada 1,5 corresponde ao valor do logaritmo de 1,5 que é 0,17609.

ESCALAS A e B

As escalas A e B de qualquer régua de cálculo são também idênticas. Essas escalas estão divididas em duas partes que são exatamente iguais, no que diz respeito à disposição da graduação. A metade esquerda é chamada "Escala A esquerda" ou "Escala B esquerda", conforme o caso, e a metade direita denominada "Escala A direita" ou "Escala B direita". Em muitas réguas a numeração é a mesma nas duas metades da escala. Na régua da figura 1 as graduações da metade esquerda estão numeradas de 1 a 10 e as graduações da metade direita de 10 a 100.

As graduações da escala A ou B esquerda são determinadas, tomando-se o comprimento dessa metade como uma distância unidade e fazendo com que a distância do zero (índice esquerdo) a qualquer graduação intermediária (entre 1 e 10), corresponda à mantissa do logaritmo do valor representado por essa graduação. A escala A ou B direita é graduada de modo semelhante, sendo tomado como zero, o índice direito da escala A ou B esquerda.

ESCALA K

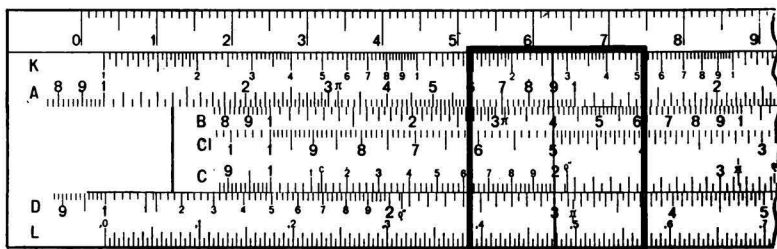
A escala K compõe-se de três partes, também iguais no que se refere à disposição das graduações. O comprimento de cada uma dessas partes, ou seja a distância unidade nessa escala é um terço do comprimento total. A distância entre o traço de graduação que marca a extremidade esquerda de cada uma das partes da escala K até qualquer graduação dessa mesma parte, corresponde à mantissa do logaritmo do número representado pela graduação.

PRINCÍPIOS PARA O USO DA RÉGUA DE CÁLCULO

Multiplicação

A soma dos logaritmos de dois números é o logaritmo do produto desses números. Já vimos que as escalas C e D estão divididas de modo que as distâncias do índice esquerdo até as várias graduações correspondam às mantissas dos logaritmos dos números indicados por essas graduações. Assim, o trabalho realizado pela régua de cálculo para a multiplicação de dois números, consiste em adicionar as distâncias que representam as

Fig. 2



mantissas de seus logaritmos. O método para se encontrar o produto de dois números é ilustrado na figura 2, para a operação $1,5 \times 2$. A seqüência é a seguinte:

1— marca-se o valor 1,5 na escala D, (o 5 pequeno entre 1 e 2 na régua da figura 1), com o auxílio da linha central do cursor:

2— desliza-se a regueta até que o índice esquerdo da escala C fique justaposto ao valor 1,5 da escala D, marcado com o cursor em (1);

3— desliza-se o cursor até a graduação 2 da escala C;

4— o produto $1,5 \cdot 2 = 3$ é lido na escala D sob a linha do cursor.

A distância de 1 a 1,5 na escala D representa a mantissa do logaritmo de 1,5 e a distância entre 1 e 2 na escala C, a mantissa do logaritmo de 2. A distância total obtida, de 1 a 3, representa a mantissa do logaritmo de 3. A régua simplesmente efetuou a soma dos logaritmos de 1,5 e 2.

Determinemos agora o produto de $6,5 \times 8$. Se o índice esquerdo da escala C fôsse colocado na direção de 6,5 na escala D, a graduação 8 na escala C, estaria fora do corpo da régua e o produto não poderia ser lido na escala D. O problema, porém, pode ser resolvido, se o índice direito da escala C fôr justaposto ao 6,5 da escala D. Feito isso e colocada a linha do cursor sobre o 8 da escala C, o produto será encontrado na escala D sob a linha do cursor. Também neste caso, a régua somou, embora indiretamente, os logaritmos dos números dados.

Divisão

Quando se usam logaritmos, a divisão de um número por outro é feita, subtraindo-se o logaritmo do divisor do logaritmo do dividendo e verificando-se a seguir a que número corresponde o logaritmo diferença. Com a régua de cálculo, por exemplo, se se dividir 3 por 2, a subtração é efetuada como ilustra a figura 2. A linha do cursor é colocada sobre o 2 da escala D e a regueta é ajustada de forma que o 2 da escala C fique sob a linha do cursor. O quociente, 1,5, é lido na escala D, à frente do índice esquerdo da escala C.

Na escala D, a distância de 1 a 3 corresponde à mantissa do logaritmo do dividendo 3. Na escala C, a distância de 1 a 2 é a mantissa do logaritmo do divisor 2. Dispondo-se a regueta de forma que coincidam as graduações 2 na escala C e a 3 na escala D, a mantissa do logaritmo de 2 é subtraída da mantissa do logaritmo de 3. A diferença será a distância na escala D entre seu índice esquerdo e a graduação à frente do índice esquerdo da escala C. Essa distância de 1 a 1,5 corresponde à mantissa do logaritmo de 1,5.

LEITURA DAS ESCALAS

No aprendizado do manejo da régua de cálculo, a leitura das escalas constitui a principal dificuldade. Por essa razão, antes da

apresentação dos métodos de cálculo, serão explicadas em detalhes, a colocação e leitura de números nas diversas escalas.

Os números serão considerados para esse efeito como inteiros, levando-se em conta somente os algarismos significativos.

Os zeros à direita ou à esquerda de qualquer número são, pois, desprezados. Assim nos números 3; 30; 300; 03; 0,03 e 0,003 o número utilizado na operação é sempre 3. Nos números 256, 25,6, 25.600 e 0,0256 o número utilizado é 256. No caso de um número como 1,072, os quatro algarismos são significativos, pois não podemos desprezar o zero entre 1 e 7. O número 107,200 tem, igualmente, como algarismos significativos, 1072, visto que nenhum algarismo depois do 2 é significativo.

EXATIDÃO NAS LEITURAS

Nenhuma leitura pode ser feita com exatidão, quando se trabalha com mais de quatro algarismos. Sempre que se usa um quarto algarismo, este tem que ser obtido por cálculo visual.

ESCALAS C e D

Como as operações com a régua de cálculo são usualmente feitas com números de três algarismos as graduações das diversas escalas estarão representando números inteiros de três algarismos. Assim, o índice esquerdo das escalas C ou D, marcado 1, representará 100, a graduação 2, representará 200, etc., até o índice direito da escala, que representará 1000.

O espaço entre o índice esquerdo e a graduação principal marcada 2, está dividido em 10 graduações intermediárias (na régua ilustrada na figura 1) marcadas pelos algarismos 1, 2, 3, ..., 8 e 9 em tipo menor. Em algumas régua encontramos a marcação 1,1, 1,2, ..., 1,8, 1,9. Dado que a distância total entre as duas graduações principais marcadas 1 e 2 representam $200 - 100 = 100$, cada uma das dez divisões representarão um décimo de 100, ou seja 10.

Cada uma das dez divisões entre as graduações principais 1 e 2 (100 e 200) está dividida em dez subdivisões, com traços mais curtos não numerados; a quinta dessas subdivisões é um pouco mais longa que as outras. O espaço entre duas subdivisões consecutivas representa um décimo de dez, ou seja 1.

O espaço entre as graduações principais 2 e 3 (200 e 300) se encontra dividido em 10 graduações intermediárias longas. A graduação que indica a quinta divisão é um pouco mais longa que as outras. Em muitas régua esta quinta divisão está marcada 2,5. Como cada uma das dez divisões representa 10, teremos entre 200 e 300: 210, 220, ..., 280 e 290.

Na régua da figura 1, os espaços 200-210, 210-220, etc., estão divididos por um traço central que representa 205, 215, etc. Em algumas régua, esses espaços (200-210, etc.) estão divididos por quatro traços que representam respectivamente, 202, 204, 206, 208; 212, 214, 216, 218, etc.

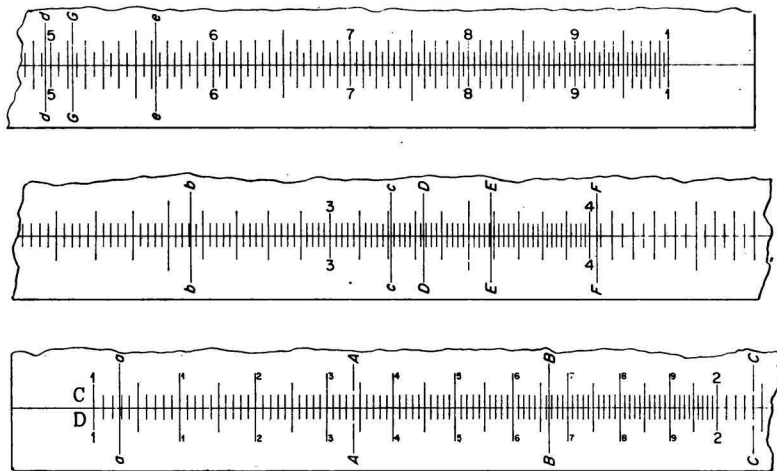


Fig. 3

O espaço 3-4 (300-400) está dividido em dez parte por traços representando 310, 320, ..., 380 e 390. Essas divisões (300-310, 310-320, etc.) são ainda subdivididas em quatro partes, por traços representando 302, 304, 306, 308; 312, 314, 316, 318, etc. Em algumas régua esses espaços representando dez unidades (300-310, 310-320, etc.), apresentam apenas um traço central representando 305 entre 300 e 310, 315 entre 310 e 320, etc.

O espaço 4-5 está dividido em 10 partes representando 410, 420, ..., 480 e 490, que por sua vez estão subdivididos em duas partes por um traço central que representa 405, 415, 425, etc.

Os espaços 5-6, 6-7, 7-8, 8-9 e 9-10 (índice direito) apresentam quase sempre a mesma divisão que o espaço 4-5. Em régua mais simples entretanto, aparecem apenas as divisões de dez em dez.

Vejamos a título de exemplo, a leitura de alguns valores. Na figura 3, linha do cursor em A-A, o primeiro algarismo da leitura será 1, pois a graduação principal anterior, o índice esquerdo, representa o algarismo 1. O segundo algarismo será 3, pois a graduação intermediária longa que precede a leitura está marcada com um pequeno 3. O terceiro algarismo será 4, pois a leitura está situada na quarta graduação curta a partir da graduação intermediária marcada 3. Portanto a leitura em A-A é 134.

No caso da leitura não coincidir com uma graduação curta, o quarto algarismo pode ser determinado calculando-se a fração da subdivisão entre a graduação curta anterior e a leitura. Assim na linha B-B o terceiro algarismo é 6, pois existem seis subdivisões pequenas entre a leitura e a graduação intermediária longa marcada 6 que a precede. A linha B-B entretanto, não coincide com a sexta graduação curta; está colocada a uma distância dessa graduação, distância essa que pode ser avaliada em 0,6 da divisão. Logo o quarto algarismo é aproximadamente 6. A leitura completa será 1666, desprezando-se a vírgula.

Em F-F, o primeiro algarismo é 4, pois a

graduação principal que antecede imediatamente a leitura é 4. O segundo algarismo será 0 pois não aparecem graduações intermediárias longas entre a graduação principal e a leitura. O terceiro algarismo é inferior a 5 pois a graduação que se segue à leitura representa 5. Como a distância entre a leitura e a graduação que a antecede é ligeiramente superior à metade da subdivisão, a distância será três quintos de uma divisão, e o terceiro algarismo da leitura será 3. A leitura completa será portanto, 403.

ESCALAS A, B e K

A leitura das escalas A, B e K processa-se de modo semelhante à leitura das escalas C e B. Convém lembrar que as escalas A e B, iguais entre si, correspondem a duas escalas C (ou D) comprimidas, e a escala K a três escalas C (ou D) comprimidas.

LOCALIZAÇÃO DE VALORES NA ESCALA

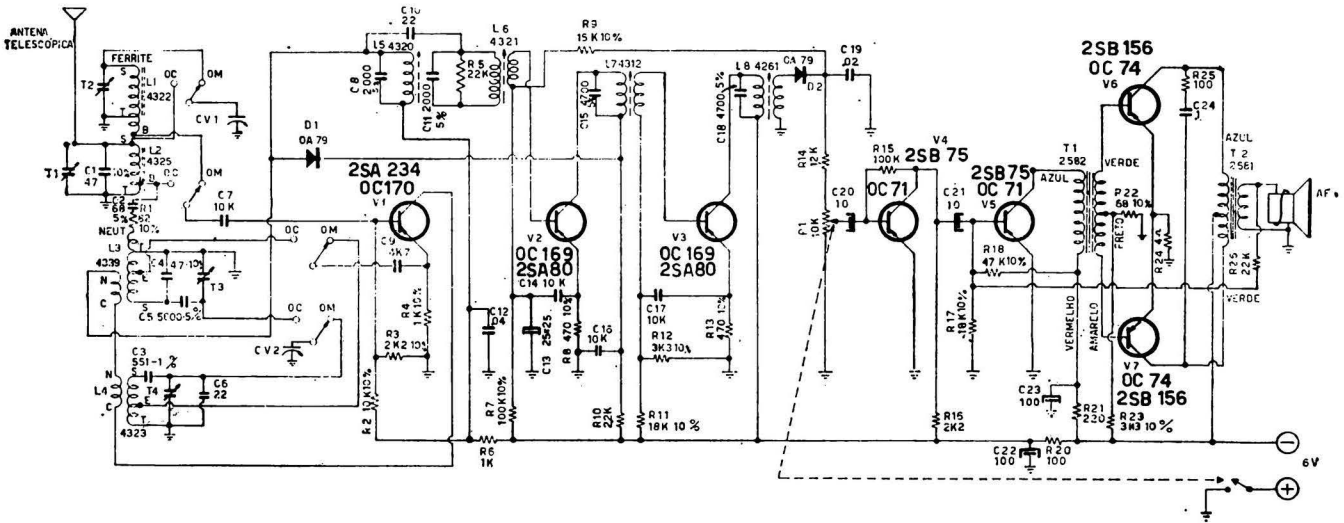
Os princípios para leitura da régua de cálculo são também aplicados na localização de valores. Vejamos, por exemplo, como se processa a localização dos números 1028 (a), 2565 (b), 321 (c), 0,0497 (d) e 56,25 (e) na escala C. Esses valores serão tratados como números inteiros. Assim, teremos respectivamente 1028, 2565, 321, 497 e 5625. Para melhor aproveitamento das explicações que se seguem, deve-se começar a usar a régua de cálculo, procedendo da maneira explicada e a seguir comparando a posição obtida, com a posição correspondente na figura 3.

a— como o primeiro algarismo significativo em 1028 é 1 e o segundo 0, este valor situar-se-á entre o índice esquerdo marcado 1 e a primeira graduação intermediária longa.

