REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

JULHO 1971 N.º 279 Cr$ 3,00

NESTE NÚMERO:

transceptor para 28 e 144 MHz

misturador modular estéreo de seis canais

para você montar: amplificadores de 7 a 35 watts

Editorial

Leitor amigo e senhores anunciantes,

Esta mensagem está sendo dirigida a vocês que nos têm acompanhado durante tantos anos. É natural que as boas notícias sejam dadas a amigos — e que melhores amigos poderíamos ter que não os nossos leitores, que são a razão do nosso trabalho, e os distintos anunciantes, que nos proporcionam a oportunidade de mostrar «quem tem o que" neste ramo de atividades onde juntos militamos.

Não vamos aqui fazer um retrospecto do que temos sido e do que temos feito. Vamos sim dizer o que pretendemos ser e fazer daqui para a frente.

O progresso tecnológico e seus efeitos no campo da eletrônica tem-se feito sentir de tal forma, que seria um contrasenso ignorar tal fato e cruzar os braços. Foi assim pensando que procuramos voltar nossos olhos para nosso campo de trabalho, o setor de publicações técnicas, e decidimos «parar para pensar". E chegamos à conclusão de que neste particular novos e tantos caminhos se abriram no Brasil, que agora faltam pernas para percorrê-los.

Por essa razão, cremos que é chegado o momento de ampliarmos nossos horizontes, dotando nossa revista de melhor conteúdo técnico, atualizando-a de forma compatível com o nosso grau de desenvolvimento e dotando-a de nova filosofia e novos conceitos.

Assim pensando temos a satisfação de participar que nossa próxima edição de Agôsto já estará sendo planejada e redigida por nôvo grupo redatorial. A coordenação técnica foi confiada a um dos mais competentes profissionais dos nossos meios de divulgação técnica, cujo nome aparecerá na última página da próxima edição.

Estamos certos de que nossos leitores contarão daqui para a frente com o que de melhor existe em matéria de artigos técnicos. O material publicado estará cercado do melhor critério, trazendo assuntos atuais e coerentes com nossa situação de mercado. Novas faixas de leitores deverão ser atingidas, com a introdução de artigos que irão envolver os mais diversos setores de atividades, tais como o da eletro-medicina, fotografia, eletrônica industrial, telecomunicações, etc.

O principiante encontrará artigos mais objetivos, o mesmo ocorrendo em relação aos rádio-amadores, técnicos reparadores, técnicos de nível médio, etc.

Os artigos envolvendo montagens práticas serão escolhidos cuidadosamente, propiciando oportunidade de execução com componentes do nosso mercado, cujos fornecedores serão indicados ao final de cada artigo.

As indústrias do ramo encontrarão amplo apôio. Informações e dados sôbre seus produtos serão divulgados gratuitamente em forma de notícias, cuja seleção e aprovação, entretanto, ficarão a cargo de nossa redação.

Pretendemos, pois, dotar nossa revista da mais ampla versatilidade, onde todos os que militam no campo da eletrônica encontrem assuntos úteis e atuais.

Surgirá, então, em pouco tempo, uma nova Revista Monitor, versátil, moderna e objetiva. Aguardem. Valerá a pena.

A DIRETORIA

A DEMODULAÇÃO DO SINAL EM SSB

A grande maioria dos rádio-receptores emprega um simples diodo como detetor, o qual funciona muito bem em AM e ao mesmo tempo fornece a tensão para o contrôle automático de ganho (CAG), a fim de evitar a sobrecarga do receptor. Em SSB as coisas não são tão simples, porque êste tipo de sinal não possui portadora. Assim, tanto o estágio demodulador como o sistema do CAG exigem circuitos especiais. Em primeiro lugar, para possibilitar a demodulação é preciso reinjetar a portadora no detetor. Para isso pode-se usar o oscilador de batimento (OFB ou BFO) do próprio receptor, se o mesmo o possuir, ou pode ser empregado um gerador de sinais na frequência da FI.

Os radioamadores que não possuem um oscilador de batimento costumam colocar o VFO do transmissor na frequência da recepção, em batimento zero com a estação de SSB, para restaurar de nôvo a portadora do sinal e, após isso, a recepção pode ser feita da mesma forma como em AM. Quando se usa o oscilador de batimento do próprio

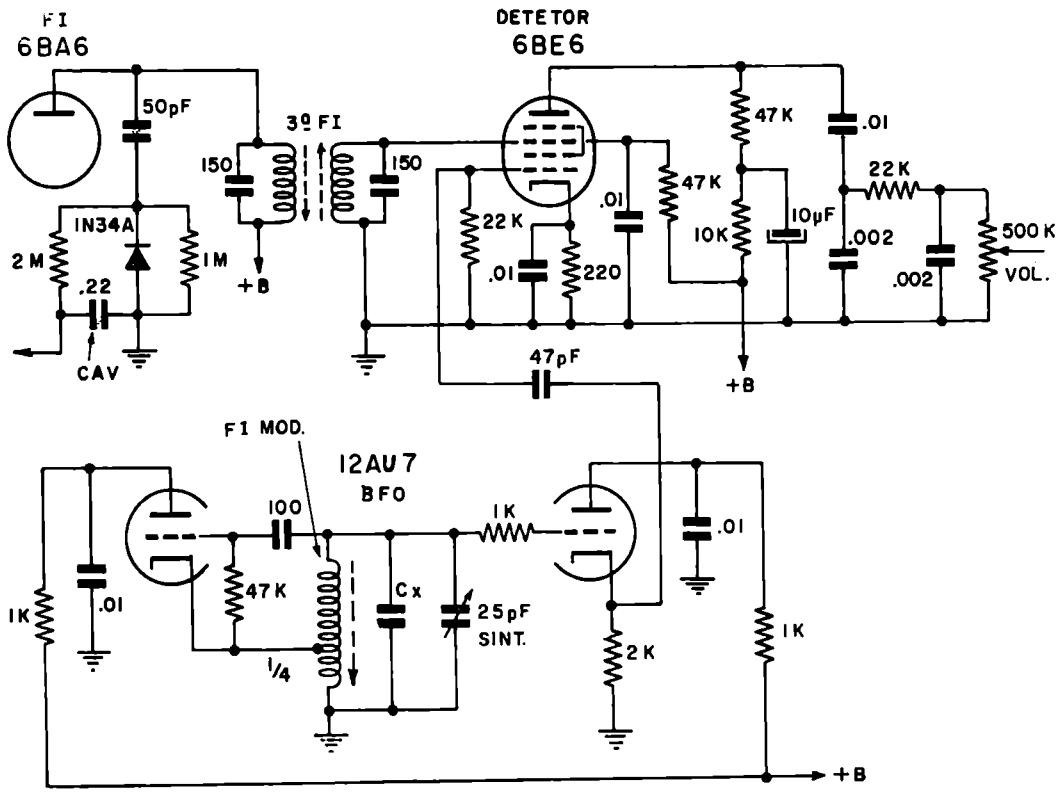


Figura 1

Detetor de produto com oscilador de batimento.

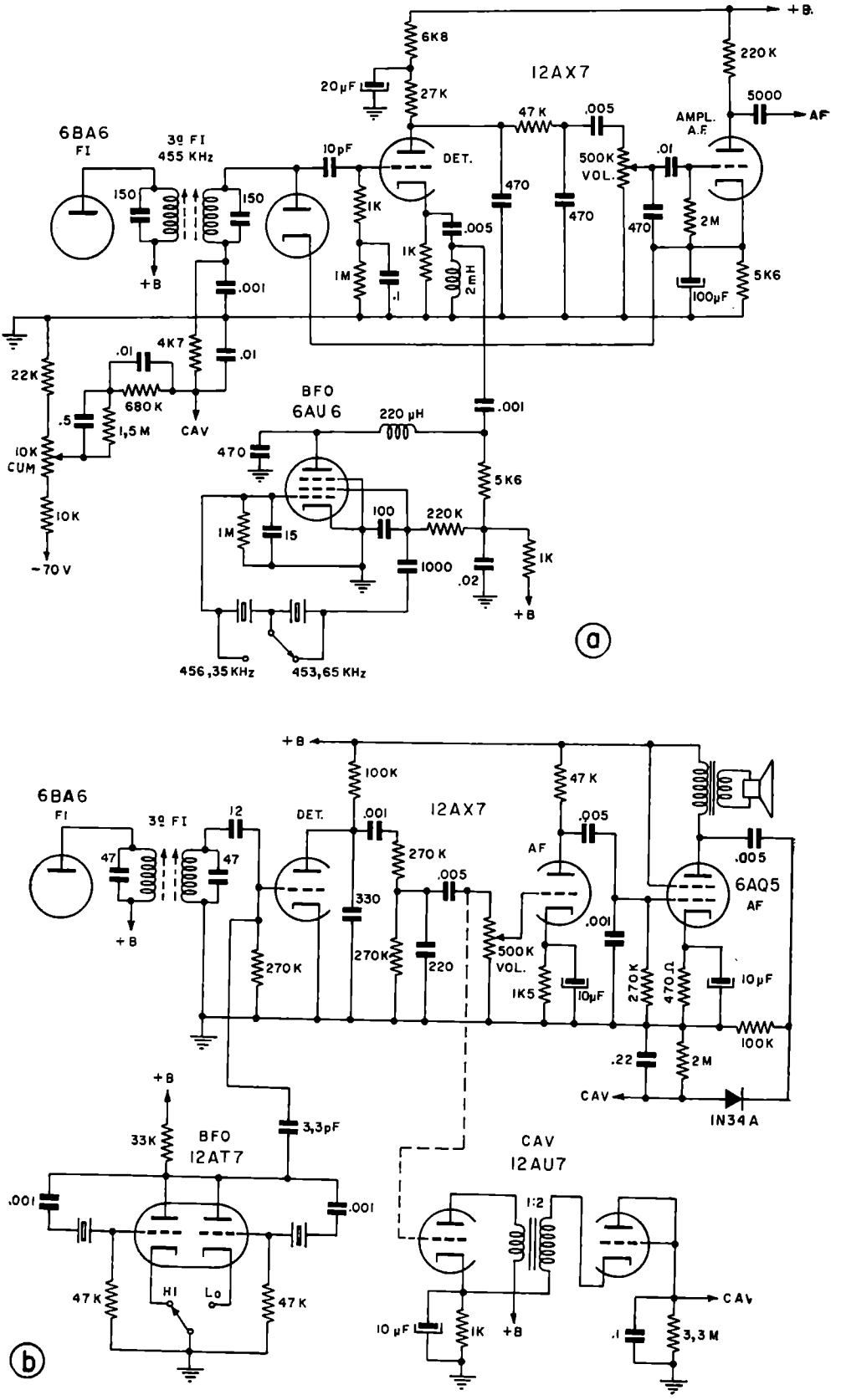


Figura 2

Detetores de produtos com triodos, com BFO a cristal.

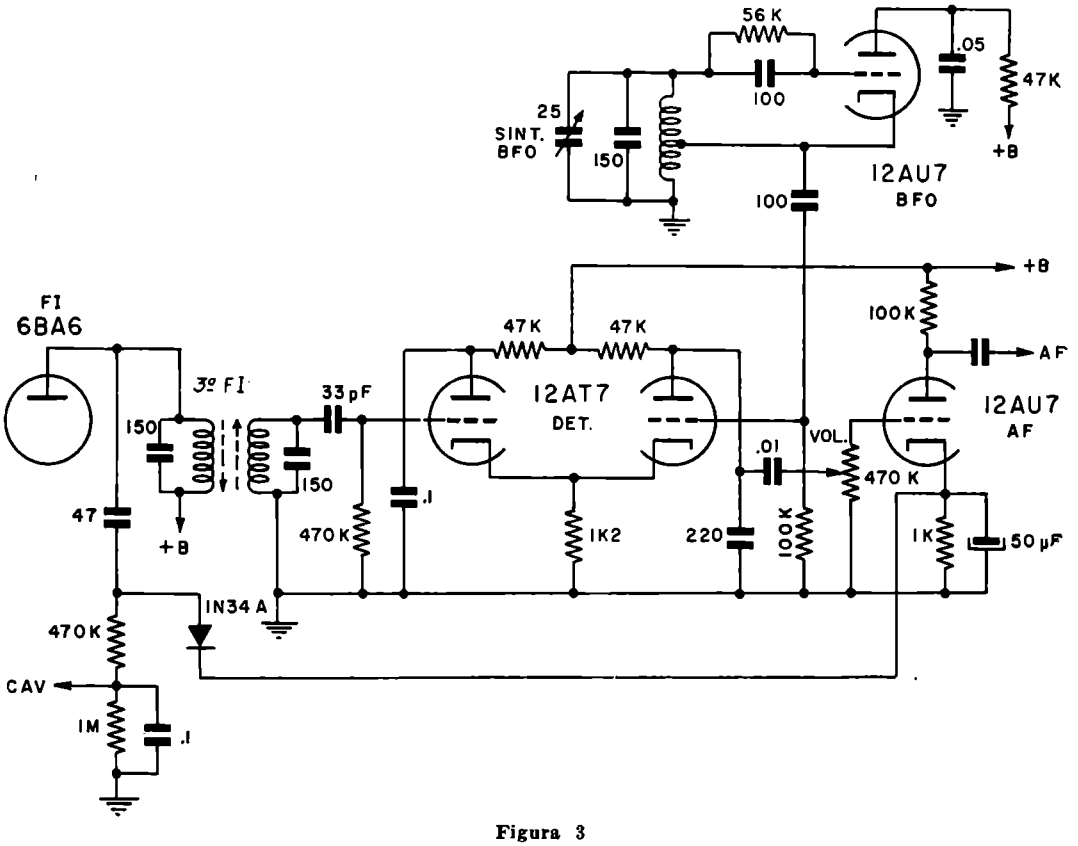


Figura 3

Detetor de produto com duplo-triodo.

receptor, êste deve ser acoplado um pouco mais cerradamente ao detetor do que é de costume para CW, a fim de facilitar a recepção. Enquanto que um acoplamento frouxo favorece a recepção em telegrafia, em SSB o sinal do oscilador de batimento deve ser 5 a 10 vêzes mais forte do que o sinal da recepção no detetor, para obter as melhores condições. Na maioria dos casos, o BFO é acoplado por meio de um pequeno capacitor ou então por um fio enrolado sôbre a ligação entre a bobina de FI e o diodo. Desta forma, para melhorar a recepção em SSB coloca-se um capacitor de acoplamento de maior valor ou então enrola-se o fio algumas voltas a mais, para obter uma injeção mais forte do sinal do BFO. Nesta altura o desenvolvimento da tensão de CAG já é bastante grande e isso diminui em muito a sensibilidade do receptor, possibilitando apenas a recepção de sinais fortes. Para captar sinais fracos, torna-se necessário desligar o CAG. Normalmente liga-se o mesmo através de uma chave para massa. Para evitar nestas condições a sobrecarga com sinais fortes, o ganho pode ser controlado manualmente por meio de um potenciômetro no catodo da válvula amplificadora de RF ou FI. Em muitos receptores é usado um potenciômetro combinado com uma chave, de maneira que o potenciômetro atue automàticamente com o CAG desligado. Durante a recepção em SSB usa-se então o máximo ganho no amplificador de áudio e o mínimo no amplificador de FI.