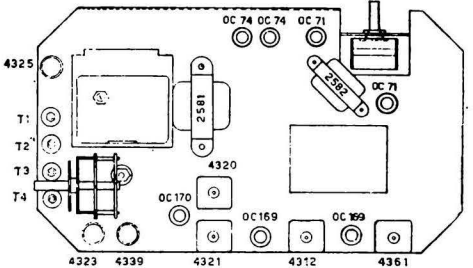
O número de graduações curtas entre o índice e a linha do cursor será igual ao terceiro algarismo significativo em 1028, ou seja 2.

A presença de um quarto algarismo significativo indica que a linha do cursor deve situar-se entre duas graduações curtas.

(Continua na pág. 100)



Obs: O círculo interno refere-se a parte superior da bobina



DOCUMENTAÇÃO TÉCNICA

SEMP - Modelo TR 1002-K-L-M

SUBSTITUIÇÃO DE PILHAS: Solte o parafuso trazeiro e retire a tampa do rádio. Abra a caixa de pilhas e retire as pilhas fracas. Ao colocar as pilhas novas, observe que o positivo pelo central, das mesmas fique na direção dos terminais marcados com +. Feche de novo a caixa de pilhas e o rádio. Se as pilhas

forem colocadas em posição errada, pode-se destruir os transistores.

DADOS TÉCNICOS: Impedância de Saída 3,2 ohms. Potência de saída 300 mW com distorção inferior a 10%. Consumo sem sinal 15 mA e com 300 mW, 80 ma. Quanto menor for o volume de som utilizado maior será a duração das pilhas. — Chave de ondas 7954.

Tabela de Tensões

FUNÇÃO	TRANSISTOR	TENSÕES DC			SINAL APLICADO	
		BASE	COLETOR	EMISSOR	NA BASE	FREQUENCIA
CONVERSOR	OC 170	- 0,8 v	- 4,5 v	- 0,7 v	2 uv	455 Kc
1.º ESTAGIO F I	OC 169	- 0,75 v	- 3,0 v	- 0,55 v	13 uv	455 Kc
2.º ESTAGIO F I	OC 169	- 0,85 v	- 4,8 v	- 0,68 v	1 mv	455 Kc
1.º ESTAGIO A F	OC 71	- 0,15 v	- 2,0 v	0	1,1 mv	400 c/s
2.º ESTAGIO A F	OC 71	- 0,25 v	- 4,4 v	- 0,04 v	55 mv	400 c/s
ESTAGIO FINAL	OC 74	- 0,11 v	- 6,0 v	- 0,02 v	620 mv	400 c/s

As medidas de tensões DC deverão ser feitas com instrumento eletrônico. O sinal aplicado na base dos transistores, de acordo com a tabela acima, deverá produzir uma tensão de 08, volt no altofalante (200 mW), nas se-

guintes condições: Tensão das pilhas 6V; chave de ondas na 1.a calibração; condensador variável todo aberto (capacidade mínima); controle de volume todo aberto (rotação máxima para a direita).

Calibração

Operação	Aplicação do Gerador	Carga	Frequência do Gerador	Posição da chave de ondas	Ponteiro do Dial	Ajustar p/ o máximo de rendimento na Ordem Indicada
1	Base do Conversor	1 uF	455 kc	Médias	530 kc	Núcleos das Bobinas de FI 4320, 4321, 4312, 4261
2	Base do Conversor	80 pF	1500 kc	Médias	1500 kc	T 4
3	Base do Conversor	80 pF	1500 kc	Médias	1500 kc	T 2*
4	Base do Conversor	80 pF	600 kc	Médias	600 kc	L 1*
5	Antena Telescópica fechada	6 pF	11,8 Mc	ONDA CURTA	11,8 Mc	T 3*
6	Antena Telescópica fechada	6 pF	11,8 Mc	ONDA CURTA	11,8 Mc	T 1*
7	Antena Telescópica fechada	6 pF	5,5 Mc	ONDA CURTA	5,5 Mc	L 2*

* REPETIR ESTAS OPERAÇÕES ATÉ CONSEGUIR UM AJUSTE PERFEITO.

* USE A MÍNIMA CAPACIDADE SE OBTIVER DOIS SINAIS.

COMO OUVIR SUA MUSICA PREFERIDA

Sérgio Américo Boggio

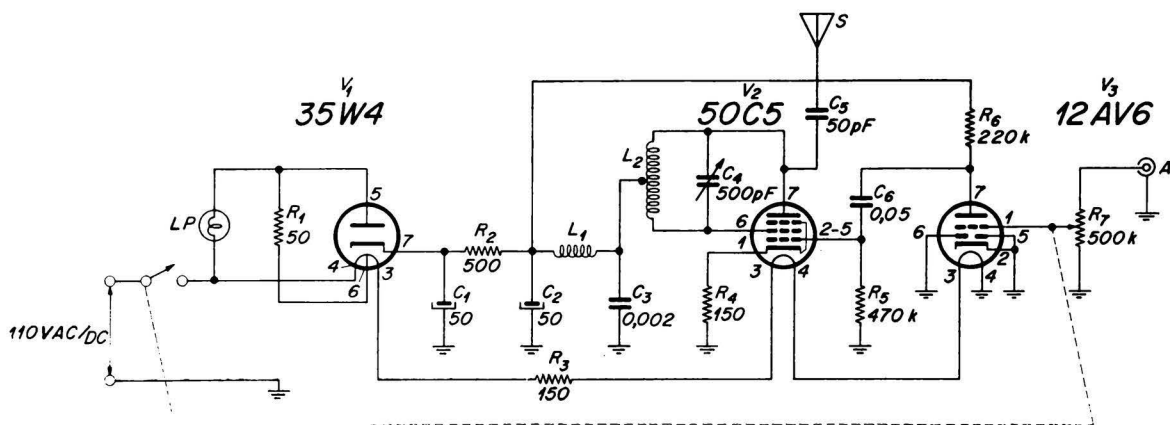


Fig. 1 — Circuito esquemático do transmissor de reduzido alcance.

INTRODUÇÃO

Nêste artigo descrevemos um transmissor de baixa potência, de execução rápida e econômica operando na faixa de ondas médias e que se presta aos mais diversos usos. Modulando-se o transmissor, com qualquer tipo de áudio — música ou voz — ao sintonizarmos em qualquer lugar num pequeno raio de ação, um receptor de rádio na freqüência de transmissão, obteremos uma reprodução razoável do som original.

Convém lembrar que qualquer transmissão efetuada sem licença do CONTEL ou da LABRE constitui uma contravenção e estará sujeita às sanções previstas pela lei. Assim sendo, não se deve forçar o equipamento a atingir rádios que não estejam dentro do raio de ação previsto, de poucos metros.

CIRCUITO

O circuito que apresentamos na figura 1, como os leitores podem notar, é bastante simples, porém de ótimo rendimento.

O circuito foi previsto para trabalhar em 110 V C.A./C.C.. Os filamentos são alimen-

tados em série perfazendo um total de 97 V.

O resistor R_3 é um resistor redutor de filamento. LP é uma lâmpada piloto, que indica que o transmissor está funcionando, pois só passará corrente por LP quando houver corrente de placa na 35W4. Se houver um curto-circuito acidental na tensão de alimentação a lâmpada piloto queimará protegendo a 35W4.

Os condensadores C_1 , C_2 e o resistor R_2 , constituem um filtro para o ripple. L_1 e C_3 , constituem um filtro para RF. A bobina L_2 , e o condensador C_4 , constituem o circuito oscilador e tanque ao mesmo tempo. A modulação é feita em grade (g_1 —50C5) por meio do capacitor de acoplamento C_5 .

O potenciômetro R_7 serve para ajuste do nível de modulação de sinal da entrada A.

A antena s é telescópica, do tipo usado em receptores de rádio ou televisão portáteis, não devendo seu comprimento exceder 1 metro.

A entrada A pode ser usada para toca-discos ou microfone a cristal. Desejando-se usar

os dois ao mesmo tempo, por exemplo, falar com música de fundo, deve-se utilizar o misturador resistivo da figura 2.

A frequência de transmissão é determinada pelo valor de L_2 , C_4 , e a capacidade parasita da válvula, C_p , paralela a C_4 . No caso presen-

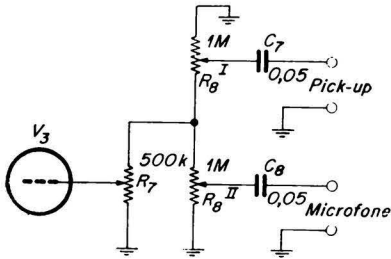


Fig. 2 — Misturador resistivo.

to do fio. Para saber quanto fio é necessário, conhecido o número de espiras N e o diâmetro D obtém-se em primeiro lugar o comprimento de cada espira ($C_{esp} = \pi D$), e multiplicando-se esse valor pelo número de espiras N obtém-se o comprimento total do fio: $C_{tot} = NC_{esp}$ logo $C_{tot} = N\pi D$.

MONTAGEM

A montagem não é crítica, devendo-se dar particular atenção aos componentes L_1 , C_3 , L_2 , C_4 , C_5 , que devem se situar bem próximos de V_2 e ter ligações bem curtas. Para maior clareza, observar o chapeado da figura 3.

O tamanho do chassi fica a critério do leitor, de acordo com o material usado e o local de instalação do transmissor.

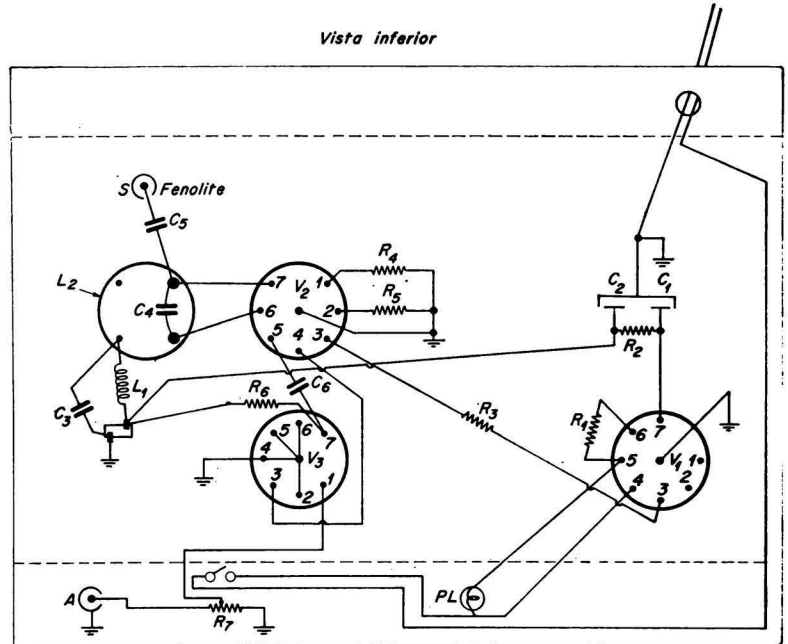


Fig. 3 — Diagrama de ligações e disposição de montagem.

te a frequência escolhida foi de 750 kHz. Se o leitor desejar outros valores de frequência f , bastará usar a fórmula:

$$L_2 = \frac{1}{(C_4 + C_p) (2\pi f)^2}$$

$$\pi = 3,1416$$

Para construir a bobina, com uma só camada usamos a seguinte expressão:

$$L_2 = \frac{N^2 \cdot D}{102S + 45}$$

onde:

L_2 : indutância em μH .

D : diâmetro externo do tubo suporte em cm .

N : número de espiras

S : relação l/D .

l : comprimento.

O comprimento l é a distância entre a primeira espira e a última, e não o comprimen-

A bobina L_1 é um choque de RF de 2,5 mH por 50 mA. Deve-se frizar que este valor não é crítico. Assim sendo podemos construí-lo, utilizando um dos enrolamentos de um transformador de FI velho (para válvulas). O indutor L_2 é a bobina osciladora que se constitui de 62 espiras com uma tomada central, isto é 31+31. O comprimento total é de 3,8 cm e o fio usado pode ser 22, 23, 24. O enrolamento da bobina deve ser feito sempre no mesmo sentido, em uma camada, de modo que tenhamos as 62 espiras no espaço de 3,8 cm. O tubo suporte de plástico ou baquelite, com diâmetro de 3,8 cm é encontrado na praça já com 4 pinos de encaixe. Na parte superior do tubo como se pode ver na figura 4, deve-se inserir uma placa circular de fenolite, no centro da qual se faz um orifício para a colocação do condensador C_4 , que ficará, pois, no interior do tubo. Feito isso, efetuam-se as ligações necessárias de acordo com o esquema elétrico: ligando-se ao pino 1 do soquete do tubo suporte a grade screen de V_2 ; ao pi-

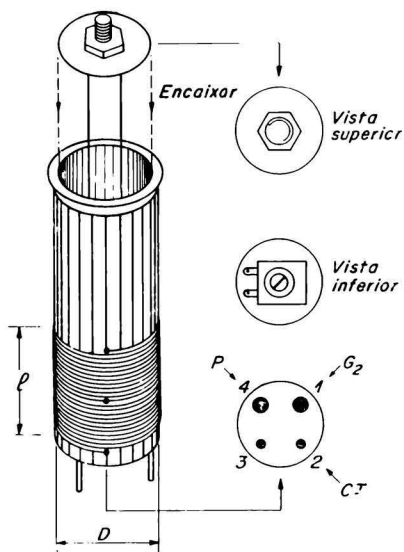


Fig. 4 — Construção da bobina.

no 2 a tomada central e ao pino 4 a placa de V_2 . Cuidar para não haver contato entre os fios no interior do tubo. Encaixa-se então a placa de fenolite com o condensador na parte superior do tubo suporte da bobina, e cola-se.

Procedendo-se desta forma, se desejarmos operar em outra frequência, basta que troquemos todo o circuito sintonizado.

A porca suporte da antena deverá ser fixada em uma placa circular de fenolite de 3,5 cm de diâmetro, a qual por sua vez, é fixada ao chassi do transmissor. No caso de se querer usar uma antena embutida, deve-se utilizar um pedaço de fio 12, reto, de aproximadamente 1 metro de comprimento, suportado por isoladores de porcelana.

O material utilizado é de fácil aquisição. Cuidado especial deve ser tomado na questão do soquete de V_2 . Deve-se utilizar soquete de porcelana, para evitar atenuação na RF, embora o aparelho funcione mesmo com soquetes de outros tipos. Os condensadores C_3 , C_4 e C_5 devem ser de boa qualidade e boa isolamento devido às altas tensões de pico de RF que surgem nesses componentes.

Como um dos pólos da rede vai ligado diretamente ao chassi, deve-se ter cuidados especiais quanto a isolamento equipamento-operador.

AJUSTES FINAIS

Uma vez montado o transmissor passemos aos ajustes. Ligando-se o transmissor a uma rede de 110V AC/DC, LP acendendo, indicará que o equipamento está pronto para ser usado. Liga-se um receptor de rádio na faixa de OM e procura-se no dial um ponto em que não haja ruído ou estação operando. Feito

isto, com a antena do transmissor fechada (encolhida) e com um sinal de áudio na entrada A (toca-discos, por exemplo) e R_7 no máximo de modulação, atua-se sobre o capacitor C_4 até ouvir o sinal no rádio; a seguir, gira-se R_7 até que a qualidade de som fique boa; retoca-se novamente C_4 e assim por diante até obter-se o melhor ponto de C_4 . Caso o ponto encontrado não seja satisfatório, deve-se procurar outro ponto no dial e refazer os ajustes. Quando se encontrar o ponto ótimo, lacra-se com cêra apropriada o condensador C_4 .

A antena é aberta somente o necessário para se ouvir o sinal dentro da própria casa. Assim deve-se ajustar a antena até um certo ponto, e, feito isto, não se mudar mais. Caso o leitor resida em apartamento, deve-se certificar de não estar havendo interferências na vizinhança, pois se isto acontecer, estará infringindo a lei como foi dito no início do artigo.

Entre as várias aplicações do transmissor podemos citar as seguintes:

- 1 — para se ouvir o som de um toca-discos em qualquer parte de uma casa.
- 2 — como intercomunicador sem fio.
- 3 — para encontrar tubulações embutidas nas paredes, bastando para isso que se aplique o sinal modulado do transmissor ao tubo — o sinal captado no receptor de rádio será mais forte próximo do tubo.

LISTA DE MATERIAL

R_1	50 Ω	1/2 W
R_2	500 Ω	2 W
R_3	150 Ω	10 W
R_4	150 Ω	1 W
R_5	470k Ω	1/2 W
R_6	220k Ω	1 W
R_7	500k Ω	pot. log c/ chave
R_8	1M + 1M	pot. lin coax.
C_1	50 μ F	150 V
C_2	50 μ F	150 V
C_3	.002 μ F	500 V
C_4	variável mica	500 pF 500 V
C_5	50 pF	500 V
C_6	.05 μ F	500 V
C_7	"	" "
C_8	"	" "

LP lâmpada piloto 6,3 V — 100 mA

V_1 35W4

V_2 50C5

V_3 12AV6

L_1 e L_2 (vide texto)

A tomada para microfone

O MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

Já vimos em outros artigos (A Geração de Pulsos em Televisão — revista n.º 18 — e O Oscilador de Bloqueio — revista n.º 19) alguns processos para a geração dos pulsos utilizados na sincronização em televisão. Neste artigo, daremos uma descrição de outro circuito, também usado para esse fim. Trata-se do multivibrador, cujo emprêgo está muito difundido. Este circuito pertence, como o oscilador de bloqueio, ao grupo dos osciladores de relaxação, que não necessitam de uma oscilação auxiliar (como p. ex. uma série de ondas senoidais) para a geração de pulsos. Existem várias modalidades de multivibradores (monoestável, biestável e astável). Trataremos aqui, do multivibrador astável, cujo circuito básico é apresentado na fig. 1.

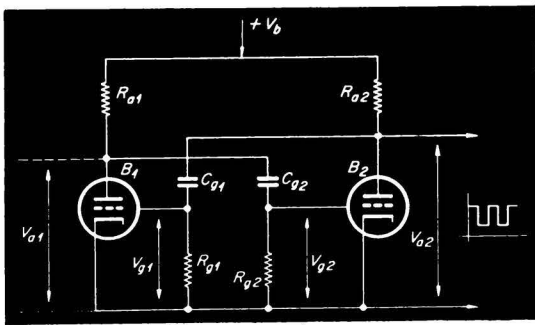


Fig. 1 — Circuito básico de um multivibrador astável. B_1 e B_2 — válvulas; C_{g1} e C_{g2} — capacitores de grade; R_{a1} e R_{a2} — resistores de anodo; R_{g1} e R_{g2} — resistores de grade; V_{a1} e V_{a2} — tensões de anodo; V_{g1} e V_{g2} — tensões de grade. A ligação do polo negativo, da fonte de alimentação é feita ao terminal comum.

O circuito emprega duas válvulas e é, fundamentalmente, a conjugação de dois osciladores de bloqueio. Neste caso, porém, cada válvula age como componente de realimentação para a outra, o que, no oscilador de bloqueio simples, era feito pelo transformador. Esse transformador transferia as variações da corrente anódica, em forma de variações de tensão, à grade da mesma válvula.

No circuito do multivibrador (Fig. 1), as variações sofridas pela tensão anódica da válvula B_1 são levadas, através do capacitor C_{g2} , à grade da válvula B_2 . Estas variações che-

gam, amplificadas e com sua fase invertida, ao anodo desta segunda válvula de onde retornam, através do capacitor C_{g1} , à grade de B_1 . O canal de realimentação para B_2 é através de C_{g1} , B_1 e C_{g2} .

A conjugação de dois osciladores de bloqueio funciona da seguinte maneira (Fig. 2). Ao ser aplicada a tensão de alimentação $-V_b$ haverá um fluxo breve e intenso de correntes anódica e de grade em ambas as válvulas, de modo análogo ao que se verificava na única válvula do oscilador de bloqueio. Em consequência da realimentação extraordinariamente eficaz que cada válvula proporciona à outra, ambas as grades de imediato se tornam fortemente negativas e cortam o fluxo de elétrons em suas respectivas válvulas; isto ocorre no instante t_0 .

A partir deste momento, segue-se uma descarga lenta dos dois capacitores C_{g1} e C_{g2} . Finalmente, o potencial de grade de uma das válvulas cai abaixo do ponto de corte e esta válvula passa a conduzir novamente.

Suponhamos que B_1 é a primeira das duas válvulas a conduzir. Ao crescer sua corrente anódica, a tensão de anodo V_{a1} cai do valor inicial (V_b). Através de C_{g2} a alteração de potencial é conduzida, sem alteração na polaridade, à grade de B_2 . Esta grade, que se encontrava no processo de descarga e havia quase atingido o ponto de corte, com isto recupera o seu forte potencial negativo. Portanto, para o momento, B_2 permanece bloqueada.

Nesse interim, a corrente através de B_1 aumenta rapidamente e V_{a1} continua a cair e tornar V_{g2} ainda mais negativa. Como a realimentação através de B_2 é impossível devido ao seu estado de não-condução, não ocorre processo de relaxação em B_1 (como aconteceria num oscilador de bloqueio comum); ao invés disso, a corrente anódica de B_1 aumenta até atingir um valor máximo, mantendo-o temporariamente. O máximo é determinado principalmente pelo valor ao qual cai a tensão anódica.

Estando agora a corrente anódica de B_1 num nível constante, V_{a1} permanece constante e C_{g2} , que não está mais transferindo mudanças de potencial a B_2 , tem a oportunidade de descarregar-se de sua tensão original V_b , para o valor mais baixo, V_{a1} . Em outras palavras, o potencial negativo de grade B_2 tem a oportunidade de cair, o que acontece no intervalo t_1 a t_2 . No instante t_2 o ponto de corte é atingido. Aí então, começa a fluir corrente através de B_2 e V_{a2} cai abaixo

(Continua na pág. 163)

Geradores MHD* de energia elétrica

* MAGNETO - HIDRO - DINÂMICOS

Aplicações nucleares

Num reator nuclear, a temperatura intrínseca do processo de fissão é da ordem de milhões de graus — a temperatura no centro da explosão de uma bomba atômica — mas a temperatura de operação prática é ditada pelo ponto de fusão dos recipientes metálicos que contêm o combustível a ser fissionado. As estações geradoras nucleares não utilizam ainda, a verdadeira natureza peculiar da energia atômica, mas a empregam como uma fonte alternativa de calor, com a qual se aquece a água criando o vapor que aciona os turbinadores convencionais.

A figura 7 mostra a representação esquemática de parte do núcleo de um reator de potência nuclear resfriado a gás do tipo Calder

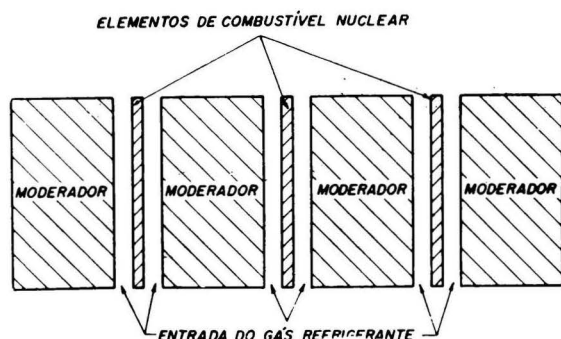


Fig. 7 — Representação esquemática de parte do núcleo de um reator de potência resfriado a gás, que utiliza urânio natural como combustível, grafite como moderador e dióxido de carbono como gás resfriador. Num grande gerador típico desse tipo, com potência de saída de 300 MW, o núcleo seria um cilindro de grafite de pouco menos de 20 m de diâmetro e cerca de 10 m de altura; com 4.500 canais contendo de 300 a 400 toneladas de combustível.

Hall, o protótipo das estações geradoras nucleares atualmente construídas na Inglaterra. Em tais reatores, o combustível nuclear encontra-se na forma de urânio natural sólido, e o moderador consiste de blocos de grafite puro. (Os neutrons liberados pela fissão do urânio adquirem alta velocidade, e terão grandes probabilidades de causarem outras fissões se não forem retardados por um material moderador, não fissionável e não absorvedor de neutrons. O grafite puro e a água pesada

estão entre os melhores moderadores; a água comum é usada por vezes, mas apresenta a desvantagem de ser um absorvedor relativamente forte de neutrons.)

O gás usado na refrigeração dos reatores britânicos é dióxido de carbono; o hélio apresentaria certas vantagens mas não é facilmente obtido na Inglaterra. Nos E.U.A. estão se desenvolvendo reatores resfriados a hélio, dada a sua maior abundância no país.

Em geradores nucleares comuns o gás quente após deixar o reator, circula por um trocador de calor, produzindo vapor, que aciona turbinas mais ou menos convencionais. Seria possível, em princípio, eliminar-se o trocador de calor e fazer circular o gás no reator diretamente em uma turbina de gás. Na prática, entretanto, existem consideráveis dificuldades de projeto nessa proposição, sem mencionar o problema de manutenção das turbinas, que seriam contaminadas pelo gás radioativo.

Uma forma mais direta de conversão da energia da fissão em eletricidade seria a utilização do gás resfriador do reator como fluido de trabalho, num gerador MHD. O dióxido de carbono não se ioniza suficientemente em temperaturas inferiores a 3.000°C — a propriedade que apresenta em comum com outros gases de combustão. Portanto, um gerador nuclear MHD que utilizasse dióxido de carbono, teria ainda que operar acima de 3.000°C.

Com hélio como resfriador, entretanto, a situação é um pouco melhor, já que este gás pode ser ionizado a temperaturas mais baixas. Esta circunstância aliada ao fato desse gás não ser corrosivo e apresentar-se isento de impurezas, faz com que um sistema nuclear MHD utilizando hélio, seja tão atrativo quanto um sistema de combustível químico de ciclo aberto. Certamente haveria problemas de contaminação radioativa, como em qualquer sistema nuclear, mas estes poderiam ser reduzidos, por operação em circuito fechado, e além disso uma menor temperatura de operação do sistema nuclear significa uma redução nos problemas de material.

O uso de sais de metais alcalinos para aumentar a ionização do gás é problemático, tanto para sistemas nucleares como para sistemas de combustível químico. Se fôsse possí-

vel utilizá-los com sucesso, sem muita corrosão, reduzir-se-ia, ainda mais, a temperatura de operação de sistemas nucleares MHD que empregam hélio. Uma idéia, que está sendo seriamente considerada, consiste em se fazer com que o sal adicionado seja condensado na parte de baixa temperatura do ciclo, para ser, subsequentemente, reintroduzido no jato de gás, antes deste entrar no gerador MHD propriamente dito (figura 8). Essa manobra limitaria a corrosão à parte não nuclear do ciclo.

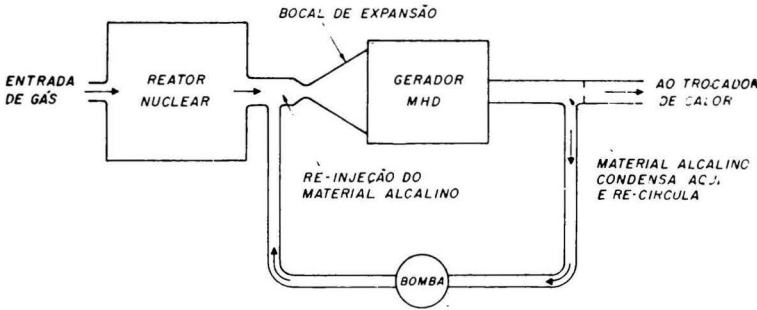


Fig. 8 — Parte de um sistema MHD com reator nuclear ao invés de forno convencional, mostrando-se a recirculação do material alcalino semeado, da parte de baixa pressão para o tubo de expansão. Note-se que o vapor alcalino não entra no reator.

O limite máximo da temperatura de operação de qualquer reator nuclear de combustível sólido é determinado pelo ponto de fusão do combustível. Nos reatores do tipo Calder Hall, um limite ainda menor é fixado pelo ponto de fusão do recipiente que contém o combustível; isso restringe a temperatura do gás resfriador para cerca de 500°C, portanto muito reduzida para geração MHD, mesmo com a utilização de gás hélio. Geradores experimentais utilizando combustíveis refratários, sem recipiente, operaram a temperaturas consideravelmente mais elevadas. Num desses reatores o combustível é uma mistura de carbeto de urânio e carbeto de zircônio, operando a uma temperatura de pouco mais de 2.000°C. Esses reatores já começam a apresentar interesse para MHD. (A mistura de carbeto de urânio e carbeto de zircônio foi desenvolvida inicialmente para outro dispositivo de conversão direta, o "termopar de plasma" que será descrito em artigo futuro).