Nos receptores de comunicação e transceptores para SSB emprega-se detetores e sistemas de CAG especiais. Êstes são conhecidos como detetores de produto e foram desenvolvidos especialmente para a demodulação dos sinais de CW, DSB e SSB. Para se obter melhor desempenho é necessário um amplificador de FI com uma seletividade de 2 a 3 KHz e um adequado fator de forma da banda passante (relação da largura da banda passante entre -6dB e -60dB), para evitar interferências e possibilitar a recepção dos sinais em DSB. Em princípio êstes detetores funcionam ao contrário dos moduladores equilibrados, de maneira que podem ser empregados os mesmos circuitos. A reinjeção da portadora deve ter uma relação adequada com a freqüência original. Na demodulação o sinal de SSB é usado para modular o sinal do

oscilador de batimento e na saída do detetor obtemos o sinal de áudio. Os componentes de RF presentes, os quais aparecem junto com o sinal de áudio, são eliminados por meio de um filtro passa-baixas. Quando é transmitida a banda lateral superior, o sinal do BFO deve estar abaixo desta freqüência e vice-versa.

A qualidade de um detetor de produto pode ser avaliada quando se desliga o BFO. Nestas condições o sinal de saída deve diminuir dràsticamente ou seja, proporcionar uma supressão de no mínimo 40dB. O rendimento dêste detetor para sinais de AM é extremamente baixo, de modo que o receptor deve possuir um detetor à parte, se esta modalidade de recepção fôr desejada. A principal vantagem do detetor de produto é a sua imunidade em relação ao "fading" seletivo, evitando assim a distorção causada por êste fenômeno de propagação.

A figura 1 mostra um detetor de produto com uma válvula pentagrade. A injeção do sinal do oscilador de batimento é feita na primeira grade e o sinal de SSB entra na grade número 3. No lugar desta válvula também pode ser usado um pentodo. Neste caso a grade de contrôle recebe o sinal de FI e o BFO será injetado na grade supressora. Tanto em um como em outro caso as tensões, que determinam o ponto de operação, são bastante críticas, principalmente quando se trabalha com elevados níveis de sinais. Êstes detetores, portanto, devem ser seguidos por amplificadores de áudio de alto ganho, para evitar a necessidade de operar com sinais de grande intensidade; as válvulas devem ser escolhidas de maneira a evitar problemas com microfonia. O sinal do oscilador de batimento é retirado através de um seguidor de catodo, que, por ser de baixa impedância, evita eventuais variações da frequência em função da carga. A frequência do BFO é ajustável por meio de um pequeno capacitor variável de 25 pf.

A bobina osciladora pode ser confeccionada com uma bobina de FI. Para tanto, elimina-se primeiramente um dos dois enrolamentos de FI. Na bobina restante, que vai ser aproveitada como osciladora, desenrola-se aproximadamente um quarto das espi-

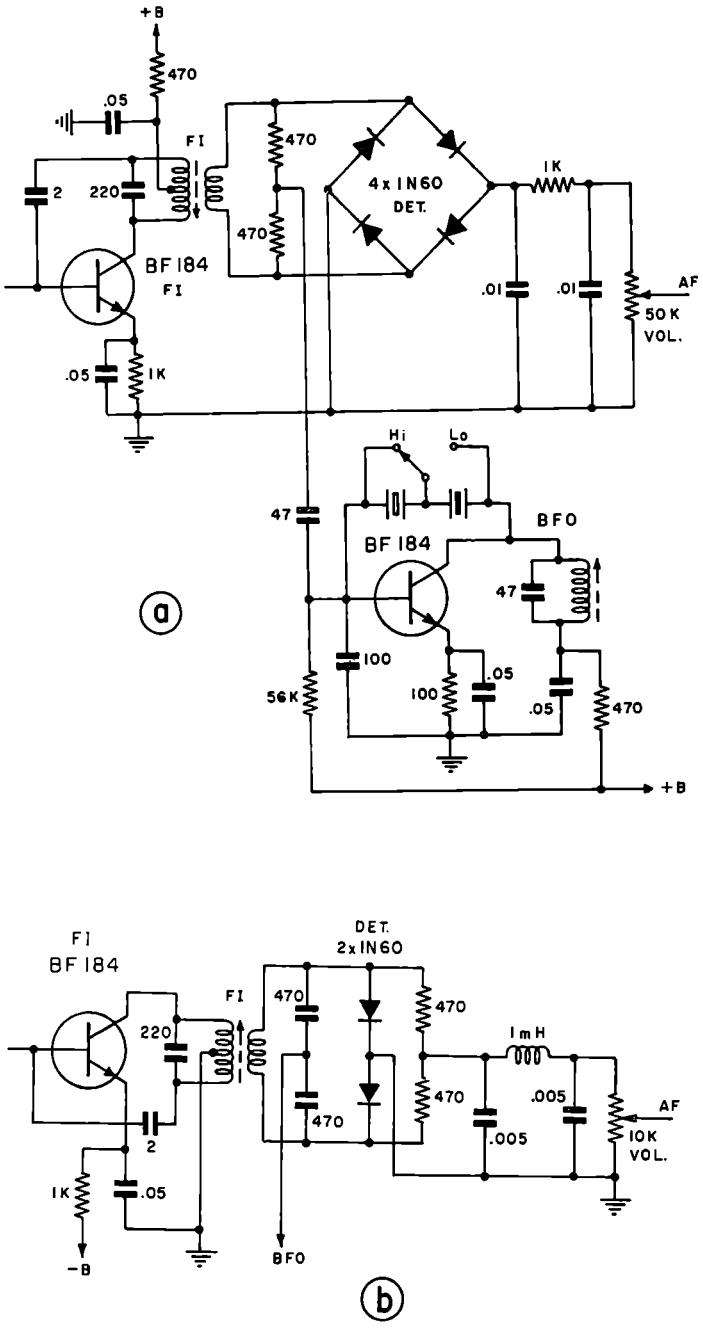


Figura 4
Detetores de produto com diodo em anel e série.

ras e faz-se uma derivação e, após isso, reenrola-se novamente a bobina. Ligando-a após estas modificações, conforme o esquema da figura 1, obtemos um oscilador de batimento. O capacitor Cx é o capacitor interno da própria FI e seu valor está normalmente entre 100 e 200 pf. A montagem e a seleção dos componentes do BFO devem obedecer a um critério que permita obter uma boa estabilidade de freqüência. Do primário da FI do detetor é retirado o sinal para o contrôle automático de volume, que trabalha com um diodo de germânio IN34 A. Como podemos verificar, a constante de tempo (2 megohms e 0,22 microfarad) é relativamente alta, de modo que a tensão do CAG, durante a recepção, estabiliza-se num determinado nível, que é proporcional aos picos do sinal de SSB.

Um outro tipo de detetor de produto com uma válvula triodo está ilustrado na figura 2. Tanto o circuito **A** como o **B** funciona com osciladores de batimento a cristal. Para possibilitar tanto a recepção da banda lateral superior como inferior, cada oscilador emprega dois cristais com frequências equidistantes da frequência central da banda passante de FI. A freqüência exata dos cristais depende das características da curva do canal de FI. O circuito **A** incorpora uma combinação do contrôle de ganho manual (CMG) e automático (CAG). O sistema manual permite injetar polarização fixa nas grades das válvulas sob contrôle, determinando assim o nível de sensibilidade do receptor. Isto é especialmente apreciado durante comunicados locais, onde a baixa sensibilidade reduz em muito o nível de ruído e as interferências. Como os picos de RF do sinal em SSB são proporcionais aos picos do sinal de áudio, emprega-se em muitos casos circuitos de CAG de áudio. Um dos mais simples é representado na figura 2 B. Neste, uma parte do sinal da audio-freqüência é retificado pelo diodo IN34A e a tensão resultante é usada depois para controlar a amplificação das válvulas de FI. O inconveniente dêste circuito é a sua dependência do contrôle de volume, de maneira que em muitos casos é adotada a versão tracejada, a qual atua independente da posição do contrôle de volume.

Um outro circuito muito empregado é mostrado na figura 3. As duas seções da válvula são acopladas pelo catodo. Neste circuito a amplitude do sinal do oscilador deve ser aproximadamente 10 vêzes maior do que os componentes de SSB, os quais entram no outro triodo. A principal vantagem dêste circuito é sua baixa distorção por intermodulação. A tensão de saída no detetor é inferior a 1 volt e os vestígios de radiofreqüência são desacoplados pelo capacitor de 220pf para massa. Geralmente os fios entre o detetor e o pré-amplificador de áudio são blindados, para evitar a captação de zumbido. Quando são empregados circuitos transistorizados, êste cuidado é desnecessário.

Como podemos ver na figura 4, em **A** e **B**, os detetores de produto são formados por diodos semicondutores. Ambos os circuitos são usados também como moduladores equilibrados do tipo anel (A) e série (B). Êstes também proporcionam bons resultados em receptores com válvulas. Para mínima distorção, êstes detetores devem trabalhar com alguns volts de RF do oscilador local, enquanto que o sinal de SSB deve ter apenas uma fração de um volt. Devido à curva característica mais linear para pequenos sinais, emprega-se quase que exclusivamente diodos de germânio. Deve-se escolher diodos, aproximadamente iguais (casados), cujas resistências diretas e inversas sejam iguais, para se obter um sistema equilibrado. A filtragem dos componentes de RF na saída pode ser feita tanto pelo sistema L-C como R-C. Como a impedância de saída dêstes detetores é bastante baixa, êles são mais apropriados para emprêgo com um amplificador a transistor. O sistema do CAG usado nestes detetores é quase exclusivamente do tipo de áudio, como já vimos anteriormente nos circuitos com válvulas.

Constatamos assim, nesta breve análise, que não é tão complexo o processo para demodular o sinal de SSB e, com poucas modificações, podemos adaptar qualquer aparelho a êste tipo de recepção, desde que o mesmo tenha uma seletividade razoável e, principalmente, uma boa estabilidade de frequência.

Leia e Assine Revista Monitor de Rádio e Televisão

A revista de eletrônica de maior circulação no Brasil.

CONSTRUA UM OSCILADOR DE BATIMENTO

Claudio Batochio da Costa

Como radioamador, contamos com centenas de amigos espalhados pelo Brasil afora. São os conhecidos do rádio, amigos que jamais conhecemos pessoalmente, mas que os reconhecemos fàcilmente por suas vozes. De vez em quando temos a grande satisfação de conhecer alguns dêles pessoalmente, e então estreitam-se os laços de amizade. Foi isto que aconteceu com nosso grande amigo PY2CTS, o Sylvio aqui de São Paulo, que pediu nossa ajuda para resolvermos uns problemas do seu transmissor.

Fomos à sua casa, e lá, simpàticamente acolhidos, fomos introduzidos no seu "shack". O Sylvio já possuia várias centenas de comunicados feitos com um modesto equipamento na tradicional faixa da amizade, os 40 metros. Verificamos que êle possuia como equipamento ùnicamente uma 6L6 a cristal modulada por outra 6L6 e, à guisa de receptor, um velho receptor de cabeceira rabo-quente. Ficamos em dúvida, quanto ao desempenho dêsse conjunto, ainda mais quando êle nos contou o grande sacrifício que tinha de enfrentar a cada vez que quisesse bater um papinho com a turma. Há alguns anos, quando nos iniciamos na RNR, tivemos a felicidade de contar com muitos colegas que com desprendimento nos ajudaram a quebrar alguns "galhos" que apareceram. Agora era nossa vez de ajudar, assim verificamos o que seria necessário fazer. O transmissor seria fácil ajeitar, mas e o receptor?

Voltamos para casa, pensando na solução para o caso, quando encontramos um outro grande amigo, o PY2EXE (o Miranda) que, ao saber do fato, nos colocou à disposição os restos mortais de um ótimo receptor, um National NC 125. Como o Sylvio não poderia dispor de muita "gaita", resolvemos verificar o que poderíamos fazer. A caixa estava muito bem conservada, mas por dentro estava em petição de miséria. Para se ter uma idéia, tivemos que remontar a fonte, o canal de áudio, o detector, e a etapa de RF. Feito tudo isto, e com válvulas novas, o dito, para nosso espanto, passou a funcionar normalmente, bastando um ligeiro retoque na calibração para colocá-lo em ponto de bala. Mesmo com tudo o que gastamos, ficou um negócio da china, pois só o rendimento do aparelho compensava plenamente todo o trabalho, além da grande satisfação por havermos proporcionado ao colega uma boa recepção.