Sistemas de gases fissionáveis

Utilizando-se gás fissionável como combustível nuclear poder-se-ia, em princípio, remover a limitação de temperatura de operação. É claro que as paredes do vaso que contém o gás devem ser mantidas abaixo de uma certa temperatura dada, mas da mesma forma que no caso dos foguetes de combustível químico, isso não impede que o gás se mantenha a uma temperatura consideravelmente mais elevada. O uso de gás fissionável oferece a interessante possibilidade de se construir um gerador nuclear MHD onde o fluido de trabalho é (ou contém) seu próprio combustível nuclear. Foram descritas duas maneiras possíveis de realização desse conceito, às quais nos referiremos como "reator de cavidade" e "reator de plasma".

O reator de cavidade é um reator de fissão nuclear onde todo, ou quase todo, o mo-

derador está numa concha externa. A concha circunda a cavidade que contém o combustível nuclear sólido, líquido ou gasoso; como o combustível não está distribuído por todo o moderador, como num reator convencional, a temperatura do combustível pode estar muito acima da temperatura máxima permitível ao moderador.

A figura 9 ilustra esquematicamente um gerador MHD de reator de cavidade, idealizado pelo Dr. Richard Rosa do Avco-Everett Research Laboratory. A cavidade é esférica, com

cerca de dois metros de diâmetro; o moderador circundante consiste de cerca de sete toneladas de água pesada. O tubo de expansão tem pouco mais de dois metros de comprimento e é atravessado pelo campo de um eletro-ímã, cujo enrolamento de cobre pesa cerca de 120 toneladas.

O fluido de trabalho (hélio, mais um átomo por cento de urânio e um átomo por cento de potássio*) é introduzido na cavidade à pressão de cerca de 120 atmosferas, e se aquece (pela fissão nuclear do urânio) até uma temperatura de cerca de 6.000°C, antes

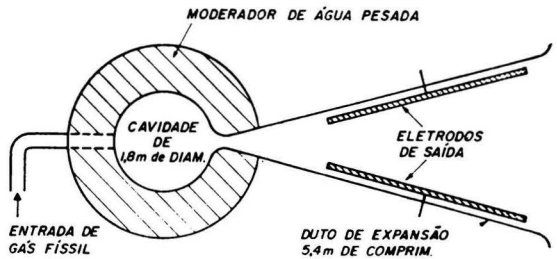


Fig. 9 — Representação esquemática de um possível sistema gerador MHD de reator de cavidade, de 10.000 MW. Um campo magnético atravessa o conduto perpendicularmente ao plano do papel. (As bobinas que geram esse campo foram omitidas, para não se complicar, sem necessidade, o diagrama).

de se expandir pelo tubo. O Dr. Rosa estimou que a densidade de potência desse dispositivo varia ao redor de 1 kW por centímetro cúbico, a potência específica ao redor de 100 kW por kg. e a potência de saída total, aproximadamente 10.000 MW.

* Um átomo de urânio e um de potássio para cada cem de hélio.

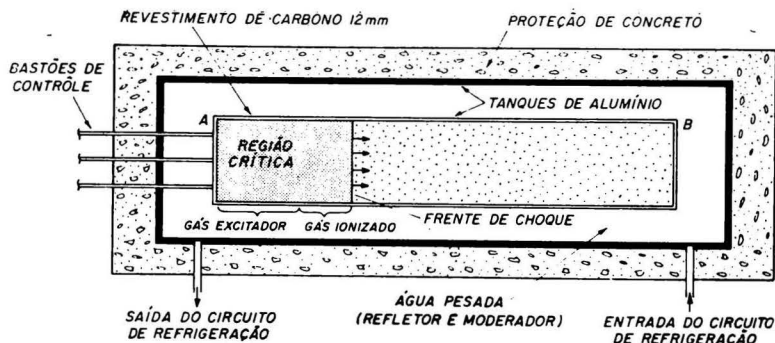


Fig. 10 — Diagrama conceitual do reator de plasma. O gás fissionável concentrado no lado A torna-se super-critico, aquece e envia uma onda de choque em direção a B. O gás continua fluindo em direção a B até atingir uma concentração super-critica nesse extremo, quando o processo se refete.

Este último valor representa a saída de dez dos maiores geradores a vapor atuais ou 100 turbogeradores convencionais de peso e dimensões comparáveis. Se existem sistemas de distribuição que suportam 10.000 MW é uma outra questão, mas o fato dessa potência ser obtida de uma unidade não maior do que um turbogerador convencional de 100 MW é um testemunho eloqüente das potencialidades do sistema reator de cavidade de MHD.

O reator de plasma consiste de um longo cilindro de material refratário, com um moderador refletor em cada extremo, cheio de gás fissionável. Noutra variante (figura 10) o moderador circunda completamente o gás, consistindo basicamente num reator de cavidade de formato cilíndrico ao invés de esférico.

Além do formato diferente, os princípios de funcionamento dos sistemas ilustrados nas figuras 9 e 10, são bem diversos. Pode-se notar pela comparação das duas figuras que, enquanto a cavidade do reator da figura 9 tem conexão com um circuito externo de gás, a cavidade do reator da figura 10 é completamente fechada. No sistema da figura 9 a súbita expansão do gás quente através do tubo que é atravessado por um poderoso campo magnético, consiste no "coração" do processo de geração, tanto nesse gerador, como em qualquer outro gerador MHD (químico ou nuclear) já tratado até aqui.

O que substituiria esse importante estágio num reator de plasma? Como breve resposta diríamos que esse estágio é substituído por expansões e compressões alternadas do gás fissionável, dentro da própria cavidade cilíndrica. Para se compreender como essas expansões e compressões são executadas, veremos antes, com detalhes alguns fatos relacionados com reações nucleares.

Um reação nuclear em cadeia, tanto numa bomba, como num reator, será mantida somente enquanto houverem neutrons suficientes para alimentá-la, já que a divisão de cada átomo de urânio ou outro núcleo fissionável só se inicia pela absorção de um neutron livre. Na realidade cada fissão libera muitos outros neutrons, mas nem todos esses neutrons estarão disponíveis para outras fissões; alguns são absorvidos sem causar fissão e outros, simplesmente escapam da superfície do combustível antes de serem absorvidos ou provocarem fissões e evidentemente os neutrons liberados por fissões próximas à superfície do combustível têm mais chance de escaparem dessa maneira, do que aqueles

liberados em regiões mais centrais do combustível. De uma maneira geral, e a relação entre essa perda de neutrons pela superfície e a taxa líquida da liberação interna que determina se a reação é ou não auto-sustentável.

Se a taxa de produção de neutrons iguala exatamente a taxa de remoção do sistema (por fuga e absorção) o sistema é dito "critico"; se a taxa de produção é menor do que a remoção, o sistema é "sub-critico"; se a taxa de produção excede a taxa de remoção, é "super-critico". A bomba atômica é um exemplo de sistema que se torna rapidamente super-critico, com os resultados catastróficos bem conhecidos.

Num reator nuclear procura-se manter o sistema exatamente critico, com materiais absorvedores de neutrons que são introduzidos sob controle, no reator. Se fosse feita sub-critica, a reação se interromperia; se fosse feita super-critica o reator se sobreaqueceria e no caso de não se tomarem imediatamente as medidas de correção, o combustível começaria a se fundir. Os resultados não seriam tao drásticos como na explosão de uma bomba, mas seriam ainda bastante desagradáveis, como provam os muitos acidentes com reatores super-criticos.

A taxa a que se verificam as fissões num combustível nuclear sólido é proporcional à quantidade (volume) de combustível presente (mantida a densidade). A taxa de fuga de neutrons pela superfície, por outro lado, depende da área da superfície. Vemos assim que a relação entre a produção e fuga de neutrons depende da relação entre o volume e a área da superfície do combustível.

Para fixar idéia, suponhamos que o combustível tenha o formato de uma esfera. O volume de uma esfera é proporcional ao cubo de seu raio, ou seja, duplicando-se o raio, o volume aumenta oito vezes. Por outro lado, a área da superfície de uma esfera é proporcional ao quadrado de seu raio, ou seja, duplicando-se o raio, a superfície aumenta somente quatro vezes. Portanto, quanto maior a esfera maior a relação entre volume e área da superfície.

Numa esfera de combustível nuclear suficientemente pequena, não haverá formação do número total de neutrons livres, já que estes podem escapar através da superfície, mais rapidamente que as fissões através do volume podem produzi-los. Aumentando-se o combustível (mantendo-se o formato de esfera) au-

menta-se tanto a área da superfície como o volume, mas este aumenta proporcionalmente mais do que a superfície. Assim a taxa de produção de neutrons através do volume do combustível aumenta proporcionalmente mais do que a taxa de fuga pela superfície. Se continuarmos aumentando o combustível este acabará por alcançar um tamanho crítico, quando a taxa de produção de neutrons dentro do combustível se compara com a fuga pela superfície. Aumento maior do volume do combustível, o tornaria super-crítico, resultando numa explosão nuclear ou pelo menos na fusão do combustível.

Se o combustível for um gás, a área de sua superfície pode ser diminuída (e sua densidade aumentada), comprimindo-se-o. Para uma determinada massa de gás fissionável, existe um volume crítico: se o gás for comprimido para menos de seu volume crítico, a fuga de neutrons pela superfície não pode acompanhar a produção através do volume do gás, resultando num caso super-crítico.

No reator de plasma da figura 10, a quantidade de gás fissionável é tal que quando distribuída uniformemente através da cavidade cilíndrica o sistema será sub-crítico. Suponhamos agora que um distúrbio repentino (por exemplo, um golpe aplicado externamente) faça com que grande parte do gás se concentre em um dos extremos, comprimindo-o abaixo do volume crítico. Imediatamente se desenvolverá uma reação em cadeia que resultará em uma liberação instantânea de calor, iniciando uma onda de choque que viaja a uma velocidade supersônica ao longo do cilindro (o efeito seria equivalente a uma explosão nuclear "miniatura"). Atrás da onda de choque existe uma camada de gás (plasma) super quente e portanto ionizada. Quando a onda de choque chega ao lado oposto do cilindro, o gás continuará fluindo até que se acumule material fissionável em quantidade suficiente para se tornar super-crítico, repetindo-se o ciclo, na direção oposta e assim por diante. Teoricamente, o plasma continuaria oscilando entre um extremo e outro do cilindro até que o combustível nuclear fosse suficientemente consumido para impedir a ocorrência de um estado super-crítico em qualquer ponto do ciclo.

Vemos assim, que o reator de plasma substitui o fluxo unidirecional de plasma dos outros geradores MHD, pela oscilação do plasma dentro do cilindro. Dispondo-se um campo magnético transversalmente e eletrodos na forma usual (figura 11) poder-se-ia em princípio, obter corrente elétrica alternada do plasma.

Na prática, como a própria oscilação do plasma constitui uma corrente alternada, poder-se-ia utilizar outro método de obtenção de corrente elétrica não utilizável para corrente contínua. Esse método dispensa totalmente os eletrodos (excluindo portanto, seus problemas de corrosão) e emprega o princípio de acoplamento indutivo. Na figura 11b a corrente alternada no plasma corresponde ao primário de um transformador e induzirá corrente no enrolamento externo, que corresponde ao secundário. Para a obtenção de po-

tência apreciável, esse enrolamento deve, obviamente, conter muito mais espiras que as que se observa na figura.

Os estudos preliminares de projeto do reator de plasma ilustrado na figura 10 indicaram que a temperatura máxima de operação do gás fissionável estaria na região dos 6.000°C, embora a temperatura das paredes da cavidade fosse de cerca da metade. A potência de saída estaria ao redor de 500 MW, com uma eficiência total de vinte por cento na conversão do calor da fissão nuclear em energia elétrica.

Deve talvez ser necessário esclarecer que os reatores de plasma fissionável descritos acima estão muito longe da possibilidade de realização de reatores term nucleares que utilizariam o calor da fusão nuclear ao invés da fissão. Como já foi mencionado, os plasmas termo-nucleares têm temperaturas de milhões de graus ao invés de milhares de graus. Geradores de potência operando em tais temperaturas astronômicas exigiriam tecnologias completamente novas, estando suas possibilidades de aproveitamento num futuro bem remoto.

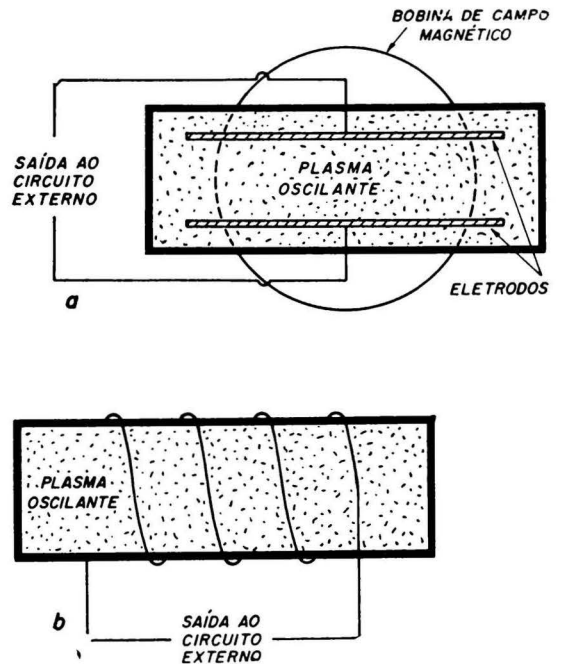


Fig. 11 — Métodos para a extração da corrente do reator de plasma: (a) inserindo-se eletrodos e campo magnético transversal; (b) através de enrolamento externo.

Estado atual e perspectivas futuras

Com exceção do reator de plasma que gera C.A. todos os conjuntos MHD descritos até aqui geram C.C. e a eficiência de conversão desta para C.A. será um pré-requisito necessário para o uso em larga escala desses geradores; no suprimento de energia às redes de distribuição. A tecnologia da conversão C.C.-

(Continua na pág. 103)

FREQÜÊNCIAS DE CORTE E DE TRANSIÇÃO

Henri Lilien.

(Toute l'Electronique)

O comportamento dos transistores em relação à frequência é caracterizado por certas grandezas e o objetivo deste estudo é exatamente procurar defini-las e mostrar as relações que existem entre elas. Os numerosos abacos de que nos servimos para facilitar os cálculos aos leitores, foram elaborados por engenheiros da Motorola.

DEFINIÇÕES FUNDAMENTAIS

Sabe-se que o ganho de um transistor não se mantém constante quando se aumenta a frequência de trabalho do mesmo. Na montagem base comum o ganho de corrente é igual ao parâmetro h_{21b} e recebe a notação α ; esse ganho α é medido em condições perfeitamente determinadas, sem o que não teria nenhum significado. Assim, a medida se efetua em uma frequência f_0 , suficientemente baixa e inferior a todas as frequências limites que iremos definir. Nesta frequência f_0 o ganho de corrente é representado por α_0 .

O ganho de corrente apresenta na montagem base comum uma frequência de corte f_α na qual o seu valor é 3 db inferior a α_0 ; pode-se então escrever:

$$\alpha_f = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} \cong \frac{\alpha_0}{1,4} \cong 0,7 \alpha_0 \quad (1)$$

Para que não se possa criar nenhuma dúvida no espírito de nossos leitores, a tabela I mostra a relação entre os decibéis e as relações de potência e tensão correspondentes.

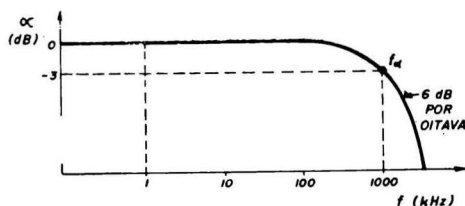


Fig. 1 — Curva típica de ganho de corrente de um transistor em montagem base comum.

A relação anterior (1) pode ser escrita ainda, através da seguinte expressão:

$$\alpha_f = \frac{\alpha_0}{1 + j(f/f_{\alpha c})} \quad (2)$$

onde a letra j , no denominador, representa o símbolo imaginário correspondente a $\sqrt{-1}$. Se $f = f_\alpha$, o valor absoluto do módulo do denominador é $\sqrt{2}$, obtendo-se então a expressão que serviu de definição para a frequência de

corte $\alpha_f = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$. Além disso podemos

agora calcular a defasagem ϕ introduzida nessa frequência. Com efeito o argumento do número complexo $1 + j$ é igual a 45° ; portanto o sinal da frequência f_α sofre uma defasagem de 45° .

Se levantamos a curva do ganho de corrente α , na montagem base comum, de um transistor que apresente uma frequência de corte f_α de 1 MHz, verificamos que ela é praticamente constante e de valor igual a α_0 para todas as frequências inferiores a f_α . Além da frequência de corte o ganho α decresce aproximadamente 6 dB por oitava.

Na montagem emissor comum, o ganho de corrente é definido por $h_{21e} = \beta$. A relação existente entre β e α é a seguinte:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3);$$

ou então por simples transposição:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (4)$$

Da mesma forma vamos chamar de β_0 o ganho β para todas as frequências f_0 inferiores à frequência de corte f_β , na montagem emissor comum, e de β_f o ganho nesta frequência, que, evidentemente, é inferior em 3dB ao ganho β_0 .

Portanto $\beta_f = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} \cong 0,7 \beta_0$

Substituindo α na expressão (3) pelo seu valor na frequência de corte de acordo com a expressão (2), estabelecemos uma relação entre β_f e α_f .

$$\text{Se } f\beta = f\alpha (1 - \alpha_o) \quad (5)$$

obtemos, feitas as simplificações:

$$\beta_f = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{f\beta}} \quad (6)$$

expressão semelhante à estabelecida para α_f .

A curva do ganho de corrente de um transistor em montagem emissor comum em função da frequência é vista na figura 2. A frequência de corte é 100 kHz e nela o ganho

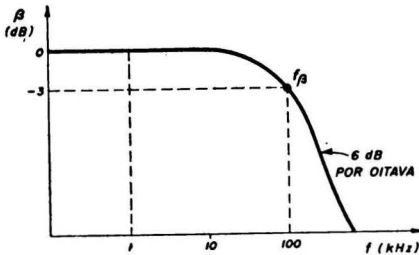


Fig. 2 — Curva típica de ganho de corrente de um transistor em montagem emissor comum.

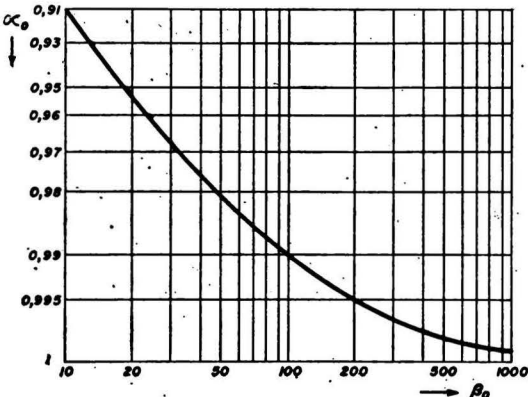


Fig. 3 — Relação entre o ganho de corrente de um transistor em montagem base comum (α_o) e emissor comum (β_o).

β_f é inferior em 3 dB ao ganho β_o ; para todas as frequências superiores a $f\beta$ o ganho diminui aproximadamente de 6 dB por oitava. A curva da figura 3, permite passar facilmente do ganho β ao ganho α (fórmulas (3) e (4)) sem efetuar cálculos.

Relações entre $f\beta$ e $f\alpha$

Como vimos em (5):

$$f\beta = f\alpha (1 - \alpha_o);$$

e sendo, $(1 - \alpha_o)$ praticamente igual a $1/\beta_o$, obtemos para $f\beta$ a seguinte expressão simplificada:

* A expressão K_o aparece, nos ábacos, como K índice teta.

$$f\beta = \frac{f\alpha}{\beta_o}$$

isto é, a frequência de corte na montagem emissor comum é igual à frequência de corte na montagem base comum dividida pelo ganho de corrente β_o .

Esta expressão, no entanto, não é rigorosamente exata e só é válida para frequências baixas.

Se entretanto desejarmos comparar o desempenho de dois transistores em alta frequência é preferível que se recorra a uma fórmula mais precisa como a desenvolvida por A. B. Phillips.

$$f\beta = K_o (1 - \alpha) f\alpha.$$

onde K_o é um coeficiente que varia entre 0,5 e 1 em função das defasagens introduzidas. No quadro 11 vemos alguns valores aproximados de K_o para diversos tipos de transistores.

Consideremos por exemplo o transistor 2N1141 da Motorola — de germânio, obtido por tecnologia mesa e a ser utilizado em amplificadores. Sua frequência de corte $f\alpha$, dada pelo fabricante, é igual a 1000 MHz e o ganho α_o é igual a 0,98. Aplicando a fórmula (7) e sabendo que K_o , do Quadro II, é igual a 0,8, obtemos:

$$f\beta = 0,8 (1 - 0,98) 1000 = 16 \text{ MHz}$$

FREQUÊNCIA DE TRANSIÇÃO

A frequência de transição (f_r) é definida como sendo a frequência em que o ganho de corrente, na montagem emissor comum, cai para o valor 1, em módulo. ($\beta_f = 1$ — ou seja 0 dB).

Esta frequência de transição é, frequentemente, indicada pelos fabricantes de semicondutores, em particular para os transistores de alta frequência. Ela é, geralmente, muito superior a $f\beta$.

Mas pode se dar, também, que o fabricante se limite a indicar o valor do ganho β em uma frequência f compreendida entre $f\beta$ e f_r ($f\beta < f < f_r$). Como calcular f_r então? É muito fácil desde que nos lembremos que a curva de β em função da frequência tem uma inclinação de 6 dB por oitava para frequências maiores do que $f\beta$. Basta então que multipliquemos o ganho β indicado pela frequência f em que ele ocorre. Um exemplo nos permitirá compreender melhor essa afirmação.

Consideremos o transistor 2N2217 da Motorola — de silício, de ganho β igual a 4 na frequência de 100 MHz. Esta frequência f (100 MHz) está compreendida entre $f\beta$ e f_r . Portanto:

$$f_r = \beta \cdot f = 4 \cdot 100 = 400 \text{ MHz}$$

Com efeito, o ganho decresce 6dB por oitava o que significa que ele fica dividido por 2 cada vez que a frequência dobra. Assim, na frequência de 400 MHz ele será igual a 1. Se-

QUADRO I

Decibéis	Relação de potência	Relação de tensão ou corrente
0	1	1
0,5	1,12	1,06
1	1,26	1,12
1,5	1,41	1,19
2	1,58	1,26
3	2	1,41
4	2,51	1,58
5	3,16	1,78
6	3,98	2
7	5,01	2,24
8	6,31	2,51
9	7,94	2,82
10	10	3,2
15	31,6	5,6
20	10 ²	10
25	316	18
30	10 ³	32
40	10 ⁴	10 ²
50	10 ⁵	316
60	10 ⁶	10 ³

QUADRO II Valores de K_o

Tipos de Transistores	K _o
Liga, de potência	0,82
Mesa — germânio (comutação)	0,9 a 1
Epitaxial — mesa — germânio (amplificador)	0,8
Não epitaxial — mesa — germânio (amplificador)	0,7
Planar e anular-silício	0,8 a 1
Madt	0,6

guindo um raciocínio semelhante, chegamos à expressão:

$$f_T = K_o \alpha f_\alpha \quad (9)$$

que em montagem base comum, segundo A. B. Phillips se transforma em:

$$f_T = K_o \alpha_o f_\alpha \quad (9)$$

Como α_o é, na maioria dos casos, ligeiramente inferior à 1, conclue-se que f_T é igualmente ligeiramente inferior a f_α .

ABACOS

Se se conhece a frequência de corte f_β do ganho de corrente de um transistor, em montagem emissor comum, pode-se calcular facilmente f_T , aplicando a fórmula (8). O ábaco I evita esse cálculo: os pontos representativos de f_β e de β_o (escalas do centro e da direita) determinam uma reta que corta a escala f_T (à esquerda) no valor da frequência de transição. O ganho β_o é dado na frequência de 1 kHz e f_β e f_T são medidas nas mesmas unidades.

Conhecendo f_T , pode-se estabelecer o ganho β de um transistor em uma frequência f qualquer; as regras a serem aplicadas são as seguintes:

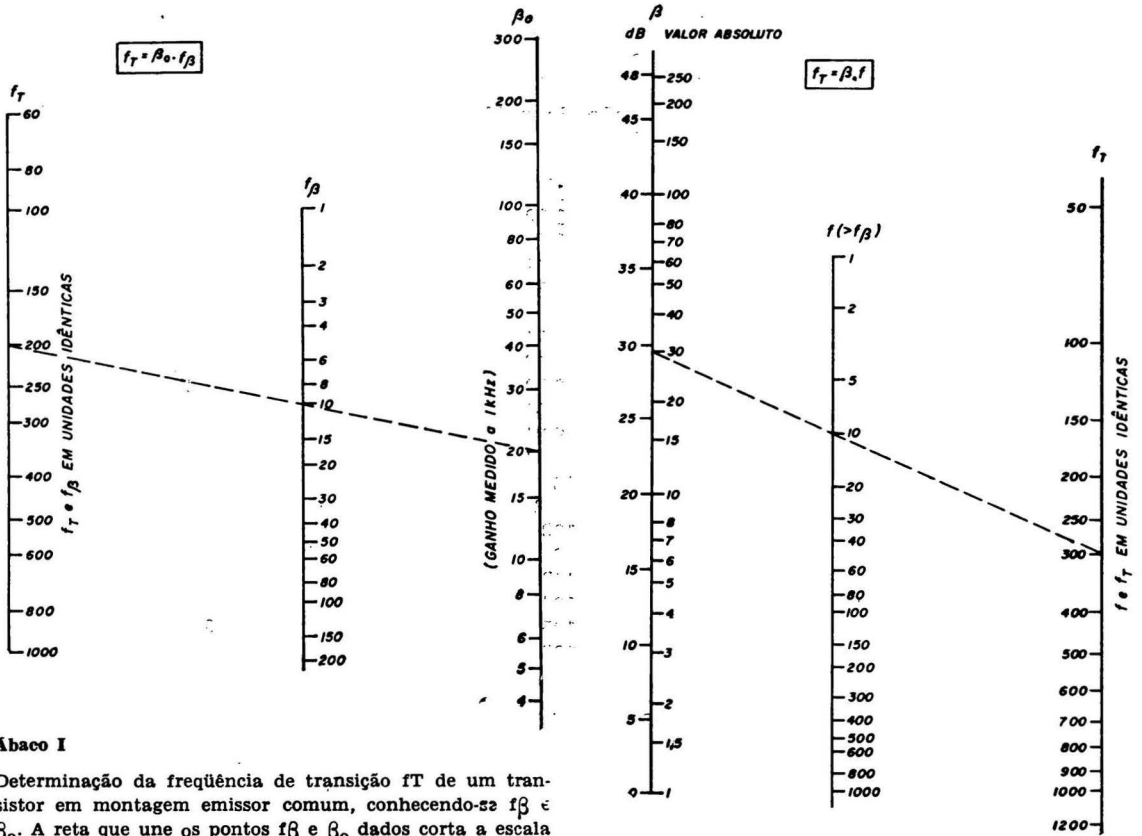
$f < f_\beta$: se f é menor do que f_β , o ganho β é sensivelmente igual a β_o ($\beta \cong \beta_o$).

$f \cong f_\beta$: se f é aproximadamente igual a f_β , o ganho de corrente é $\beta f \cong 0,7 \beta_o$.

$f > f_\beta$: se f é maior do que f_β , o ganho β decresce de 6 dB por oitava. Devemos então recorrer ao ábaco II: dois pontos que correspondem respectivamente a f_T (escala da direita) e a f (escala do centro) determinam uma reta que corta a escala dos ganhos (à esquerda), o ganho β é dado em valor absoluto ou em decibéis.

Indicamos, anteriormente, como passar de α_o a β_o (figura 3) ou de β_o e f_β a f_T (ábaco I). Da mesma maneira pode-se estabelecer um ábaco que permita se obter f_T conhecida f_α — ábaco III — no entanto é necessário que se introduza o coeficiente K_o , o qual vale 0,8 (escala do centro, valores da esquerda) ou 0,9 (escala central, valores da direita).