Ficou faltando apenas o oscilador de batimento, também conhecido como "OFB" ou "BFO", parte importantíssima de todo receptor de comunicações e que, infelizmente, havia sido retirado do receptor que tínhamos em mãos. Para aquêles que não estão familiarizados com êste oscilador, diremos algumas palavras sôbre êle.

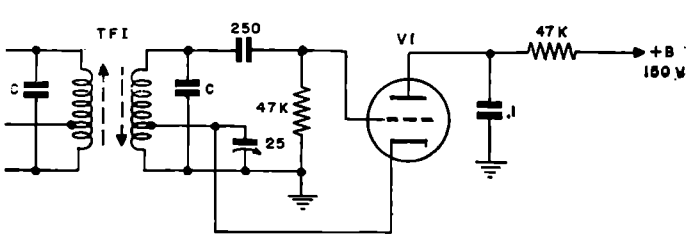


Figura 1

Um antigo circuito de OFB utilizando transformador de FI Philips.

Trata-se de um oscilador, cuja frequência central encontra-se exatamente na frequência do canal de FI do receptor, acoplado frouxamente ao segundo detector. Em ausência de sinal na antena, o receptor nada acusa, apenas um ligeiro sôpro provocado pelo oscilador de batimento. Quando o receptor captar um sinal qualquer êsse sinal será amplificado pela etapa de FI, e no detector será heterodinado com o sinal gerado pelo oscilador de batimento; normalmente ajusta-se a frequência do OFB de tal forma que a frequência resultante do batimento das duas frequências resulte numa frequência de áudio. Para recepção de sinais modulados em amplitude, não é necessário êste oscilador separado, mas para recepção de sinais de telegrafia que não são modulados, o OFB é a única maneira prática de se transformar êsses pulsos de RF em frequências audíveis. Também na escuta de sinais de SSB, que são transmitidos sem portadora temos que usar na recepção algum tipo de oscilador para reinserir a portadora, e o OFB faz isto econômicamente.

Bàsicamente, o OFB pode ser feito com qualquer um dos tipos usuais de osciladores. Na figura 1 temos o esquema de um simples OFB utilizando um transformador Philips tipo 5730/52 que possui derivações no primário e no secundário, o que propicia o seu uso numa configuração Hartley bastante simples. Pena é que êsse tipo de transformador de FI seja bastante antigo e não é mais encontrado. Testamos vários tipos de OFB, mas em todos êles havia problemas, principalmente de instabilidade, além de serem de ajuste bastante crítico. Depois de quebrar a cabeça resolvemos testar o circuito da figura 2 que fizemos em

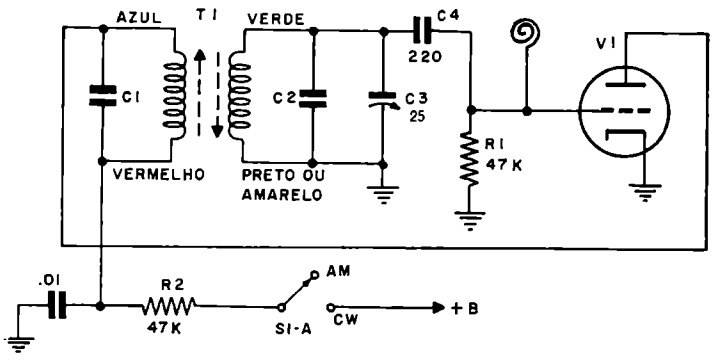


Figura 2

Diagrama do "OFB" descrito no texto.

tôrno de um transformador comum de FI de 455 KHz que era a frequência usada em nosso caso. Ficamos surpreendidos com os resultados tal a sua simplicidade. T1 é um transformador de FI, com ajuste por permeabilidade. C1 e C2 são os capacitores originais que já se encontram no interior da caneca do transformador. C3 é o variável que permite variar ligeiramente a frequência de funcionamento, possibilitando variar a tonalidade do sinal recebido. C4 e R1 são, respectivamente, o capacitor e o resistor de escape de grade destinados à polarização da válvula. No nosso caso, usamos para V1 uma metade de uma válvula 6SL7 que já estava disponível no receptor, mas poderá ser utilizado qualquer dos triodos comuns. Foram feitas experiências com a 6C4, 6C5, ou usando meio triodo da 6SN7, 12AU7, etc, obtendo-se sempre ótimos resultados.

C5 é o capacitor de desacoplamento do terminal de alimentação do transformador. R2 é o resistor destinado a reduzir o +B disponível a um valor em tôrno dos 100 V que representa um valor ótimo, mantendo-se a dissipação da válvula num valor baixo, o que representa maior estabilidade. As ligações do transformador são as normais das usadas nas etapas de FI, ou seja: o terminal com a pinta verde, que normalmente iria à grade da válvula de FI, ou à placa do diodo detector, será ligado á grade do triodo usado como oscilador do OFB através do capacitor C4. O terminal preto ou amarelo que seria ligado ao CAG será ligado á massa. O terminal azul, que nos receptores é ligado á placa da misturadora ou à placa da válvula de FI, no nosso oscilador será ligado á placa do triodo e, finalmente, o terminal vermelho será ligado ao +B através de R2. Êste transformador de FI poderá ser qualquer um dos tipos comuns existentes no comércio, para receptores a válvula, podendo ser usados tanto o transformador de FI de entrada como o de saída. Dessa forma conseguimos eliminar o problema de termos de utilizar bobinas especiais para a construção do OFB.

A montagem dêste OFB poderá ser feita em qualquer parte do receptor de preferência nas proximidades do diodo detector, tendo como um dos poucos cuidados a serem tomados, o de efetuar uma montagem suficientemente rígida, para se evitar instabilidades. C3 deverá ser colocado no painel, e servirá para efetuarmos pequenos ajustes na frequência do OFB.

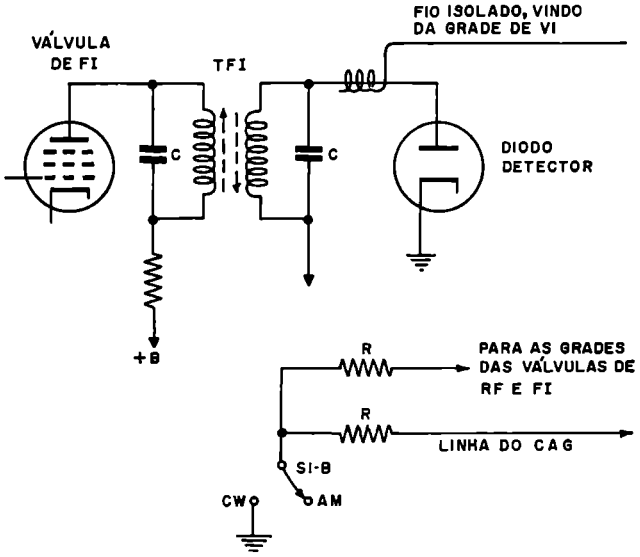


Figura 3

Ligação do OFB ao segundo detector e modificação do circuito do CAG. (Veja texto).

Para acoplarmos o sinal do OFB ao diodo detector ligaremos um fio isolado rígido, o mais curto possível, ao terminal da grade da válvula osciladora, sendo que com a outra extremidade do fio dá-se algumas voltas em tôrno do fio que liga o terminal verde do último transformador de FI do receptor à placa do diodo detector. Basta um leve acoplamento, para um funcionamento satisfatório.

Em seguida sintonizamos, exatamente, uma estação de AM, que pode ser uma de ondas médias. Aparafusamos totalmente o núcleo inferior do TFI, e em seguida, vamos variando o nucleo superior, até que em certo ponto iremos ouvir um apito muito agudo; êste apito será o batimento entre o sinal de FI e o sinal proveniente do oscilador. Ouvido êsse apito agudo prosseguiremos lentamente no ajuste e, notaremos que o apito irá se tornando cada vez mais grave até chegar a uma frequência de poucos hertz, quando não mais será ouvido. Êste é o ponto desejado, e o nucleo não será mais tocado. Durante êste ajuste, o variável C3 deverá ser colocado na sua posição média, de tal forma que ao variarmos sua capacitância teremos uma frequência de oscilação maior ou menor que a frequência da FI, variando assim a tonalidade do sinal.

Deveremos colocar uma chave entre o +B e o resistor R2 de forma a podermos cortar o funcionamento do OFB quando desejarmos escutar sinais em amplitude modulada. Esta chave poderá ter uma outra em paralelo que servirá para curto-circuitarmos o CAG para a massa, pois o sinal gerado pelo OFB poderá, ao ser detectado gerar uma tensão negativa no CAG, o que irá diminuir o ganho das etapas precedentes.

Êsse oscilador, apesar de bastante simples, ao que sabemos, não foi ainda publicado em nenhuma publicação nacional ou estrangeira; portanto o trazemos, certos de que o escuta de ondas curtas, ou o radioamador, se beneficiarão com seu uso, seja na escuta de sinais de telegrafia ou de SSB, além de servir para a sintonia exata de nossos VFO's. Mãos a obra e bons DX.

Ω

VOCÊ VAI GOSTAR DA NOVA REVISTA MONITOR, AGUARDE!

CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA

29ª LIÇÃO

Com o estudo dos diferentes tipos de fontes de alimentação, procedido na última lição, encerramos a parte de nosso curso referente aos estágios dos receptores superheterodinos.

O leitor já está, agora, em condições de tratar com os circuitos completos, o que lhe dará a necessária visão de conjunto e a prática de leitura de diagramas esquemáticos. A oportunidade será aproveitada, também, para considerarmos alguns itens que não foram abordados no estudo dos estágios feito separadamente, um a um.

Tomaremos, como ponto de partida, um receptor bastante simples de 5 válvulas para a faixa de ondas médias (550 a 1600 KHz).

29.1 — **Receptor superheterodino de 5 válvulas para OM**

O receptor descrito no presente capítulo não possui transformador de fôrça e pode ser alimentado tanto com corrente contínua como com corrente alternada, de 105 a 120 Volts, e seu diagrama é apresentado na **figura 29.1**. A maioria dos receptores de cabeceira, à válvula, utiliza circuito parecido com êste.

O receptor possui os seguintes estágios:

1 — Conversor e oscilador local, com uma válvula 12BE6
2 — Amplificador de FI, com uma válvula 12BA6
3 — Detetor e pré-amplificador de AF, com uma válvula 12AV6
4 — Amplificador de potência de AF, com uma válvula 50C5
5 — Retificador de meia onda, com uma válvula 35W4

O circuito que vamos estudar é bem simples, apesar de ter desempenho bastante satisfatório. Como só há uma faixa de recepção, a construção e a montagem do conversor e do oscilador local são feitas com a maior facilidade. Como veremos mais tarde, os receptores para duas ou mais faixas de onda têm o seu circuito um pouco mais complexo, devido à presença da chave de onda, que permite ao rádio-ouvinte passar de uma faixa para outra, atuando sôbre o botão correspondente.

29.1.1 — **Conversor**

O receptor não possui estágio amplificador de RF e a entrada de sinal é acoplada diretamente ao conversor. O sinal captado pela antena passa através do condensador C1 e vai ao primário da bobina de antena (enrolamento L1). O secundário L2 é sintonizado pela seção CV1 do condensador variável duplo. A outra seção do variável, CV2 acha-se no circuito do oscilador local e vai determinar a frequência de oscilação dêsse estágio.

Em paralelo com o variável CV1 existe o "trimmer" T1, cuja função é corrigir o êrro de rastreio no circuito ressonante de entrada (ver Revista 273, página 42).

A válvula conversora 12BE6 é uma pentagrade do tipo discutido na Revista n.º 273, página 39.

29.1.2 — **Oscilador local**

O oscilador local é do tipo Hartley, sendo que a bobina osciladora L3 possui um enrolamento único, com derivação. A seção CV2 do condensador variável duplo ressoa com a bobina L3

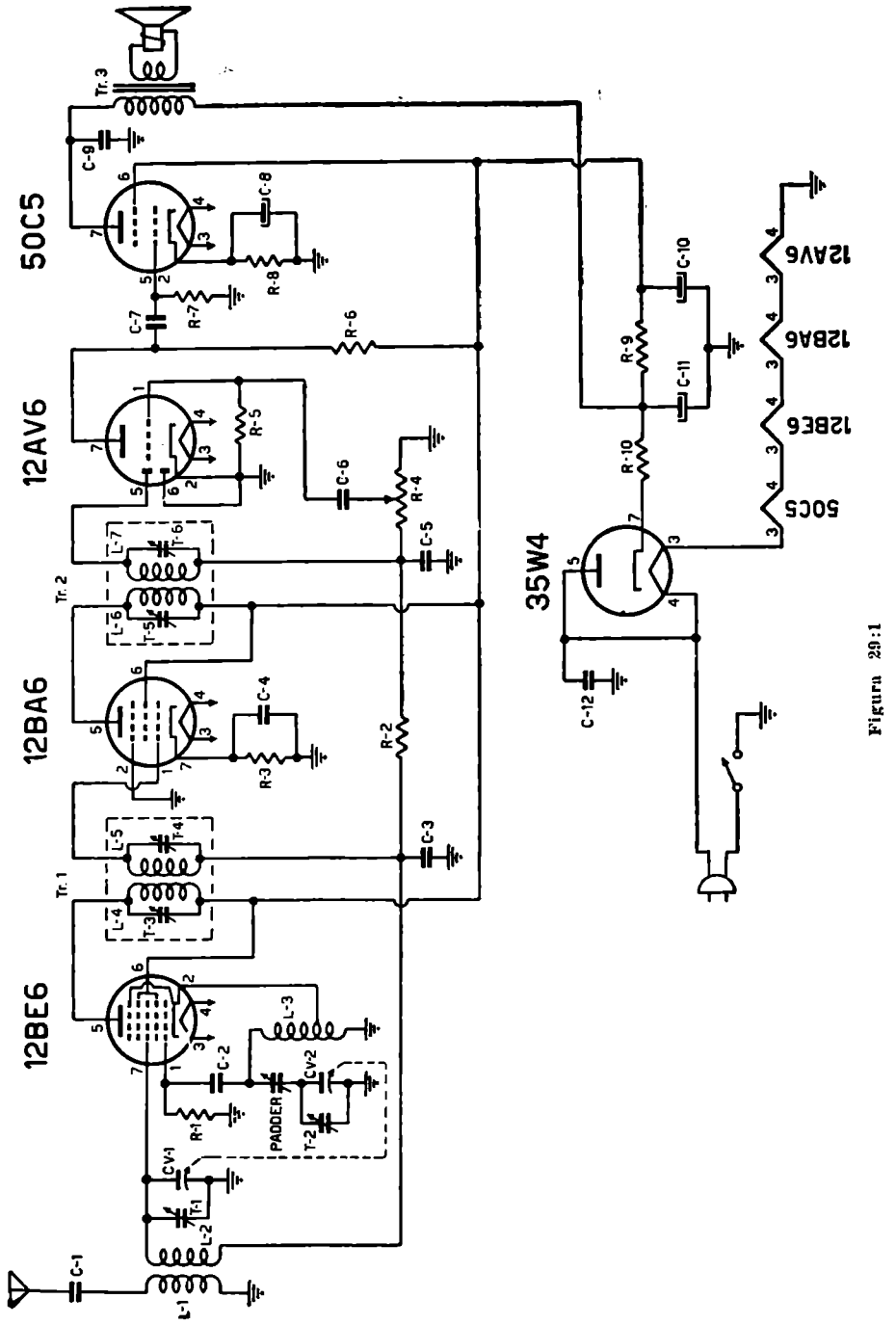


Figura 29:1

numa frequência igual à soma da frequência do sinal captado na antena, com a frequência intermediária.