O ábaco III, portanto, é estabelecido para transistores do tipo liga, de potência, ou de

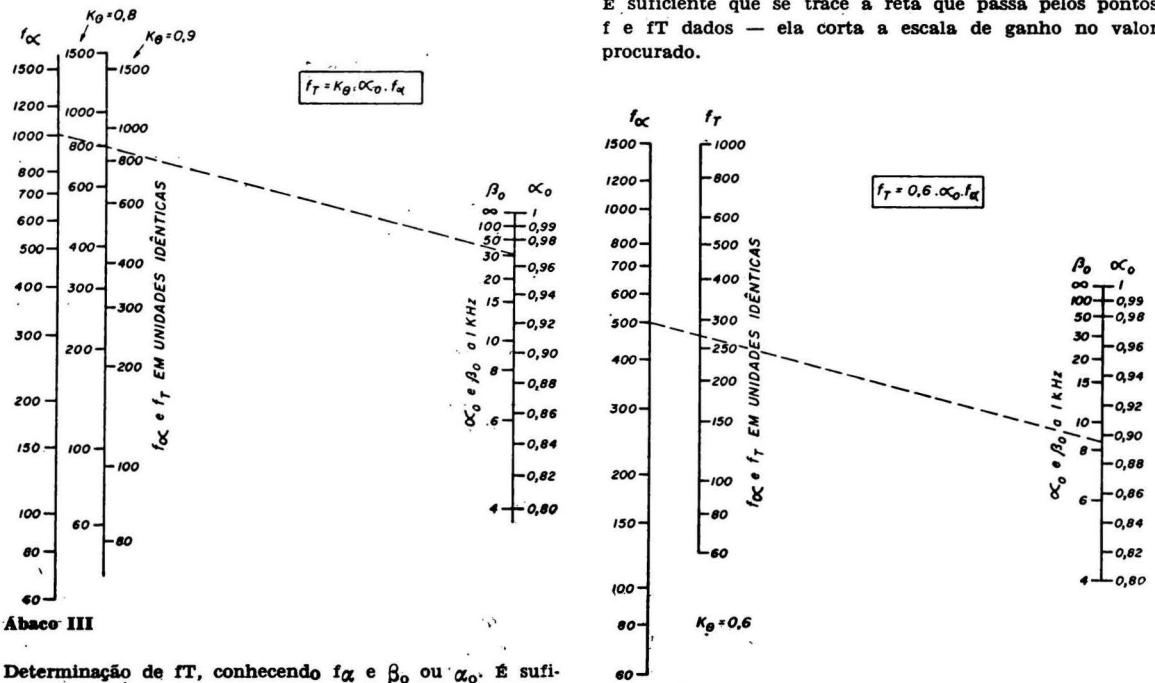


Abaco I

Determinação da frequência de transição f_T de um transistor em montagem emissor comum, conhecendo-se f_β e β_0 . A reta que une os pontos f_β e β_0 dados corta a escala f_T no valor procurado.

Abaco II

Determinação do ganho β em uma frequência $f > f_\beta$. É suficiente que se trace a reta que passa pelos pontos f e f_T dados — ela corta a escala de ganho no valor procurado.

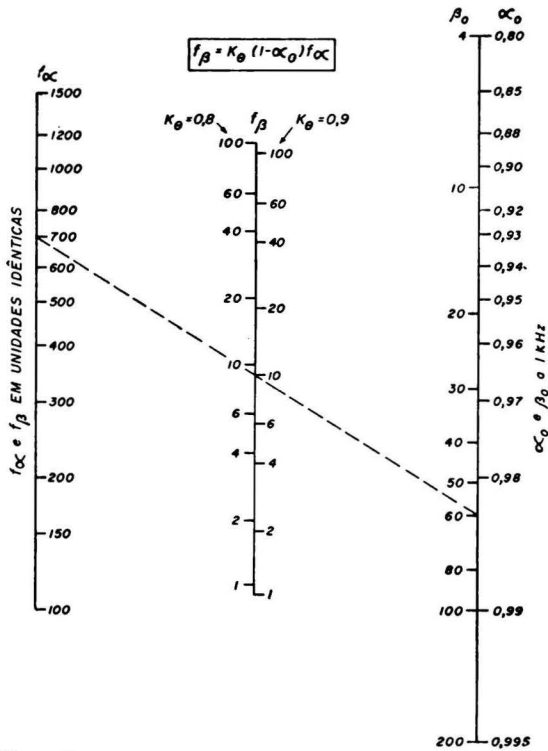


Abaco III

Determinação de f_T , conhecendo f_α e β_0 ou α_0 . É suficiente traçar a reta que passa pelos pontos dados f_α e α_0 ou β_0 e ler o valor de f_T na intersecção dessa reta com a escala de f_T levando em consideração o valor de K_B (0,8 ou 0,9).

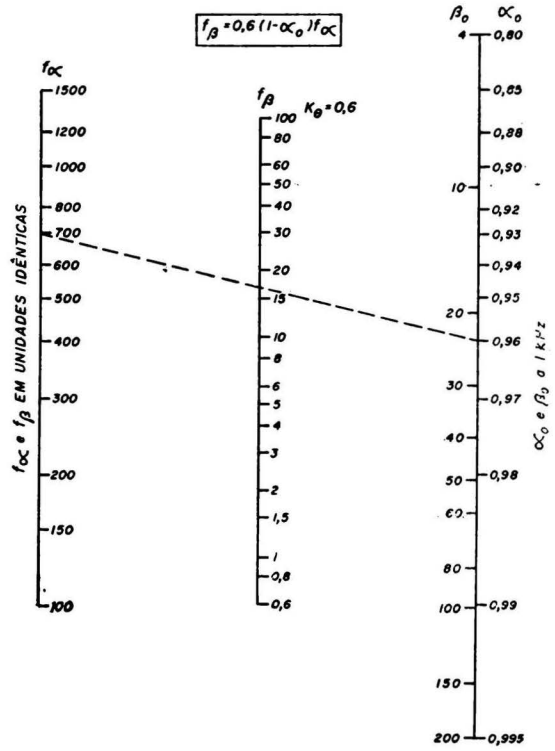
Abaco IV

Idêntico ao anterior, para transistores MADT com $K_B = 0,6$.



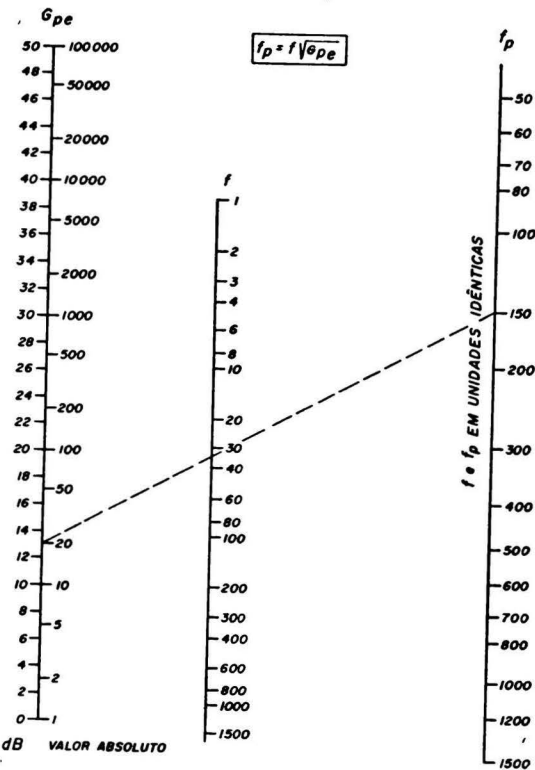
Abaco V

Determinação de f_β conhecendo-se f_α e β_0 ou α_0 . Da mesma maneira, deve-se levar em conta o valor de K_θ (0,8 ou 0,9) ao se ler o valor de f_β .



Abaco VI

Idêntico ao anterior para transistores MADT com $K_\theta = 0,6$.



Abaco VII

Determinação da frequência de transição de potência, f_p , para um transistor em montagem emissor comum, conhecendo-se seu ganho de potência G_{pe} na frequência f superior à frequência de transição de potência.

germânio do tipo mesa e empregados como amplificadores ($K_\theta = 0,8$); ou do tipo mesa, de germânio, utilizado em comutação ou planar de silício ($K_\theta = 0,9$).

Enfim, o abaco V permite de se obter f_β , conhecendo f_α , para valores de K_θ de 0,8 e 0,9; para $K_\theta = 0,6$ (transistores madt), é necessário utilizar o abaco VI.

FREQUÊNCIA DE TRANSIÇÃO DE POTÊNCIA

Existem outras frequências limites muito interessantes, como por exemplo a frequência de corte de 3 dB que é definida como sendo a frequência f_{cs} na qual a relação s entre a variação da corrente de coletor e a variação

$$\text{da tensão de base, } s = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}, \text{ cai de 3 dB.}$$

É um dado experimental que não se pode obter através de cálculos.

Ainda, pode-se definir uma frequência de transição de potência f_p . Na verdade, na frequência de transição f_r o ganho de corrente cai para o valor unitário e que no entanto, devido às diferentes impedâncias de entrada e de saída do transistor nessa frequência, faz com que o ganho de potência possa ser ainda apreciável.

Interferência de transmissores em TV

ADAUTO V. B. CONDE

CAUSAS NO RECEPTOR

Um transmissor, totalmente isento de irradiações indesejáveis (harmônicos, parasitas, etc.), poderá ainda causar interferência em televisores de projeto deficiente, situações próximos do local de transmissão.

As causas mais comuns de interferência, no próprio receptor de televisão são:

- 1— Sobrecarga dos circuitos de entrada (seletor de canais) com geração de harmônicos;
- 2— Harmônico do oscilador local do receptor em batimento com o sinal do transmissor;
- 3— Detecção do sinal do transmissor no estágio de áudio do receptor;
- 4— Detecção do sinal do transmissor por conexão corroida na antena do televisor.

Indicaremos a seguir alguns recursos que, aplicados ao televisor interferido asseguram recepção perfeita ou, pelo menos, aceitável.

FILTRO PASSA-ALTOS

A eliminação da interferência causada pelos itens 1 e 2 pode ser conseguida pela instalação de um filtro passa-altos de frequência de corte entre 30 e 50 MHz, à entrada de antena do TV. Os sinais de frequência inferiores à frequência de corte são sensivelmente atenuados ao passo que os sinais dos canais de TV, de frequências superiores, não sofrem praticamente alteração alguma. Poder-se-ia também instalar armadilhas sintonizadas na frequência fundamental do transmissor; esse recurso, entretanto, só é indicado para transmissores que operam em frequência fixa (cristal) numa determinada faixa, pois, em caso contrário, deve ser retocado para cada mudança de frequência de transmissão ou substituído na mudança da faixa de operação.

A figura 1 ilustra um filtro com entrada balanceada para linha de 300Ω. A frequência de corte desse filtro está ao redor de 50 MHz.

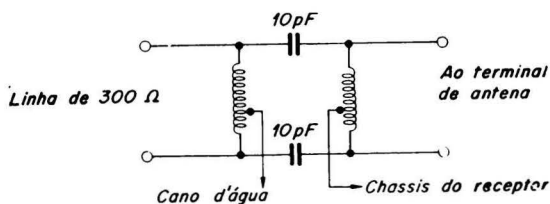


Fig. 1 — Filtro passa-altos para linhas de 300 ohms.

Os dados das bobinas são os seguintes:
número de espiras: 8
comprimento do enrolamento: 2,5 cm
fio B&S: 14
diâmetro: 19 mm (3/4")

Para descida com cabo coaxial (75Ω), utiliza-se o circuito da figura 2. Aqui também a frequência de corte é da ordem de 50 MHz.

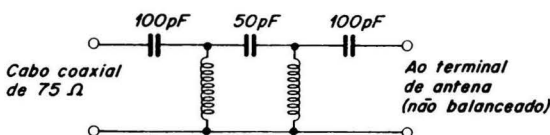


Fig. 2 — Filtro passa-altos para linhas concêntricas de 75Ω.

Os dados para as bobinas são os seguintes:
número de espiras: 3
comprimento do enrolamento: 8 mm
fio B&S: 14
diâmetro: 19 mm (3/4")

Os filtros devem ser montados bem próximos ao chassi. A conexão do circuito da figura 1 ao chassi deve ser bem curta; a ligação ao cano d'água em receptores C.A. — C.C. deve ser feita através de um capacitor de 1.000 pF.

(Continua na pág. 101)

NOVOS LANÇAMENTOS

CORRENTE CONTÍNUA E MAGNETISMO — por E. J. Black NCr\$ 3,70

Uma obra escrita especialmente para os principiantes que queiram conhecer os princípios fundamentais da eletrônica. Os seus 5 capítulos tratam detalhadamente da corrente contínua, resistores, baterias e acumuladores, magnetismo e medidores. Todos os capítulos são acompanhados por uma série de perguntas e problemas que auxiliam a compreensão perfeita da matéria tratada.

O apêndice traz monogramas e tabelas úteis para todos os técnicos.

ELEMENTOS DE ANÁLISE DE SISTEMAS LINEARES, por L. V. Boffi e J. A. M. Coutinho
NCr\$ 6,30

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

APLICAÇÕES DA TEORIA DO TRÁFEGO TELEFÔNICO, por Z. Fuzesi NCr\$ 15,00

O atual esforço do Conselho Nacional de Telecomunicações no Brasil faz com que o livro «Aplicações da Teoria do Tráfego Telefônico» trate de um tema de grande importância atual.

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

EM PORTUGUÊS

«PROPAGAÇÃO DAS ONDAS RADIOELÉTRICAS NOS MEIOS RURAIS» — por A. Picquard, com 377 páginas, 179 ilustrações NCr\$ 13,00

«ILUMINAÇÃO» — por L. Smit, com 222 páginas. 125 ilustrações, brochura NCr\$ 5,50

«DICIONÁRIO TÉCNICO» — Ing.-Port. e Port.-Ing. — por F. Bastos NCr\$ 18,20

«SEMICONDUCTORES — FÍSICA E ELETRÔNICA» PRÁTICA» — por E. J. Cassagnol, com 660 páginas, encadernado NCr\$ 25,00

«SEMICONDUCTORES» — FÍSICA E ELETRÔNICA» — por E. J. Cassagnol, com 344 páginas, encadernado NCr\$ 14,00

MANUAL DE VÁLVULAS E CINESCÓPIOS MINI-WATT — Com suplemento 1963/70 com 60 páginas NCr\$ 7,50

EM CASTELHANO

«MANUAL UNIVERSAL DE VALVULAS Y TUBOS DE TV» — por Angel Vacas, com 618 páginas NCr\$ 27,60

«MANUAL DE RADIOTRANSMISSION AMATEUR» — por L. M. Moreno Quintana, com 395 páginas, 380 ilustrações NCr\$ 21,70

«AJUSTE Y CALIBRACION DE RECEPTORES DE RADIO» — por Saul Sorin, com 239 páginas, 104 ilustrações NCr\$ 12,60

«EL OSCILOSCOPIO — CONSTRUCCION FACIL Y EMPLEO» — por A. Zamora y A. Toberias, com 185 páginas, 146 ilustrações NCr\$ 9,60

«ELECTRONICA DE LOS CIRCUITOS AMPLIFICADORES» — por Joseph Mayo Pettit — Malcolm Myers Mc Whorter, com 319 páginas NCr\$ 17,50

THE RADIO AMATEUR'S HANDBOOK — por Arbó, com 618 páginas NCr\$ 20,90

EM INGLÊS

INTRODUCTION TO SEMICONDUCTOR PHYSICS, Adler

THEORY AND APPLICATION OF INDUSTRIAL ELECTRONIC, Cage

COMMUNICATION ENGINEERING, Everitt

BASIC ELECTRONIC, Grob

BASIC INDUSTRIAL ELECTRONICS COURSE, Haas

TRANSMISSION LINES AND NETWORKS, Johnson

TRANSISTOR CIRCUIT ANALYSIS, Joyce-Clarke

MICROELECTRONICS, Keonjian

WAVEGUIDE HANDBOOK, Marcuvitz

HANDBOOK OF INDUSTRIAL ELECTRONIC CONTROL CIRCUITS, Markus

VACUUM-TUBE AND SEMICONDUCTOR, ELECTRONICS, Millman

AUTOMATIC CONTROL ENGINEERING, Raven

ENGINEERING ELECTRONIC, Ryder

RADIO CONTROL MANUAL, Safford

RADIO ELECTRONICS, Seely

PRINCIPLES OF TRANSISTOR CIRCUITS, Shea

ELECTRONIC COMMUNICATION, Shrader

ESSENTIALS OF RADIO-ELECTRONICS, Sulzberg

ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERING, Terman

ELECTRONIC MEASUREMENTS, Terman

TRANSISTOR CIRCUIT DESIGN, Texas Instruments

FAÇA UMA VISITA A NOSSA LOJA

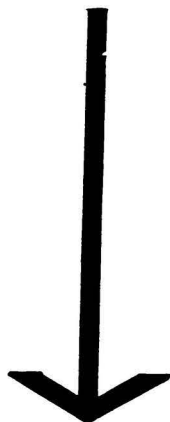
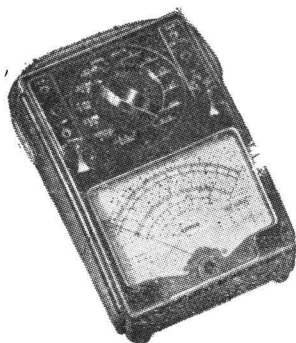
ETEGIL

EDITORA TÉCNICO - GRÁFICA INDUSTRIAL LTDA.