Do batimento da frequência do sinal de RF com a frequência do oscilador local, resulta a frequência intermediária que é sintonizada na saída do conversor pelo 1.º transformador de FI, assinalado como Tr1.

O "padder" em série com CV2, e o "trimmer" T2, em paralelo, efetuam a correção do êrro de rastreio no circuito do oscilador.

O ajuste dos "trimmers" T1 e T2, e do "padder" é feito na operação de alinhamento do receptor, após a montagem.

29.1.3 — **Amplificador de FI**

A válvula 12BA6, amplificadora de FI, é um pentodo de **mu** variável, tendo a grade polarizada negativamente por meio do resistor de catodo R3, desacoplado pelo condensador C4. Na saída do amplificador está o 2.º transformador de FI, Tr2.

Ambos os transformadores são de sintonia por variação de capacitância, e ressoam na frequência de 465 KHz.

29.1.4 — **Detetor**

A deteção ou demodulação é procedida por uma das seções diodo (pino 5) da válvula 12AV6. A outra seção diodo (pino 6) não é utilizada, sendo ligada diretamente ao catodo.

O potenciômetro R4 serve, ao mesmo tempo, como resistência de carga do detetor e como contrôle (manual) de volume. Quando o cursor se aproxima da extremidade ligada à massa o volume diminui; quando o cursor caminha na direção da outra extremidade, onde se acha ligado o condensador C5, o volume aumenta.

O condensador C5 dá passagem à componente de RF do sinal detetado. Passando através dêsse condensador e retornando ao catodo da 12AV6 pela massa, a componente de RF deixa livre o potenciômetro R4. A componente de áudio do sinal detetado, ao contrário, não pode passar através de C5, porque êsse condensador oferece reatância alta para as frequências audíveis, e é obrigada a atravessar a resistência R4, nela desenvolvendo a tensão de AF resultante da demodulação.

29.1.5 — **Contrôle automático de ganho**

A tensão do CAG (ou CAV = contrôle automático de volume) é tomada no ponto de junção do condensador C5 com o resistor R4 (potenciômetro do contrôle de volume).

O resistor R2 e o condensador C3 formam o filtro do CAG. A tensão do CAG é aplicada à grade do sinal (pino 7) da válvula conversora e à grade de contrôle (pino 1) da válvula amplificadora de FI. Ambas essas válvulas são, portanto, controladas pelo CAG.

> O princípio de funcionamento do contrôle automático de ganho foi estudado na revista 276, página 53 e se aplica inteiramente ao circuito ora considerado.

29.1.6 — **Pré-amplificador de AF**

O pré-amplificador, ou amplificador de tensão de AF, é constituído pela seção triodo da válvula 12AV6. O sinal de áudio é tomado do potenciômetro R4 (contrôle de volume) e aplicado à grade de contrôle (pino 1) de 12AV6, através do condensador de acoplamento C6. R5 é o resistor de grade dêsse triodo, assegurando a continuidade entre a grade e o catodo.

O resistor R6, no circuito de placa, opera como resistência de carga do pré-amplificador de AF. O acoplamento dêsse estágio para o amplificador de potência é do tipo resistivo-capacitivo (RC), passando o sinal para a grade da 50C5 através do condensador C7.

29.1.7 — **Amplificador de potência de AF**

A válvula 50C5, amplificadora de potência de AF, é de feixe dirigido, e sua grade é negativada pelo resistor de catodo R8, desacoplado pelo condensador eletrolítico C8.

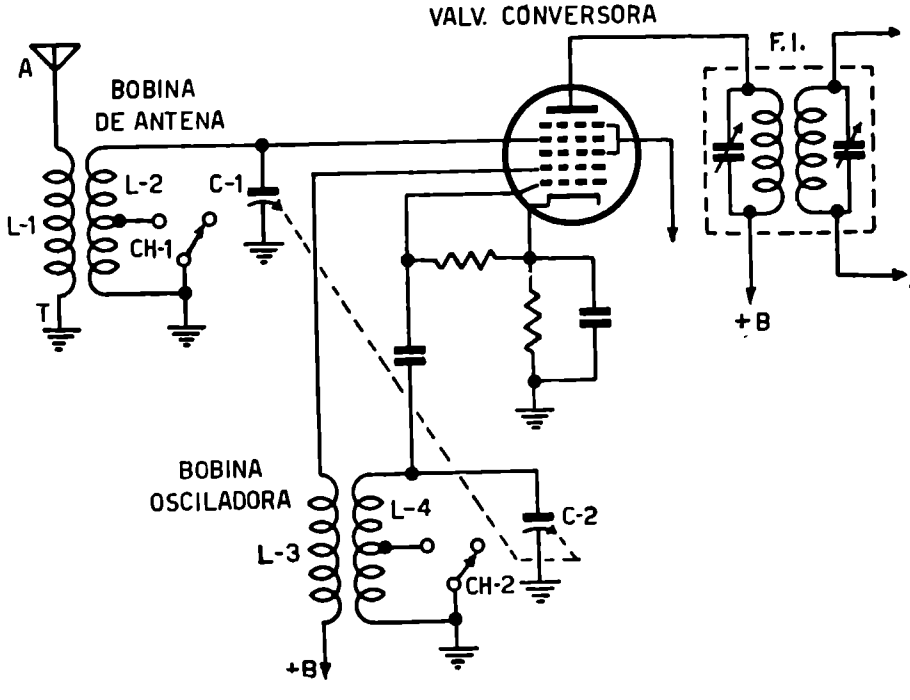


Figura 29:2

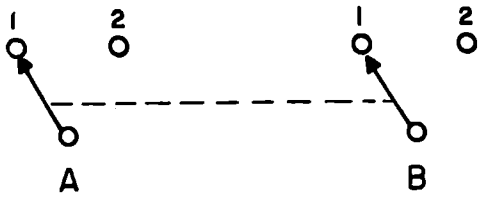


Figura 29:3

No circuito de placa do amplificador está o transformador de saída Tr3, cujo secundário se acha ligado diretamente à bobina móvel do alto-falante. O condensador C9 serve para corrigir a tonalidade, atenuando um pouco as frequências mais altas da faixa de áudio, favorecendo, dessa maneira, os sons graves.

O receptor não possui, além dêsse condensador, nenhum outro dispositivo ou contrôle de tonalidade.

29.1.8 — **Fonte de alimentação**

O receptor ora descrito não possui transformador de fôrça e pode ser alimentado por CC ou CA, com tensões compreendidas entre 105 e 120 volts.

A válvula 35W4 opera como retificadora de meia onda. O filtro é constituído pelos condensadores eletrolíticos C10 e C11, e pelo resistor R9. A tensão retificada para a placa da válvula 50C5 é tomada na entrada do filtro (condensador C11), sendo apenas parcialmente filtrada.

Como, todavia, o primário do transformador de saída está no caminho da corrente de placa desta válvula, êle oferece uma certa reatância indutiva às componentes residuais de corrente alternada, completando satisfatòriamente a filtragem.

A tensão +B para a grade auxiliar de 50C5 e para as demais válvulas é tomada na saída de filtro, após o condensador C10.

Como não há transformador de fôrça, nem transformador de filamento, os filamentos de tôdas as válvulas são alimentados em série, fechando-se o circuito de filamento pela massa.

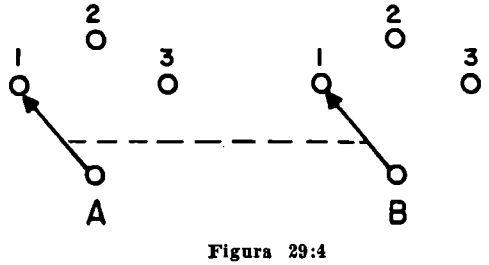


Figura 29:4

O condensador C12, na entrada do retificador, serve para reduzir ou atenuar os ruídos que podem aparecer quando o receptor está sintonizando uma certa estação radioemissora. Êsses ruídos são provenientes da indução de RF no circuito de placa da retificadora, a qual é modulada pela freqüência da rêde e reirradiada pelo cordão de fôrça (fio de alimentação do receptor que vai ligado à tomada). O condensador C12 desvia para a massa essa RF induzida. Se o condensador C12 furar, provocará curto-circuito na linha de fôrça que alimenta o receptor, queimando o fusível no quadro de distribuição da residência. Convém, portanto, introduzir um pequeno fusível em série com o fio de fôrça do receptor.

O resistor R10, na saída da válvula retificadora, protege a válvula contra o pico de corrente que ocorre ao se ligar o receptor, em virtude da carga inicial do condensador eletrolítico C11 de entrada do filtro.

29.2 — **Receptores multifaixas**

Sòmente os pequenos receptores portáteis e de cabeceira se destinam à recepção de uma única faixa de ondas. Os receptores maiores, e mesmo alguns tipos portáteis de tamanho compacto, oferecem a possibilidade de receber as estações emissoras em ondas médias e curtas.

No caso da recepção de duas ou mais faixas de onda, a comutação de uma faixa para outra pode ser procedida por meio da **chave de onda**, cuja construção e funcionamento serão estudados na presente seção.

O circuito da figura 29.2 é do estágio conversor e oscilador local de um receptor superheterodino de duas faixas.

Tanto a bobina de antena como a bobina osciladora possuem um enrolamento primário e um secundário, sendo que ambos os secundários possuem derivação.

A chave de onda é dupla, possuindo as seções CH1 e CH2. Cada uma dessas seções pode ser comutada numa de duas posições diferentes. Assim, a seção CH1 está representada numa posição sem ligação. Na outra posição, essa seção põe em curto a parte inferior do enrolamento L2. A seção CH2 opera da mesma maneira em relação à bobina L4.

Uma chave de onda dêsse tipo é denominada **chave de dois pólos e duas posições**, sendo representada esquemàticamente, como na figura 29.3.

Os dois pólos (ou seções) estão assinalados pelas letras A e B. As posições estão representadas pelos algarismos 1 e 2. Cada pólo pode

estar na posição 1 ou na posição 2. Os dois pólos são conjugados, conforme indica a linha tracejada.

Quando o pólo A estiver na posição 1, o pólo B também estará; comutando-se o pólo A para a posição 2, o pólo B também será comutado para essa mesma posição.

Na figura 29.4, está a representação de uma chave de onda de 2 pólos e 3 posições. Os dois pólos (A e B) são comutados simultâneamente para as posições marcadas pelos algarismos 1, 2 e 3.

Há tipos mais complexos de chaves de onda, sendo mais comuns as de 4 pólos, 2 posições, as de 4 pólos, 3 posições, etc.

Voltando ao circuito da figura 29.2, vemos que se trata de um conversor pentagrade. Quando a chave de onda está na posição assinalada no diagrama, todo o enrolamento L2 ou L4 é efetivo e opera com sua indutância total. Nessas condições, se faz a recepção em ondas médias (550-1600 KHz).

Comutando-se a chave de onda para a esquerda, uma parte dos enrolamentos L2 e L4 fica curto-circuitada para a massa e se reduz, dêsse modo, a indutância de ambos. Nessa posição da chave se faz a recepção em ondas curtas (6000 a 18000 KHz).

No circuito da figura 29.5 apresentamos o sistema de comutação de um receptor para 3 faixas de onda. A chave de onda é de 4 pólos (CH1, CH2, CH3 e CH4) e 3 posições, conforme se acha assinalado (posições 1, 2 e 3).

A bobina de antena possui três primários e três secundários. Cada par de enrolamentos se presta para uma faixa de onda. A bobina osciladora é construída da mesma maneira.

A seção CH1 da chave de onda comuta os primários da bobina de antena enquanto a seção CH2 comuta os secundários. No circuito do

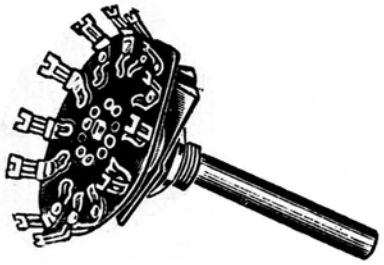


Figura 29:6

oscilador local, a seção CH3 comuta os primários e a seção CH4 os secundários da bobina osciladora.

No circuito da figura 29.5 pode haver uma bobina de antena e uma bobina osciladora para cada faixa de onda, como era muito comum em alguns modelos mais antigos de receptores. A comutação se procede, nesse caso, da mesma maneira que está indicada no diagrama da citada figura, devendo o aluno, ao ver o desenho, lembrar-se de que cada primário, com o respectivo secundário, constitui uma bobina separada.

Na posição da chave de onda mostrada na figura 29.5 estão ligadas as bobinas inferiores (posição 1). As bobinas correspondentes às posições 2 e 3 da chave de onda estão inoperantes, nessa situação.

Há vários tipos de chaves de onda, diferindo tanto no número de pólos e posições, como no tamanho e na construção. a figura 29.6 é mostrada uma chave típica de 4 pólos, 2 posições.

Uma das maiores dificuldades encontradas pelo montador principiante é justamente identificar todos os terminais da chave e das bobinas de antena e osciladora.

De uns tempos para cá surgiram no comércio de material eletrônico os **monoblocos**, que vieram simplificar grandemente o serviço de

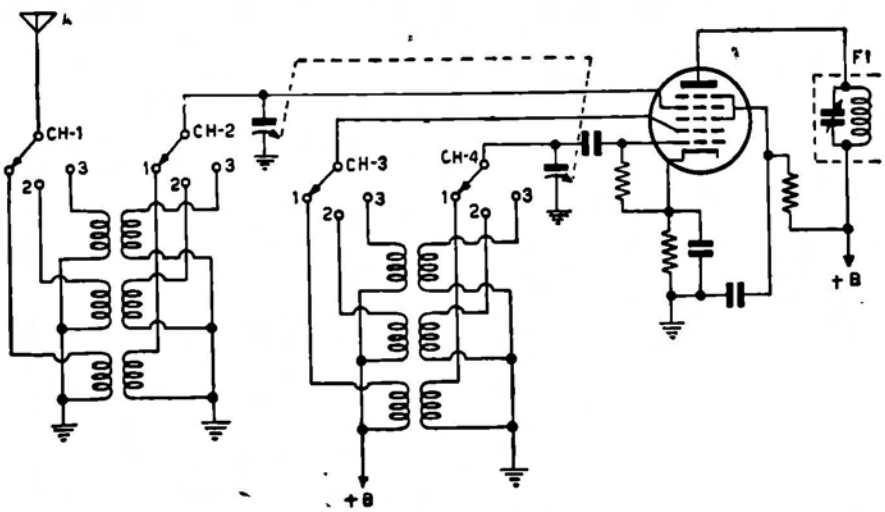


Figura 29:5

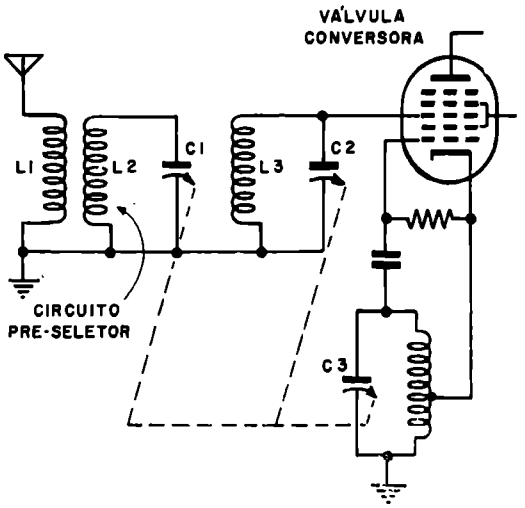


Figura 29:7

montagem de rádio-receptores. O monobloco é constituído por um conjunto de bobinas de antena e osciladoras já montadas e ligadas à chave de onda. Tudo o que o radiotécnico tem a fazer é instalar o monobloco no chassi do receptor e efetuar, no máximo, umas quatro ou cinco ligações para o circuito de RF, conversor e oscilador local.

Em poucos minutos é completada, dessa maneira, a montagem da parte mais intrincada e espinhosa de um receptor de várias faixas de onda.

29.3 — Receptores com pré-seletor

Um dos recursos de que se dispõe para melhorar a seletividade de um receptor, sem a necessidade de se acrescentar ao mesmo um estágio amplificador de RF ou outro amplificador de FI, é usar o circuito pré-seletor entre a bobina de antena e o conversor.

Conforme ilustra a figura 29.7, o pré-seletor é um circuito ressonante passivo, isto é, sem amplificação, formado por um indutor L2 e por uma seção do condensador variável (C1). Tanto o enrolamento L2 do pré-seletor como o enrolamento L3 do circuito ressonante da entrada do conversor, são indutivamente acoplados ao primário L1 da bobina de antena.

Essa bobina possui, assim, 3 enrolamentos: L1, L2 e L3. O uso do circuito pré-seletor obriga o emprêgo de um condensador variável triplo (C1-C2-C3), conforme se vê no diagrama.

A menos que se utilize um monobloco, o circuito pré-seletor vai complicar ainda mais as ligações entre os enrolamentos e a chave de onda. Na figura 29.8 estão apresentadas, as ligações das bobinas, da chave de onda e da válvula conversora de um receptor com pré-seletor para ondas médias e curtas.

29.4 — Receptor de 5 válvulas para ondas médias e curtas

O receptor que descrevemos a seguir possui transformador de fôrça, destinando-se, portanto, ao uso em CA, com tensão de 110 ou 220 V.

Trata-se de um receptor superheterodino para ondas médias e curtas, e possui um desempenho muito bom, tanto pela sensibilidade, particularmente notável em ondas curtas, como pela ótima seletividade.

O circuito é bastante simples, de modo a reduzir o custo total do material empregado. Não duvidamos que o aluno, nesta altura do curso, já esteja plenamente capacitado a montá-lo, principalmente contando com o auxílio de diagramas chapeados e demais informações que acompanham o conjunto completo de peças.

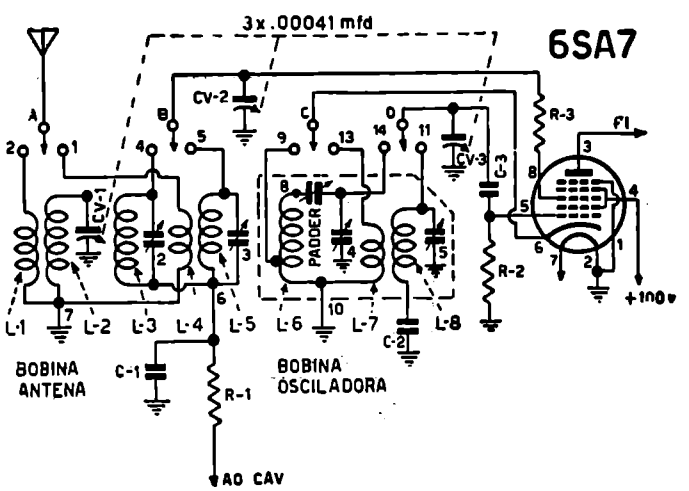


Figura 29:8

O receptor usa as seguintes válvulas:

6BE6 — conversora e osciladora local
6BA6 — amplificadora de freqüência intermediária (FI)
6AV6 — detetora e pré-amplificadora de AF
6AQ5 — Amplificadora de potência de AF
6X4 — retificadora de onda completa

No circuito de antena, o sinal de RF recebido passa pelo condensador C1 e chega ao pólo A da chave de onda. Êsse pólo faz a comutação da bobina de antena para as faixas de OM e OC.

O enrolamento L1 é o primário para OC, e L2 o seu secundário; o enrolamento L3 é o primário para OM, e L4 é o seu secundário. No diagrama da figura 29.9 o receptor está comutado para OM. Os secundários L2 e L4 da bobina de antena são comutados pelo pólo B da chave de onda.

A seção superior do condensador variável duplo C3 sintoniza a bobina de antena para a frequência da estação que se deseja receber. A correção de rastreio é feita pelo "trimmer" T1, em OC, e pelo "trimmer" T2, em OM.

O circuito do oscilador local tem uma bobina com dois enrolamentos: L5 para OC, e L6 para OM. A comutação OM — OC no oscilador é feita pelos pólos C e D da chave de onda. O alinhamento do oscilador em Om se faz pelo "trimmer" T4 e pelo "padder" C6; o alinhamento em OC é procedido apenas pelo "trimmer" T3. A seção inferior do variável duplo C3 sintoniza a bobina osciladora na freqüência correta.

Os transformadores de FI são do tipo de variação de indutância, de modo que o seu alinhamento se faz pelo ajuste da posição do núcleo. O lado inferior do secundário do 1.º transformador de FI não é ligado à massa, mas à linha do CAG e, por êsse motivo, se usa o condensador C8, capaz de fornecer um retôrno curto da FI para a massa.

A polarização negativa de grade da 6BA6 é dada pelo resistor de catodo R4.

No circuito do detetor, o resistor R12, em combinação com os condensadores C21 e C11, forma um filtro de demodulação. Êsses dois condensadores fornecem para a componente de RF do sinal detetado um caminho fácil de retôrno para o catodo.

As duas seções diodo da válvula 6AV6 estão ligadas em paralelo para a deteção. A carga do detetor é constituída pelo potenciômetro R7 do contrôle (manual) de volume. A tensão negativa do CAG é tomada na junção dos resistores R7 e R12.

O resistor R5 e o condensador C8 formam, juntos, o primeiro filtro do CAG. Depois dêsse filtro, a tensão negativa do CAG é aplicada à grade da válvula amplificadora de FI (6BA6), através do secundário do 1.º transformador de FI. Há em seguida outro filtro de CAG, constituído pelo resistor R3 e pelo condensador C2.

A tensão negativa assim filtrada se aplica à grade do sinal da válvula conversora (pino 7), através do enrolamento L4 da bobina de antena. O CAG só atua na válvula conversora quando o receptor está comutado para ondas médias, com o pólo B da chave de onda na posição 3. Ao se comutar o receptor para ondas curtas, o pólo B faz contato com a posição 5 da chave de onda, e a tensão de CAG não chega mais à grade do sinal da válvula conversora.

Como as estações de OC são geralmente mais distantes, é interessante que o ganho do receptor não seja afetado pela aplicação do CAG no conversor, quando o receptor está comutado para essa faixa de onda. O amplificador de FI recebe a tensão negativa do CAG em ambas as faixas de onda.

O sinal de AF tomado do potenciômetro de contrôle de volume (R7) passa através do condensador de acoplamento C10 e é conduzido à grade da seção triodo da válvula 6AV6, por meio de fio blindado, a fim de se evitar a captação de ruídos ou zumbidos nesse estágio.

Na saída do pré-amplificador de AF o condensador C12 desvia para a massa qualquer resíduo de RF existente na placa da seção triodo da 6AV6.

O acoplamento do pré-amplificador para o amplificador de potência é do tipo RC, tendo o resistor R9 como carga do triodo, C13 como condensador de acoplamento e R11 como resistor de grade do estágio de saída. O condensador C14, em série com o potenciômetro R10, forma o contrôle de tonalidade, cujo funcionamento foi descrito na Revista 269, página 48.

A válvula de saída 6AQ5 é de feixe dirigido, e sua grade é negativada pelo resistor de catodo R13, desacoplado pelo condensador C16. Em paralelo com o primário do transformador de saída se acha ligado o condensador C15, destinado a atenuar a reprodução dos sons mais agudos, favorecendo, dessa maneira, os graves.

O valor dêsse condensador tem grande influência na tonalidade da reprodução do som no alto-falante.

A fonte de alimentação é de circuito convencional. No primário do transformador de fôrça os condensadores C19 e C20 escoam para a massa qualquer tensão de RF porventura captada pela rêde de energia. A derivação existente no primário do transformador permite a ligação, quer em 110, quer em 220 Volts.