Instrumentos...

**f a t o r
i m p o r t a n t e
p a r a q u e m
g o s t a d e
e l e t r ô n i c a**



INSTRUMENTO DE TESTE
Volt-Ohm — Miliamperímetro
Modelo 462

Alcance das escalas:

- a) AC Volt: 7 alcances (de 3 até 3000 V)
- b) DC Volt: idem
- c) Ohms: 6 alcances (de 1 K até 10 Ω)
- d) Microamperes: 0-50-500
- e) Miliamperes: 0-5-50-500
- f) Amperes: 0-1, 2-12
- g) Decibéis: de -10 a + 70

Sensibilidade do voltímetro

- a) AC Volt: 20.000 ohms por V
- b) DC Volt: 20.000 ohms por V.



Rua das Margaridas N.º 221
Telefones 61-8506 e 61-7345
Caixa Postal 930 - São Paulo

O VIDICON

(Continuação da pág. 76)

tubo permite dispensar a amplificação final do feixe de elétrons por meio de um multiplicador eletrônico. Nem tampouco é a imagem ótica transformada em imagem eletrônica, com a subsequente amplificação por emissão secundária; a imagem explorada é a imagem ótica projetada sobre o alvo.

O alvo consiste de uma placa de sinal transparente SP, diretamente aplicada à face frontal do tubo. A esta placa está sobreposta uma camada muito fina de material semicondutor, por exemplo, óxido de antimônio. A placa de sinal está ligada a uma fonte de tensão positiva, cujo valor é variado entre 10 e 100 V, de acordo com as condições de iluminação em que opera o tubo.

Quando é projetada uma imagem sobre o alvo, as áreas iluminadas da camada semicondutora serão mais ou menos condutoras (de acordo com a intensidade da iluminação) e o potencial positivo da placa de sinal penetrará com maior ou menor intensidade no lado a ser explorado da camada. Durante o processo de exploração, o feixe terá de entregar alguns de seus elétrons a tais elementos de imagem iluminados, a fim de reduzir o potencial destes a zero, antes de retornar ao coletor. Estes elétrons, cujo número depende da luminosidade do elemento de imagem explorado, podem ser retirados da placa de sinal através da capacitância existente entre ela e a camada semicondutora.

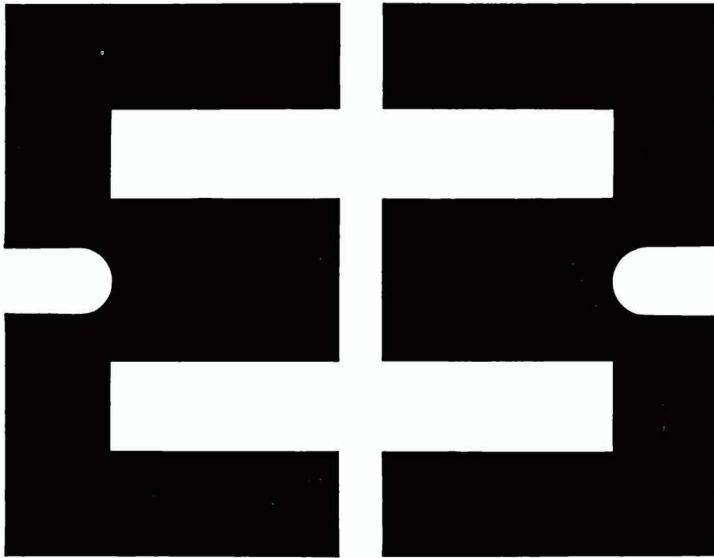
Sua construção relativamente simples permite dar ao Vidicon dimensões bastante reduzidas. Seu comprimento, de cerca de 15 cm e o diâmetro, de 2,5 cm, tornam-no o menor tubo captador entre todos os existentes. O uso desses tubos possibilita portanto a produção de câmaras muito pequenas e de manêjo relativamente simples, tais como são necessárias para as aplicações industriais de TV; não somente para a transmissão de filmes, mas também para os crescentes emprêgos da TV na indústria, as câmaras com Vidicon são hoje em dia universalmente aplicadas.

O PLUMBICON

O Plumbicon, recentemente desenvolvido, solucionou diversas dificuldades apresentadas pelo Vidicon. Constituindo-se também num Vidicon, com camada fotocondutora muito mais eficiente, essa válvula captadora aproxima-se bem mais do Orthicon de Imagem. Com a simplicidade de operação inerente ao Vidicon, diversos aperfeiçoamentos foram obtidos: tempo de recuperação menor, gama de intensidades maior (próximo à unidade), melhor sensibilidade, etc.

O tempo de recuperação relativamente elevado, característico do Vidicon comum, foi, graças à nova camada fotocondutora, bastante reduzido. A gama de intensidades de 0,6 foi elevada para 0,95. A alta sensibilidade do Plumbicon possibilita a obtenção de sinais de saída com excelente relação sinal/ruído, desde que seja acoplado a um estágio am-

componentes e materiais



produtos profissionais
para equipamento
profissional e
aplicações industriais



ATACADISTAS DE PRODUTOS PROFISSIONAIS

SÃO PAULO

Com. Válvulas Valvolândia Ltda.

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

Electro Rádio Ltda.

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

Electron News - Rádio e TV Ltda.

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

Casa Sotto Mayor S.A.

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

Casa Rádio Teletron Ltda.

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

Fornecedora Eletrônica Fornel Ltda.

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

Centro Eletrônico Comércio de Materiais Eletrônicos Ltda.

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

Rádio Emegê S.A.

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

RIO DE JANEIRO

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

Lojas Nocar S.A. - Rádio Eletricidade

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

Magna-Ton Rádio Ltda.

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

Rei das Válvulas Eletrônicas Ltda.

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

PÓRTO ALEGRE

Iman Importadora

Maurício Faermann & Cia. Ltda.

Av. Alberto Bins, 557 - Tel.: 4-7082

Comercial Rádio-Arte Ltda.

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

BELO HORIZONTE

Moritz Rádio Eletrônica Ltda.

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

RECIFE

"ORGANTEC"

Org. Distribuidora e de Represent. Ltda.

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

SALVADOR

BETEL - Bahia Eletrônica e Elétrica Ltda.

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

Eletrônica Nacional - Chuna Zimelson

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

CURITIBA

Elétrica Argos Ltda.

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

FORTALEZA

A Radial - J. Araujo & Irmãos

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

BELÉM

Rádio Eletra - M. Peixoto da Costa

Trav. Frutuoso Guimarães, 738 - Tel.: 3217

plificador de vídeo corretamente projetado — o Plumbicon, praticamente, não gera ruído; a relação sinal/ruído é determinada, quase que exclusivamente, pelo ruído de entrada do amplificador.

Devido à sua alta sensibilidade, o Plumbicon é largamente utilizado em sistemas de TV a cores. Quando utilizado em sistemas branco e preto, diversas são as vantagens proporcionadas.

APLICAÇÕES

As aplicações industriais do Vidicon não se restringem apenas a controles de processo de produção ou outras operações em locais inacessíveis ou que apresentem riscos, mas também para controle central de operações em pontos distantes entre si, onde uma ação conjunta e simultânea se torne necessária.

Além de sua aplicação na indústria, propriamente dita, as câmaras com Vidicon, são também largamente empregadas, em outros campos, particularmente na medicina e raio-X, tanto para diagnósticos, como para fins didáticos.

A RÉGUA DE CÁLCULO

(Continuação da pág. 89)

Como o quarto algarismo significativo é 3 essa posição estará a oito décimos de uma subdivisão da segunda graduação curta (figura 3 linha a-a).

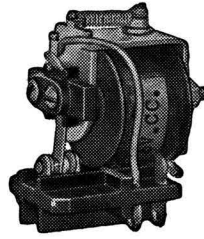
b— Para se determinar a posição de 2565, processa-se da seguinte maneira: situa-se com a linha do cursor a graduação 2. Desloca-se o cursor até a quinta graduação intermediária longa a sua direita. A seguir, como o terceiro algarismo é 6 e cada divisão pequena representa uma diferença de 2 nesse algarismo, conta-se para a direita, três subdivisões. Finalmente o quarto algarismo significativo, 5, indica que a linha do cursor deve ser deslocada um quarto de divisão (figura 3, linha b-b).

c— A posição 321 é assim obtida: localiza-se a graduação principal marcada 3 e conta-se duas graduações intermediárias longas à direita. O terceiro algarismo, 1, estará entre essa graduação intermediária longa e o primeiro traço curto, exatamente no centro (figura 3, linha c-c).

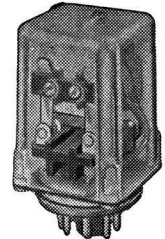
d— A posição 497 está nove graduações intermediárias à direita da graduação principal, marcada 4. Como o terceiro algarismo é 7, portanto maior que 5, a posição final estará à direita da graduação intermediária curta seguinte. Como o espaço entre essa graduação intermediária, curta e a graduação marcada 5, representa cinco unidades, a linha do cursor estará a dois quintos de uma subdivisão à direita da graduação intermediária curta (figura 3 linha d-d).

e— O valor 5625 é assim localizado: situa-se, com o cursor, a graduação principal marcada 5. A seguir, localiza-se a sexta divisão intermediária longa, a sua direita, obtendo-se

RELÉS



TIPO AB 1
1, 2 e 3 pólos
reversíveis



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

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

RELÉS ESPECIAIS PARA TRANSISTORES
PRODUTOS ELETRÔNICOS METALTEX LTDA.

METALTEX

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

o segundo algarismo 6. Como o primeiro traço curto à direita representa 50 (em números de 3 algarismos representaria 5) a posição desejada estará exatamente no centro do espaço entre a sexta divisão longa e o traço curto à sua direita (figura 3, linha e-e).

APROXIMAÇÃO

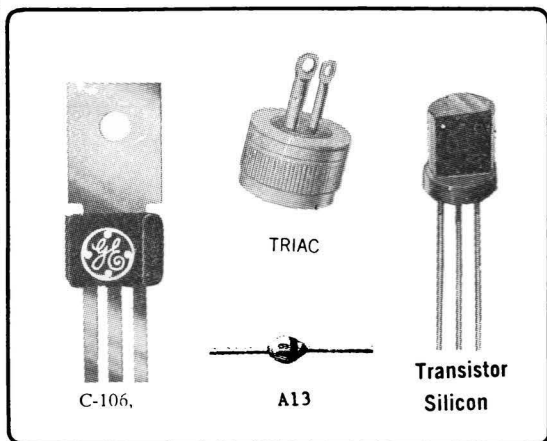
Muitas vezes torna-se necessário desprezar alguns algarismos de um dado número por conter algarismos significativos em número maior ao que se pode usar numa régua de cálculo. Por exemplo, se o valor dado for 798.125, desprezam-se os três últimos algarismos. Um valor de 102.483 aproxima-se para 1025. Igualmente 45,083 aproxima-se para 45,1 ou seja 451. O número 0,0563175 será tomado como 563.

Tôdas as posições devem ser determinadas tão rigorosamente quanto possível. Ao se adquirir prática no manejo da régua as frações das subdivisões poderão ser calculadas com grande precisão. Por exemplo, se o valor dado é 27.668, um calculador com experiência conclui imediatamente que essa posição deve estar mais ou menos a um terço da distância 276 a 278, a direita da graduação representando 276.

Uma precisão absoluta, naturalmente não pode ser obtida com números com mais de três algarismos. Para cálculos comuns, entretanto, a aproximação é bastante satisfatória.

SEMICONDUCTORES

GENERAL ELECTRIC



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

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

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

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

Informações e vendas em:

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS
ARTIMAR LTDA.
 Lgo. São Bento, 64 - c/ 101
 Fone 35-2452 São Paulo-1

SECÇÃO DE SOM DE TELEVISORES

RESISTORES

(Continuação da pág. 64)

Circuito B

R ₁	carvão	120	kΩ	1/2 W
R ₂	carvão	2,7	kΩ	2 W
R ₃	carvão	22	kΩ	1/2 W
R ₄	carvão	100	Ω	1/2 W
R ₅	carvão	470	Ω	1/2 W
R ₆	carvão	10	kΩ	1/2 W
R ₇	carvão	8,2	kΩ	1/2 W
R ₈	carvão	82	kΩ	1/2 W
R ₉	carvão	8,2	kΩ	1/2 W
R ₁₀	carvão	18	kΩ	1/2 W
R ₁₁	carvão	27	kΩ	1/2 W
R ₁₂	carvão	3,9	kΩ	2 W
R ₁₃	carvão	470	kΩ	1/2 W
R ₁₄	carvão	150	kΩ	1 W

POTENCIÔMETRO

P₁ carvão 10 kΩ logaritmico com chave

CAPACITORES

São os mesmos do circuito A, com exceção de C₁₅ — óleo — 0,0068 μF ±10% 1000 V

VALVULAS E SEMICONDUCTORES

T₁ BF184

T₂ BC107
 Y₁ Y₂ 20A79
 V₁ HL92

BOBINAS E TRANSFORMADORES

L₁ idêntica à do circuito A
 Tr₁ idêntico ao do circuito A
 Tr₂ Willkason 4002

DIVERSOS

Alto-falante 3,2 ohms 2 W

INTERFERÊNCIA DE TRANSMISSORES EM TV

(Continuação da pág. 96)

A utilização de filtro passa-altos assegura também proteção contra a captação, pelo estágio de RF do televisor, de irradiações de FI de outros televisores (21-27MHz).