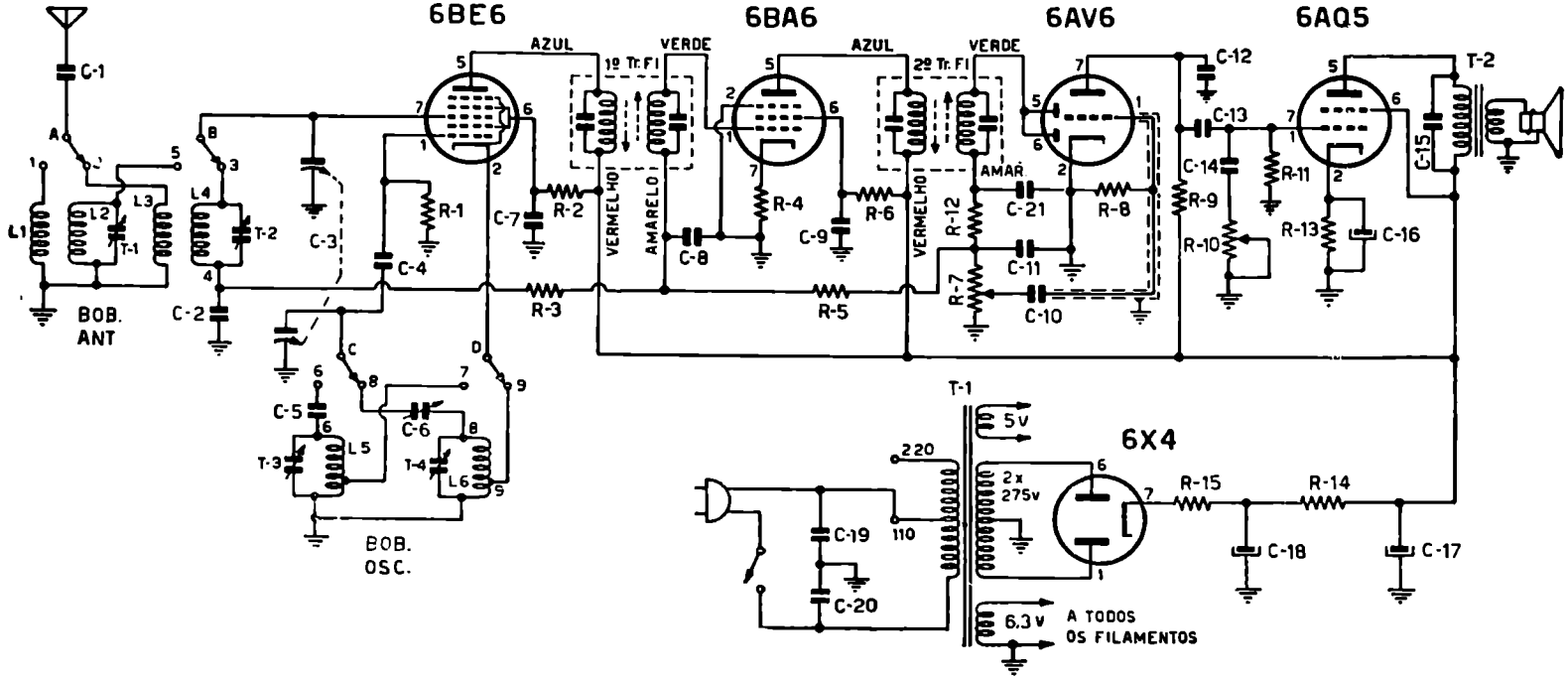


Figura 29:9

LISTA DE MATERIAL

Com os Valores dos Componentes

CONDENSADORES:

C-1 — mica ou cerâmica 5000 pF
C-2 — papel .05 mfd
C-3 — variável 2 seções
C-4 — mica ou cerâmica 100 pF
C-5 — mica ou cerâmica 5000 pF
C-6 — padder
C-7 — papel .05 mfd
C-8 — papel .1 mfd
C-9 — papel .005 mfd
C-10 — papel .005 mfd
C-11 — mica ou cerâmica 100 pF
C-12 — mica ou cerâmica 250 pF
C-13 — papel .05 mfd
C-14 — papel .005 mfd
C-15 — papel .01 mfd
C-16 — eletrolítico 25 mfd, 25 volts
C-17 — eletrolítico 25 mfd, 450 volts
C-18 — eletrolítico 16 mfd, 450 volts
C-19 — papel .05 mfd
C-20 — papel .05 mfd
C-21 — mica ou cerâmica 100 pF.

RESISTÊNCIAS:

R-1 — 25.000 ohms, ½ Watt
R-2 — 15.000 ohms, 1 Watt
R-3 — 1 Megohm, ½ Watt
R-4 — 68 ohms, ½ Watt
R-5 — 1 Megohm, ½ Watt
R-6 — 27.000 ohms, 1 Watt
R-7 — Potenciômetro 500.000 ohms, com chave
R-8 — 1 Megohm, ½ Watt
R-9 — 250.000 ohms, ½ Watt
R-10 — Potenciômetro 500.000 ohms, sem chave
R-11 — 500.000 ohms, ½ Watt
R-12 — 33.000 ohms, ½ Watt
R-13 — 470 ohms, ½ Watt
R-14 — 2.000 ohms, 10 Watt (de fio)
R-15 — 100 ohms, 1 Watt

DIVERSOS:

Bobinas: Monitor TR
Transformador de saída: 5.000 ohms, simples. Alto-falante: 6 polegadas, ímã permanente. Transformador de fôrça 60 mA, 2 × 275 Volts.

A válvula retificadora é de aquecimento indireto, possuindo catodo separado do filamento. A seção 6,3V do transformador de fôrça alimenta os filamentos das 5 válvulas do receptor. (a seção de 5V não é usada).

O resistor R15, de 100 ohms, ligado à saída do retificador, serve para proteger a válvula contra o pico de corrente que surge ao ser ligado o receptor, devido à carga inicial do condensador de filtro C18.

O filtro do retificador é constituído pelos condensadores eletrolíticos C17 e C18, bem como pelo resistor R14.

Lista de material — pg. 7 do Boletim Técnico Suplementar n.º 3. Volume 10 do Curso de Rádio, Televisão e Eletrônica.

QUESTIONARIO DA 29.ª LIÇÃO

Perguntas referentes ao receptor da figura 29.1

1 — O receptor possui estágio amplificador de RF?

2 — Qual o resistor que serve para polarizar negativamente a grade da válvula 12BA6, amplificadora de FI?

3 — Qual o potenciômetro que serve como carga do detetor e contrôle de volume?

4 — Quais os dois componentes que formam o filtro do CAG?

5 — A tensão +B para a placa da válvula 50C5, tomada na entrada do filtro, é parcialmente ou totalmente filtrada?

Pergunta referente aos receptores multifaixas:

6 — Como é mais fácil proceder-se à montagem de um receptor para várias faixas: com a chave de onda ou com monobloco?

Pergunta referente aos receptores com pré-seletor:

7 — O circuito ressonante do pré-seletor é ativo ou passivo?

Perguntas referentes ao receptor da figura 29.7

8 — Os transformadores de FI são do tipo de variação de indutância ou capacitância?

9 — A tensão negativa de CAG é aplicada à grade do sinal da válvula conversora (pino 7) quando o receptor está comutado para ondas curtas?

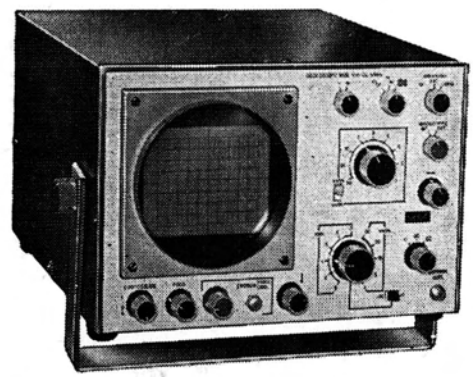
10 — Qual o potenciômetro e o condensador que formam o contrôle de tonalidade do receptor?

INSTRUMENTOS

LABØ

OSCILOSCÓPIO PORTÁTIL

MODÊLO 1310 TRANSISTORIZADO cc-10 MHz.



AMPLIFICADOR HORIZONTAL

Resposta de Freqüência — 10 Hz a 100 KHz (— 3 dB).
Impedância de Entrada
0,1 Megohm com 25 pF em paralelo.
Tensão Máxima Permitida — 400 V (CC + CA pico)

AMPLIFICADOR VERTICAL

Resposta de Freqüências
CC a 10 MHz (— 3 dB).
Ligado para AC 2 Hz a 10 MHz (— 3 dB)
Tempo de Subida — 50 manosegundos.

GERADOR DA BASE DE TEMPO

Velocidades
0,1 microsegundo por divisão até 50 milisegundos por divisão em 18 degraus calibrados.

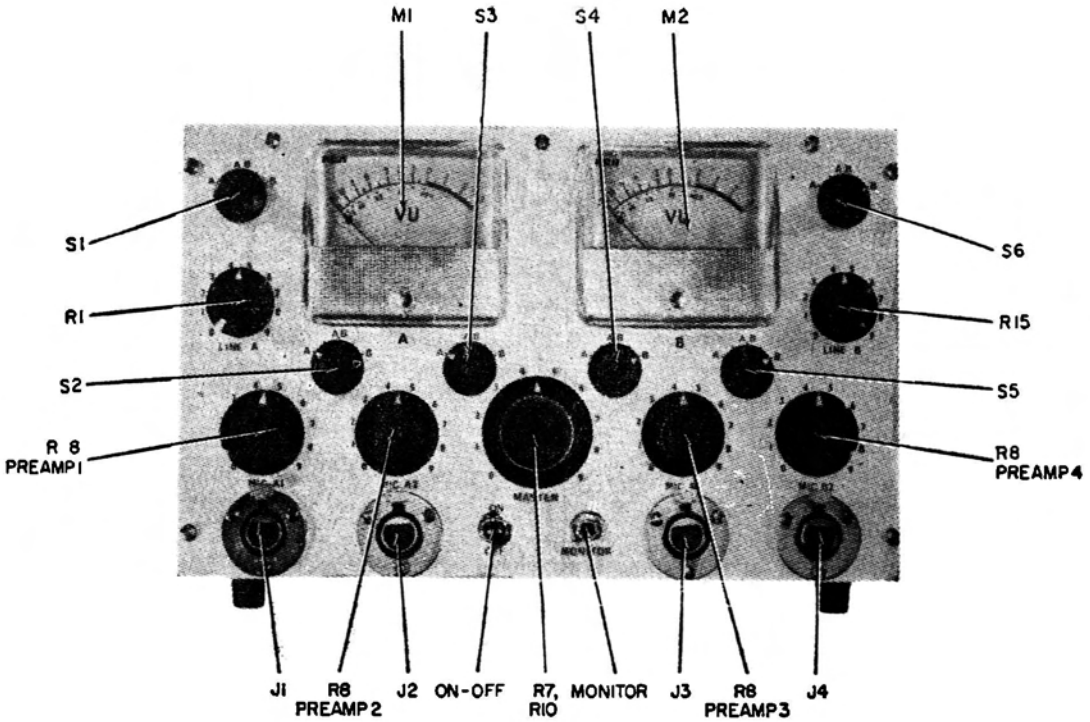
TELA

Tubo de Raios Catódicos
Diâmetro 13 cm, face plana, monoacelerado com tensão de 1,5 KV.

GATILHAMENTO AUTOMATICO

Facilidades Existentes
A base de tempo opera em modo gatilhado sòmente com sinal aplicado, passando automàticamente para disparo livre na ausência do mesmo
Fontes de Gatilhamento
Selecionável por meio de chaves ITN (Amplificador vertical) + ou —, EXT Fonte externa ou LINHA (50 ou 60 Hz).

LABO Ind. de Equipamentos Eletrônicos Ltda
Rua Madeira,. 28 Fone: 228-0224 São Paulo - Brasil



Pré-Amplificador e Misturador Estereofônico Modular

George D. Hanchett
(Radio Eletronics)

Êste pré-amplificador misturador é de especial interêsse para aquêles que pretendam realizar gravações de fita, de alta qualidade. Possui quatro entradas para microfone e duas para linha, que podem ser comutadas para o canal esquerdo, canal direito ou ambos. Além disso, existem duas entradas auxiliares, uma para cada canal.

Tôdas as entradas comutáveis são controladas no painel dianteiro. As duas entradas auxiliares, entretanto, são controladas na parte posterior do conjunto. Cada canal de saída possui um medidor de nível independente.

O pré-amplificador e misturador estéreo é constituído por três circuitos básicos e um mínimo de fios de interligações.

Os três circuitos são, respectivamente, um pré-amplificador para microfone de ampla faixa dinâmica, um misturador de entradas múltiplas e um amplificador para fones ou linhas. A **Fig. 1** ilustra um diagrama em blocos do conjunto completo.

O sinal de saída de cada pré-amplificador de microfone (Fig. 1) é introduzido numa chave seletora que pode levá-lo ao canal **A** (esquerdo), ao canal **B** (direito) ou a ambos os canais (A e B) simultâneamente. A saída dessas chaves seletoras, bem como a entrada de linha para cada canal é introduzida nos misturadores de entradas múltiplas. Um contrôle de ganho geral combina ou associa os sinais de saída dos misturadores instalados em cada canal e transfere o sinal conjugado aos am-

plificadores de linha. O circuito limitador a diodos empregado para cada um dos medidores de nível de saída (VU) impede que êste seja danificado pelos surtos que aparecem durante os instantes de carga dos capacitores de acoplamento de alta capacitância dos amplificadores de linha. Dois filtros R-C de alimentação, compostos de R_3 e C_1, R_9 e C_2 garantem a estabilidade do circuito. Cada filtro serve para dois pré-amplificadores de microfone.

O pré-amplificador e misturador estereofônico é constituído por vários circuitos, como acima descrito. A descrição de cada um dêles inclui circuitos impressos e diagrama de localização dos componentes. As placas individuais de circuito impresso e fiação necessárias para o pré-amplificador e misturador podem ser reunidos da maneira mais conveniente ao montador, a fim de resultar o aparelho "sob-medida" para os requisitos peculiares a cada caso.

O pré-amplificador de microfone, de larga faixa dinâmica, é apropriado para uso com microfones dinâmicos de baixa impedância. Suporta passagens musicais ruidosas e

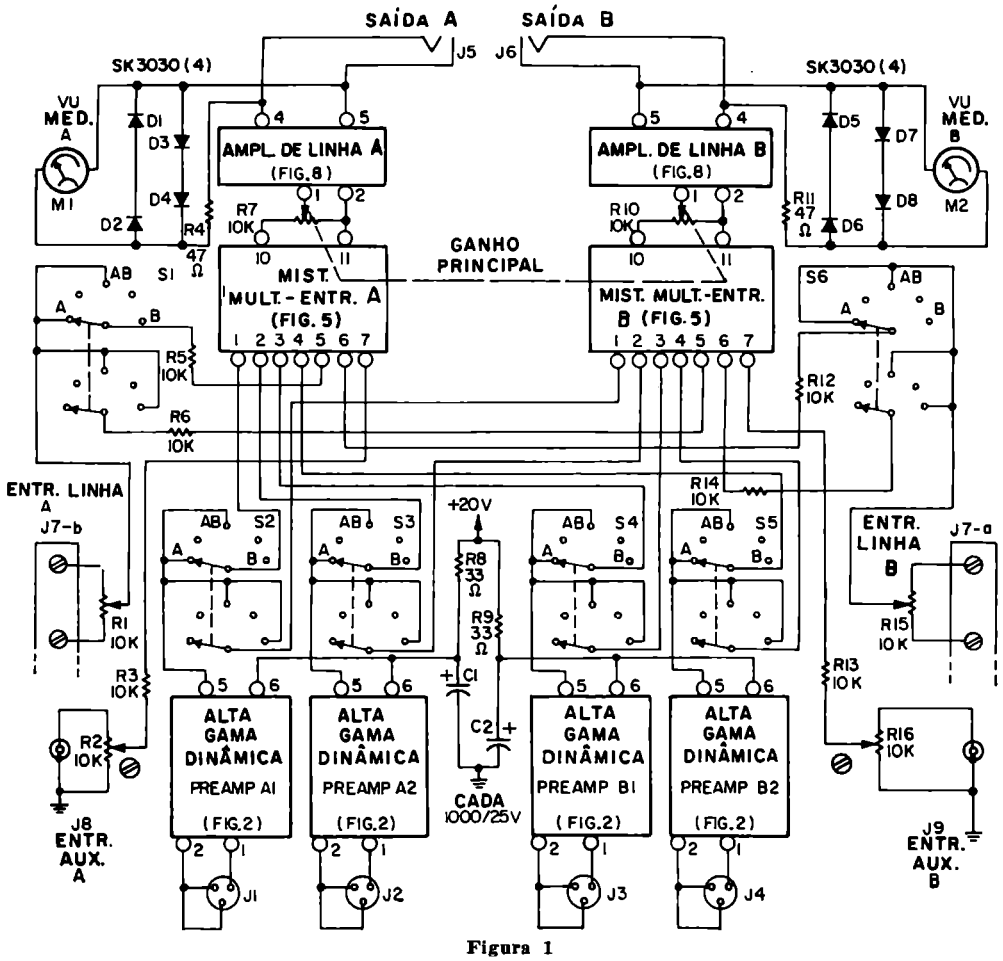


Figura 1

Diagrama em blocos do pré-amplificador e misturador.

LISTA DE COMPONENTES DA FIG. 1

C_1, C_2 = 1000 μF, 25 V, eletrolíticos

D_1 a D_8 = SK 3030 (RCA)

M_1, M_2 = Medidor VU — 0-1 mA

R_1, R_2, R_7, R_{10}, R_{15}, R_{16} = potenciômetros 10.000 ohms (R_7, R_{10} é um potenciômetro linear duplo)

R_3, R_5, R_6, R_{12}, R_{13} R_{14} = 10.000 ohms, ½ W, 10%

R_4, R_{11} = 47 ohms, ½ W, 10%

R_8, R_9 = 33 ohms, ½ W, 10%

S_1 a S_6 — Chave rotativa, 2 pólos, 5 posições, curto-circuitante.

J1, J2, J3, J4 — tomadas para microfone

J5, J6 — tomadas para fone

J7 — Barra de terminais (4 parafusos)

J8, J9 — Tomadas fono, (RCA).

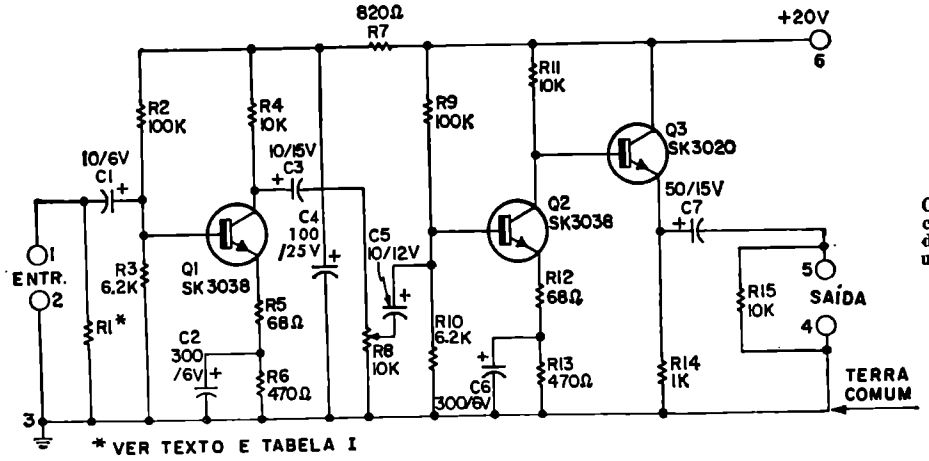


Figura 2

Circuito esquemático do pré-amplificador para microfone, usando três transistores.

LISTA DE COMPONENTES DA FIG. 2

C1, C5 = 10μF, 6 V, eletrolíticos
C2, C6 = 300 μF, 6 V, eletrolíticos
C3 = 10μF, 15 V, eletrolíticos
C4 = 100μF, 25 V, eletrolítico
C7 = 50μF, 15 V, eletrolítico
Q1, Q2 = SK 3038 (RCA)
Q3 = SK 3020 (RCA)
Resistores ½ W, 10%
R1 — Veja texto e tabela I
R2, R9 = 100.000 ohms
R3, R10 = 6.200 ohms
R4, R11, R15, = 10.000 ohms
R5, R12 = 68 ohms
R6, R13 = 470 ohms
R7 = 820 ohms
R8 = potenciômetro log, 10.000 ohms
R14 — 1.000 ohms.

TABELA I

Impedância do microfone	R1 (ohms)
200	220
500	560
4000	Não é usado

permite que se fale bem próximo ao microfone sem efeitos adversos sôbre o sinal de a 2000; pode fornecer um sisaída. Seu ganho é de 1500 nal máximo de saída, sem distorção, de 2 V rms, a uma carga de 500 ohms ou mais.

O nível máximo de entrada, livre de distorção, é de 400 m V rms. A resposta de freqüência é plana de 20 Hz a 30 KHz.

O circuito do pré-amplificador para microfone está ilustrado na **Fig. 2**. Consiste de dois estágios amplificadores com estabilização de corrente, separados por um contrôle de ganho e um filtro R-C (constituído por R_7 e C_5) que impede o aparecimento do efeito conhecido como bote a motor ("motor-boating"). Os resistores R_5 e R_{12} colocados nos circuitos de emissor dos transistores Q_1 e Q_2 melhoram a resposta de freqüência do pré-amplificador, introduzindo alguma degeneração no emissor. A saída do pré-amplificador tem em paralelo o resistor R_{15}, a fim de tornar o circuito compatível com a modalidade de comutação do pré-amplificador principal. A impedância de saída do pré é baixa. A **tabela I** indica os valores de R_1, em função da impedância dos microfones empregados.

A **Fig. 3** mostra o desenho do circuito impresso do pré-amplificador de microfone, enquanto que a **Fig. 4** mostra uma fotografia de uma unidade montada, mostrando a disposição das peças. Tôdas as ligações à massa dêste circuito devem ser feitas a um único ponto, como se vê na fig. 3, a fim de evitar a formação de elos de retôrno. Esta particularidade está incorporada ao circuito impresso e deve ser levada em conta caso seja usado qualquer outro método de montagem. Além disso, tôdas as ligações de massa do pré-amplificador com circuitos externos devem ser feitas ao mesmo ponto.

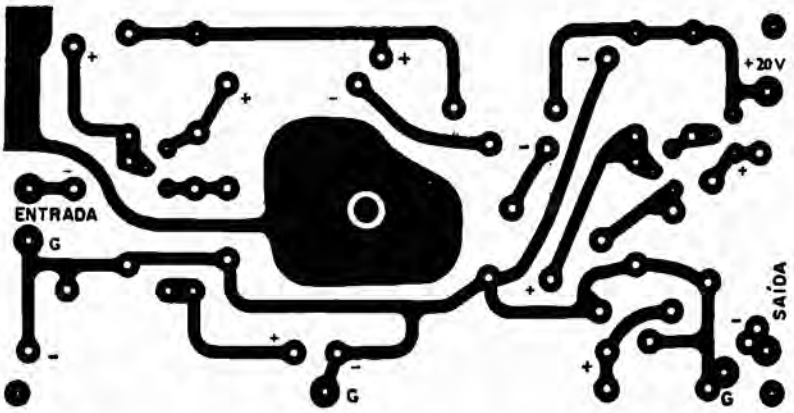


Figura 3

Circuito impresso para o pré-amplificador de microfone (tamanho natural).

MISTURADOR DE ENTRADAS MÚLTIPLAS

Destina-se a misturar as entradas provenientes de até sete fontes externas, geralmente microfones, para suprir a entrada de um amplificador, gravador ou outro equipamento de áudio. O seu ganho é aproximadamente unitário e por essa razão não possui influência sôbre o sistema onde é instalado. Quando se quer usar mais de sete entradas, é possível ligarem-se até três misturadores em paralelo.

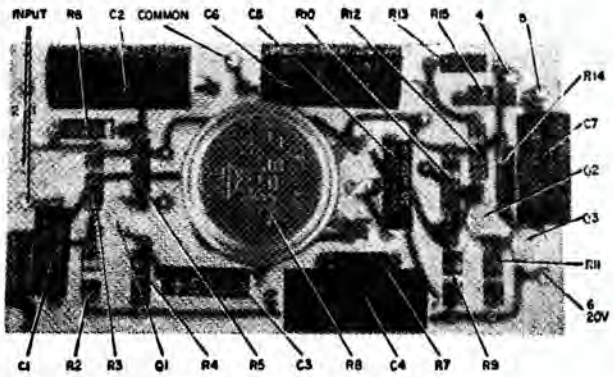


Figura 4

Foto do pré-amplificador de microfone montado, mostrando a disposição dos componentes.

COMO FUNCIONA

O circuito do misturador de áudio de entradas múltiplas está ilustrado na **Fig. 5**. A rêde resistiva mostrada à esquerda não sòmente provê a função de mistura, como também possibilita a comutação das entradas no ponto-zero.

Na comutação "zero" os capacitores situados nas saídas dos pré-amplificadores de microfone, assim como o capacitor de entrada do misturador, mantidos carregados.

Isto é realizado ligando-se um resistor em paralelo com a saída e com a entrada. Dêsse modo, não haverá perturbações, estalos ou ruídos quando da comutação das entradas. A parte amplificadora do circuito, mostrada à di-

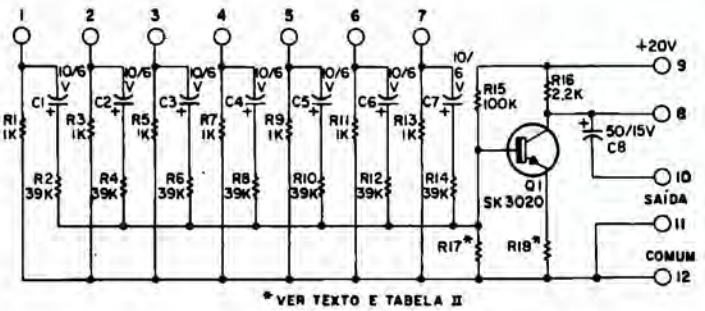


Figura 5

Circuito esquemático do misturador de áudio de entradas múltiplas. São necessários dois para a unidade descrita neste artigo.

LISTA DE COMPONENTES DA FIG. 5

C1 a C7 = 10μF, 6 V, eletrolíticos

C8 = 50μF, 15 V, eletrolítico

Q1 = SK 3020 (RCA)

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13 = 1.000 ohms ½ W, 10%

R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14 = 39.000 ohms ½ W, 10%

R15 = 100.000 ohms, ½ W, 10%

R16 = 2.200 ohms, ½ W, 10%

R17 e R18 — Veja tabela II e texto

TABELA II

Valores de resistência

n.º de entradas	R17	R18
2	8,2 k	120 ohms
3	7,5 k	110 ohms
4	6,8 k	91 ohms
5	6,8 k	82 ohms
6	6,2 k	75 ohms
7	6,2 k	68 ohms

reita, possui estabilização de corrente, através do resistor de emissor. Êste resistor não é desacoplado, proporcionando maior grau de degeneração e redução do ganho global do misturador a um valor unitário.

Será necessário alterar os valores dos resistores R-17 e R-18, caso sejam usadas menos de sete entradas. A **Tabela II** mostra êstes valores, para 2 a 7 entradas. Quando se usa três ou mais misturadores, para acomodar mais de sete entradas, deve-se não sòmente ligar as saídas dos mesmos em paralelo, como: interligar também os pontos massa das placas impressas. O ganho do misturador passa a ser, assim, ligeiramente menor que um.

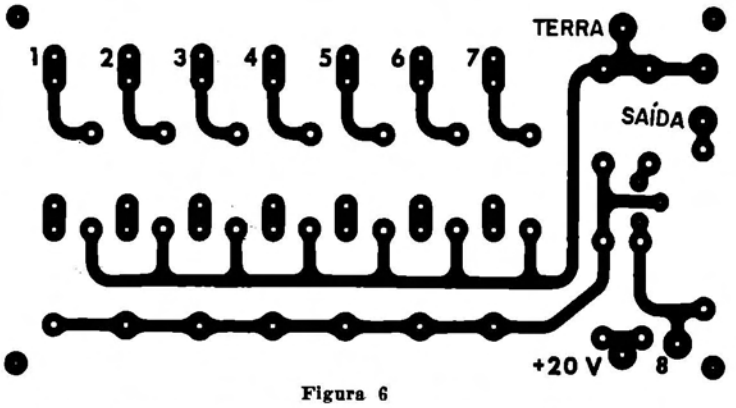


Figura 6

Circuito impresso para a montagem do misturador (tamanho natural).

Nas **Figs. 6** e **7** estão ilustrados o circuito impresso e a disposição dos componentes do misturador de entradas múltiplas, além da fotografia de uma unidade montada.