ANTENA

Em televisores localizados a maiores distâncias do transmissor, a eliminação da interferência (itens 1 e 2) pode, às vezes ser obtida pela simples mudança da posição da antena do TV. Esse recurso seria o primeiro a ser experimentado em qualquer caso de interferência.

Um Longo Fio de Descida às vezes é responsável pela interferência. Quando fôr possível diminuir seu comprimento, isso deve ser feito. Se a captação fôr muito acentuada, deve-se usar cabo coaxial (75 ohms), instalando-se à entrada da antena um transformador "balun". Nesse caso, é aconselhável uma boa ligação da malha do cabo a um terra externo (além da ligação ao "balun"). A ligação a um cano d'água já proporciona um excelente "terra". No caso de receptores C.C. — C.A. essa ligação deve ser efetuada através de um capacitor (1.000 pF).

No caso de antenas de instalações antiga convém reapertar os diversos parafusos da montagem, bem como refazer as ligações da linha à antena; evita-se assim, a possibilidade de detecção do sinal do transmissor por alguma conexão corroída da antena (item 4).

FILTRO PARA O ÁUDIO

No caso de se comprovar que o sinal do transmissor está se introduzindo no receptor através do estágio de áudio (item 3) deve-se utilizar o filtro da figura 3, ligando-o diretamente ao pino correspondente à grade de controle da válvula pré-amplificadora. Os dados das bobinas são os seguintes:

número de espiras: 30 (sem espaçamento)
fio B&S: 24
diâmetro: 12,5 mm (1/2")

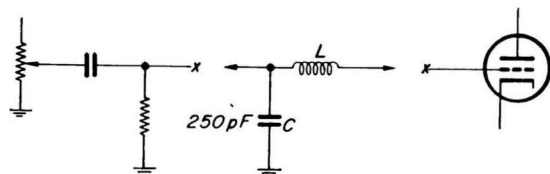


Fig. 3 — Filtro de RF para o estágio de áudio (L e C).

FILTRO PARA A REDE

É sempre aconselhável a instalação de um filtro de linha à entrada da rede, no receptor, para se eliminar a possibilidade de introdução de R.F. através da mesma. A figura 4 ilustra o circuito esquemático de um

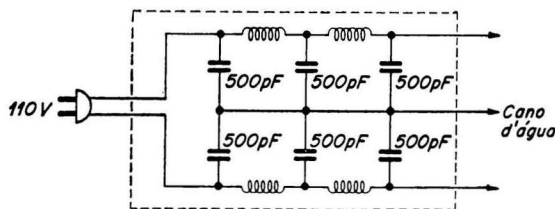


Fig. 4 — Filtro de RF para a rede.

dêsses filtros. A linha pontilhada indica a blindagem, que deve ser ligada a um bom terra externo. Os dados das bobinas são:

número de espiras: 20 (sem espaçamento)
fio B&S: 22 ou 24
diâmetro: 12,5 mm (1/2")

FREQUÊNCIAS DE CORTE E TRANSIÇÃO

(Continuação da pág. 95)

Daí se conclui que f_r não é obrigatoriamente a maior frequência de trabalho possível do transistor, e define-se f_p como sendo a frequência na qual o ganho de potência do transistor é igual à 1, na montagem emissor comum. A relação entre f_p e f_r é a seguinte:

$$f_p \approx \sqrt{\frac{f_r}{8 \pi r'_b C_c}}$$

onde r'_b é a resistência de base e C_c a capacidade do coletor do transistor em questão.

A curva que nos fornece o ganho de potência G_{pe} em função da frequência tem a mesma forma que aquela que representa o ganho α em função da frequência (figura 1); ela decresce de 6dB por oitava a partir da

SAFCO S.A.

CONDENSADORES ELETROLITICOS

PARA CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS
Até 5.000 Microfarads 50 Volts

**PARA CIRCUITOS DOBRADORES
DE TENSÃO**
100 — 150 — 200 — Microfarads

PARA FILTRAGEM — ALTA TENSÃO
Até 500 Volts — qualquer capacidade

Solicitem catálogos à

SAFCO S/A. INDUSTRIA E COMERCIO

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

freqüência de corte de ganho definida da mesma maneira que as outras freqüências de corte (ganho caindo de 3dB).

Se o ganho de potência é igual a G_{pe} em uma freqüência f superior à freqüência de corte definida no parágrafo anterior, então pode-se escrever:

$$f_p \cong f \sqrt{G_{pe}}$$

exprimindo-se o ganho de potência G_{pe} em valor absoluto e não em decibéis; o ábaco VII permite que não se faça cálculo algum para determinar f_p — basta que se trace a reta ligando os pontos que representam f e G_{pe} (escalas do centro e da esquerda respectivamente).

Esta freqüência f_p é definida ainda, por alguns autores, como sendo a máxima freqüência de oscilação do transistor e é denominada nesse caso de fator de mérito. Deve-se lembrar sempre que esses parâmetros estão estreitamente ligados à tensão e à corrente do transistor; se o ponto de trabalho do mesmo muda é indispensável que se leve isso em consideração sob pena de se chegar a resultados errados.

GERADORES MHD . . .

(Continuação da pág. 90)

C.A. está bem avançada e esse problema é visto pelos especialistas da matéria como o de menor dificuldade na aplicação em larga escala dos geradores de MHD.

Sem dúvida, o maior fator isolado que afeta o desenvolvimento futuro do gerador MHD é a necessidade de materiais refratários adequados. Um requisito semelhante era necessário em células de combustível de alta temperatura: aí entretanto, alta temperatura significava 800 a 1.200°C, enquanto que para geradores MHD essas altas temperaturas são de 2.000 a 3.000°C ou ainda maiores. Materiais capazes de suportar essas excessivas temperaturas, mudanças rápidas de temperatura e ataques químicos de sais alcalinos devem ser acessíveis econômica e quantitativamente. Para geradores usados em conjunto com reatores nucleares o material terá também que suportar o bombardeio de raios gama e neutrons. Quando estes novos materiais forem desenvolvidos, serão sem dúvida bem diferentes dos metais, em suas propriedades mecânicas, exigindo para sua manipulação novas máquinas e técnicas de construção. O material do eletrodo além de resistir a altas temperaturas e corrosão deve ainda ser um bom condutor elétrico; se pudesse ao mesmo tempo ser bom emissor de elétrons, isso também seria útil, já que os elétrons libertados da superfície do eletrodo seriam introduzidos no jato de gás, aumentando a sua condutividade.

A tecnologia de alta temperatura está recebendo atualmente grande estímulo e apoio financeiro, particularmente nos E.U.A., devido ao desenvolvimento de foguetes e, parte desse conhecimento já está encontrando aplicação no campo de geradores MHD.

Entretanto é importante assinalar que enquanto o motor de um foguete funciona normalmente, somente durante alguns minutos, um gerador MHD para apresentar interesse

na produção econômica de energia deve operar continuamente por meses, senão anos, seguidos. Um funcionamento contínuo de uma hora, sem sobre-aquecimento foi o período de funcionamento mais longo de um gerador MHD, descrito até agora. Tratava-se de uma pequena unidade experimental fornecendo cerca de 10 kW de saída; um modelo de 700 kW sobreaqueceu em questão de segundos.

Nesses geradores experimentais o campo magnético se estende ao redor de um canal de gás de cerca de 30 cm de comprimento, com seção de alguns centímetros quadrados. Para apresentar potência de saída de interesse comercial, as dimensões do gerador devem ser aumentadas cerca de dez vezes; a eficiência do sistema MHD aumenta rapidamente com o tamanho do gerador e é na região acima de 100 MW que este parece sobrepor-se aos geradores convencionais.

Foi também sugerido que um gerador MHD fosse usado em conjunto com um turbogerador convencional, para obtenção de uma eficiência total de cerca de sessenta e cinco por cento (contra quarenta por cento, nos mais eficientes sistemas convencionais). Isso seria possível, usando-se os gases da exaustão de um sistema MHD de ciclo aberto, como o da figura 6, para acionar um gerador convencional. Esses gases de exaustão, cujo calor seria de outra forma desperdiçado, são ainda suficientemente quentes (acima de 600°C) para produzir vapor d'água para um turbogerador convencional.

Quanto tempo ainda correrá até que os geradores MHD sejam largamente usados, melhorando de forma significativa, a utilização de nossas reservas de energia? A opinião geral parece ser que conjuntos pilotos com saída entre 10-100 MW serão obtidos com sucesso ainda nesta década. Após isso, não se prevê ainda quando terão seu uso suficientemente difundido e se substituirão ou simplesmente suplementarão os sistemas convencionais; se funcionarão com combustível fóssil, nuclear ou ambos, etc. É seguro, entretanto afirmar que o futuro da geração MHD, como da própria energia nuclear não serão decididos exclusivamente pelos seus méritos técnicos e econômicos: certo ou errado, tôdas as formas de influências políticas, militares ou sociais estarão envolvidas.

O MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

(Continuação da pág. 86)

do valor V_b que possuía até esse momento. A queda de potencial do anodo de B_2 é levada, por intermédio de C_{g1} , à grade de B_1 , que em consequência, se torna negativa. Por conseguinte, a corrente através de B_1 diminui e o potencial V_{a1} aumenta. Esse aumento de potencial é conduzido, através de C_{g2} , à grade de B_2 , que se torna positiva. Como resultado, o aumento do fluxo de corrente através de B_2 e a queda de seu potencial de anodo V_{a2} se tornam mais rápidos. Essa nova queda de potencial é transferida através de C_{g1} , aumentando fortemente o potencial negativo na grade de B_1 . Isto constitui um processo típico de relaxação e resulta de um lado num fluxo

máximo de corrente em B_2 e, do outro, na aquisição, pela grade de B_1 , de um forte potencial negativo.

No estado quase-estável agora atingido, o capacitor C_{g1} se descarrega e há uma queda gradativa no potencial de grade de B_1 . Assim que este ultrapassa o ponto de corte, recomeça o fluxo de corrente pela válvula e o circuito relaxa novamente.

A alteração periódica das válvulas entre os estados de condução e corte continua indefinidamente. Como indicam os diagramas inferiores da Fig. 2, as tensões anódicas de ambas as válvulas têm forma de pulsos, como o são as correntes anódicas.

A frequência de repetição dos pulsos depende do tempo necessário à descarga das duas grades; pode ser alterada à vontade, pela alteração dos valores dos dois resistores de grade R_{g1} e R_{g2} . Sendo os dois tempos de descarga iguais, os períodos durante os quais as válvulas estão cortadas também serão iguais e a duração de um único pulso é equivalente à metade do período completo do pulso. É este o caso da Fig. 2. Neste caso, é comum denominar-se a corrente ou tensão, de onda quadrada.

O QUE VAI PELO MUNDO...

A General Motors (E.E.U.U.) demonstrou recentemente um novo e revolucionário sistema eletrônico destinado a zelar pela segurança dos motoristas que trafegam pelas estradas norte-americanas. O sistema é denominado DAIR (Driver Aid, Information and Routing) e, dentre os inúmeros serviços que presta aos motoristas, destacam-se os seguintes: «Guiar» o motorista até o seu destino, o que é conseguido mediante o uso de um seletor de rotas. O operador simplesmente fornece ao sistema o roteiro a percorrer e pouco antes do carro chegar a um desvio, ou entroncamento, o motorista é informado sobre a direção que deve tomar. A informação é fornecida por um instrumento que é ativado por sinais codificados provenientes de transmissores situados à beira da estrada. Assim sendo, fica dispensado o uso de mapas rodoviários.

- ⇒ Chamar a atenção do motorista para as sinalizações da estrada mediante indicações apresentadas no painel de instrumentos do carro. Isto é conseguido graças a pequenos transmissores instalados junto a cada placa sinalizadora da rodovia.
- ⇒ Transmitir mensagens de emergência para o posto de serviço ou oficina mais próxima.
- ⇒ Receber informações sobre as condições da rodovia, como, por exemplo, eventuais obstruções, consertos, nevadas, etc.

O sistema ainda está em fase experimental e a GM não tem idéia de quando começará a produção dos aparelhos. Existem ainda outros problemas a serem resolvidos, tais como, distribuição de frequências, aprovação das autoridades de trânsito, polícia, etc., antes que qualquer sistema deste tipo possa ser utilizado nos Estados Unidos.

O sistema desenvolvido pela GM opera na faixa cidadão (citizens band) e cada equipamento custará cerca de US\$ 200, ou seja o mesmo preço de um completo sistema AM-FM estéreo para automóveis.

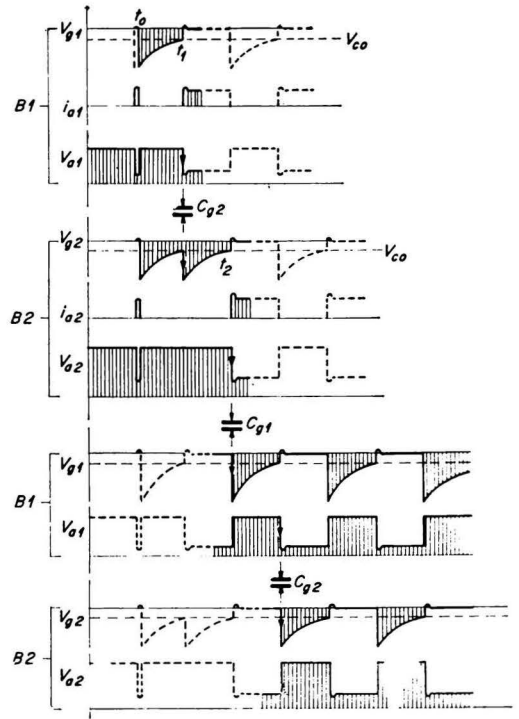


Fig. 2 — Correntes e tensões num multivibrador astável! Os símbolos e letras têm o mesmo significado da fig. 1.

ELETRÔNICA CENTENÁRIO



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



OS MELHORES PREÇOS DA PRAÇA.

SOLICITEM LISTAS DE PREÇOS

ELETRÔNICA CENTENÁRIO LTDA.

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