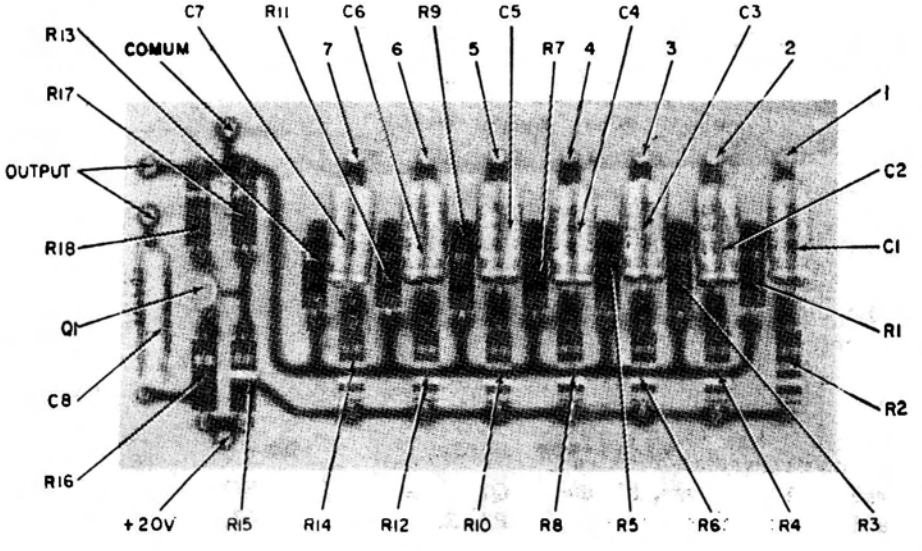


Figura 7

Foto do misturador, indicando a localização dos componentes. Consulte a Fig. 1 quanto aos detalhes de interligação do pré-amplificador completo.

AMPLIFICADOR PARA FONES OU LINHA

O amplificador de fones ou linha é de grande utilidade quando o amplificador de saída está localizado a alguma distância do microfone. Precedido por um pré-amplificador de microfone, o amplificador é um utilíssimo captador remoto. É também de utilidade na excitação das entradas de linha de gravadores magnéticos.

O amplificador de fones ou linha possui um ganho de tensão de 100 e pode excitar uma impedância de linha de 250 ohms ou mais.

Sua saída máxima sem distorção é de 3 Volts (rms),

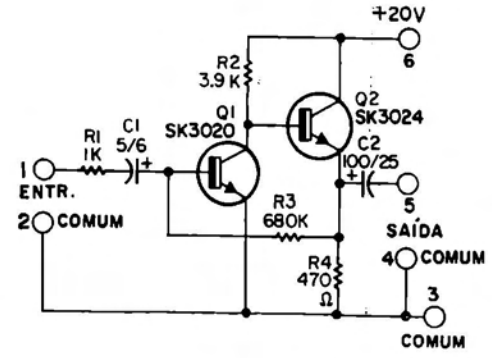


Figura 8

Circuito esquemático do amplificador de linha, usando dois transistores.

LISTA DE COMPONENTES DA FIG. 8

C1 = 5μF, 6 V, eletrolítico
C2 = 100μF, 25 V, eletrolítico
Q1 = SK 3020 (RCA)
Q2 = SK 3024 (RCA)
R1 = 1.000 ohms, ½ W, 10%
R2 = 3.900 ohms, ½ W, 10%
R3 = 680.000 ohms, ½ W, 10%
R4 = 470 ohms, ½ W, 10%

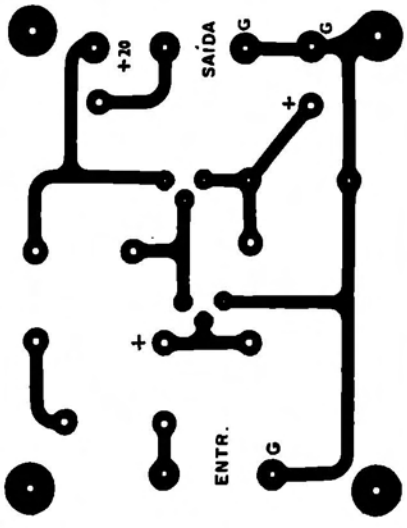


Figura 9

Circuito impresso para o amplificador de linha, em tamanho natural.

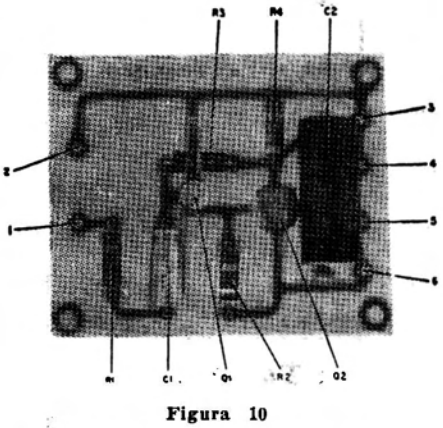


Figura 10

Amplificador de linha montado, indicando a disposição dos componentes. A Fig. 1 mostra as interligações.

numa linha de 500 ohms; a resposta de frequência é plana de 20 Hz a mais de 25000 Hz.

A impedância de entrada é de 1800 ohms.

FUNCIONAMENTO DO AMPLIFICADOR

O circuito do amplificador de linha ou fones é ilustrado na **Fig. 8**. A inter-conexão dos transistores no amplificador torna as condições de trabalho do amplificador auto-compensadas (i. e., o amplificador pode manter-se num estado de operação estável apesar de variações na tensão de alimentação e temperatura ambiente).

A estabilidade é assegurada pela realimentação através de R_3. Caso haja um aumento da corrente de emissor de Q_1, diminuirá a corrente de base de Q_2, devido à queda de tensão adicional em R_3. No entanto, a menor tensão de base de Q_2 resulta numa queda da corrente de emissor dêste transistor, numa redução da tensão de realimentação para Q_1 e, com isso, numa redução na corrente de coletor Q_1. Esta menor corrente de coletor provoca um aumen-

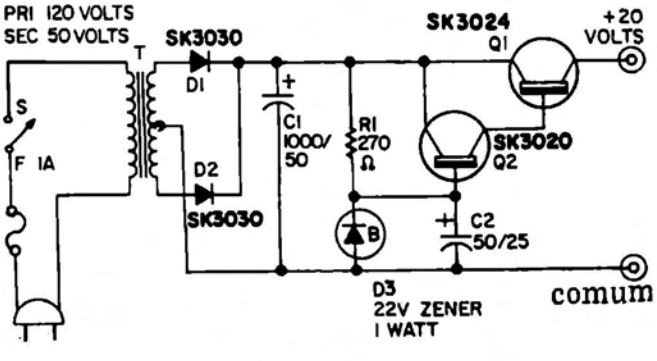
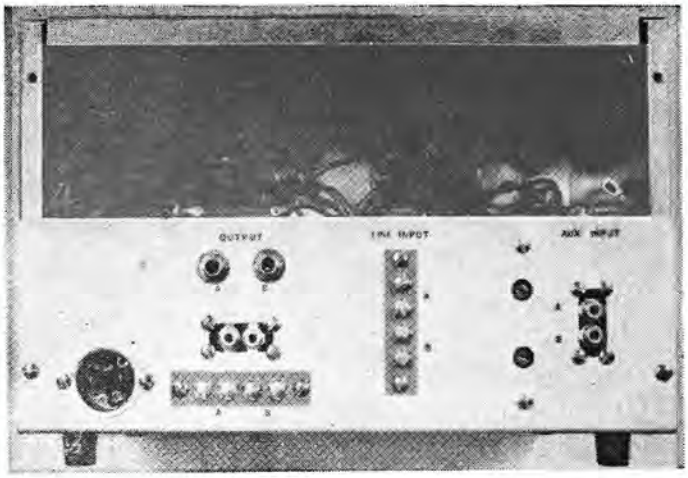
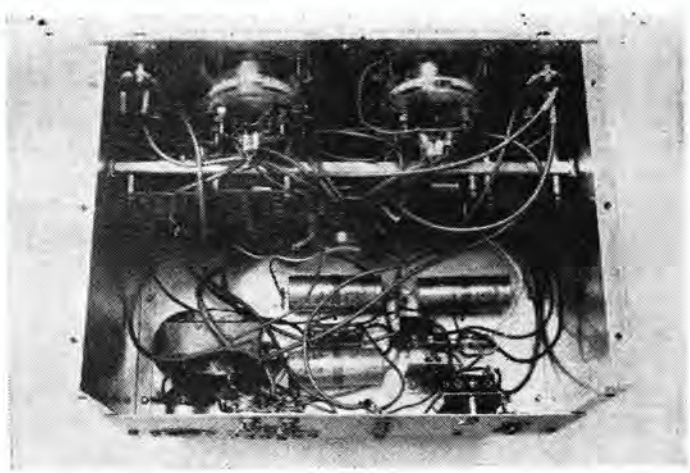


Figura 11

A fonte de alimentação é regulada. É montada diretamente sôbre o chassis principal da unidade como pode ser visto nas fotos.



(Foto 1) Vista posterior do pré-amplificador, misturador, podendo-se notar as tomadas auxiliares de entrada e linha. Foram ligados em paralelo, três conjuntos de tomadas de saída, para prover conectores para qualquer aplicação.



(Foto 2) Vista de cima, vendo-se a fonte de alimentação na parte inferior, à direita. Os dois medidores de saída (VU) estão em cima. A maior parte do emaranhado de fios consiste de ligações entre as saídas e as placas impressas.

to na tensão de base de Q_2, que compensa a redução original, ficando estabilizado o amplificador. A interconexão de transistores aqui descrita possibilita igualmente a obtenção da baixa impedância de saída do amplificador.

O desenho do circuito impresso e a foto da unidade montada são mostrados nas **figuras 9** e **10**.

POR FIM, A FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Uma fonte de alimentação simples completa a unidade. Essa fonte é apresentada na **Fig. 11**. É montada diretamente no chassi da unidade e não emprega placa impressa. Uma vez montada a fonte de alimentação e escolhido o número de placas de entrada, mistura e saída, pode-se proceder à montagem de um misturador pré-amplificador "sob medida".

Temos certeza que agradará.

VENDA MAIS

Imagine se não houvesse revistas de eletrônica, as dificuldades que o senhor encontraria junto aos seus clientes e fornecedores para a colocação de seus produtos!

Além de gastar verbas de publicidade com veículos não especializados, o senhor gastaria fortunas com catálogos, consultas e despesas diversas...

Graças à **REVISTA MONITOR DE RADIO E TELEVISÃO,** (a melhor revista de eletrônica do território nacional) e outras congêneres, o senhor não precisa imaginar estas coisas!

Para que o senhor conte sempre conosco, nós também precisamos contar com o senhor!

Anuncie na Revista Monitor de Rádio e Televisão.

Nosso telef.: **220-7422**

PROJETO DE CIRCUITOS DE ÁUDIO COM PARES COMPLEMENTARES DE SILÍCIO

(9.ª PARTE)

do "Audio Circuit Design with "Silicon Complementary Pairs". Motorola Semicondutores do Brasil Ltda.

CAPÍTULO V — PARTE PRÁTICA

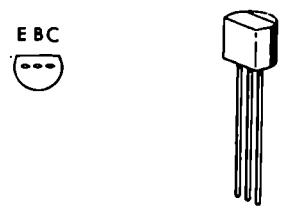
Em nosso número anterior iniciamos a publicação do quinto capítulo desta série de artigos sôbre circuitos de áudio, através do qual o leitor encontrará, como dissemos, detalhes e informações que lhe permitirão construir diversos tipos de amplificadores.

Certos do interêsse que sempre despertam os artigos sôbre montagens práticas, abrimos aqui um parênteses para apresentar os quadros ilustrativos de números 1 a 5, com uma relação completa dos transistores e diodos empregados tanto nos circuitos já publicados em nossa edição de junho, quanto em alguns daqueles que a partir de hoje terão sequência.

A principal finalidade dêstes quadros consiste em mostrar o aspecto físico dos componentes e identificar seus terminais, o que irá facilitar o trabalho daqueles que se disporão a montar os circuitos apresentados. Assim, antes de soldar os transistores e diodos ao painel de circuito impresso, é recomendável uma verificação cuidadosa a fim de evitar eventuais inversões de terminais.

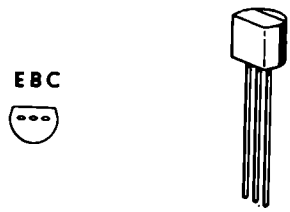
QUADRO 1

Transistores encapsulados em plástico, para sinais de pequena amplitude. São utilizados em estágios de pré-amplificação.

TIPO	POL	TIPO	POL	ASPECTO FÍSICO
2N5087	P	MPS6533	P	
MPS6515	N	MPS6571	N	
MPS6517	P	MPS6575	N	
MPS6518	P	MPS—A 12	N	
MPS6520	N	MPS—A 20	N	
MPS6521	N	MPS—A 70	P	
MPS6530	N	MPS-L01	N	
		MPS-L51	P	

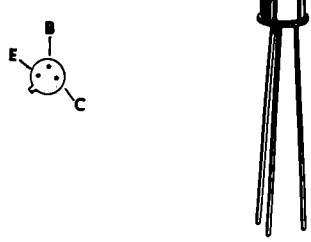
QUADRO 2

Transistores encapsulados em plástico, utilizados em estágios de saída de pequena potência (800 mW).

TIPO	POL	ASPECTO FÍSICO
MPS6560	N	
MPS6561	N	
MPS6562	P	
MPS6563	P	
MPS—A05	N	
MPS—A06	N	
MPS—A55	P	
MPS—A56	P	

QUADRO 3

Transistores empregados nos estágios excitadores ("drivers").

TIPO	POL	ASPECTO FÍSICO
MM 4009	P	
MM 3006	N	
MM 3007	N	
MM 4006	P	
MM 4007	P	

QUADRO 4

Transistores múltiplos.

TIPO	POL	ASPECTO FÍSICO
MD 8001	N	 
MD 8002	N	
MD 8003	N	

QUADRO 5

Transistores "uniwatt".

TIPO	POL	ASPECTO FÍSICO
MPS—U05	N	
MPS—U06	N	
MPS—U55	P	
MPS—U56	P	
MPS—U01	N	
MPS—U51	P	

Amplificador de 20 Watts para carga de 8 Ohms (figuras 1, 2, 3 e 4)
Desempenho (típico)

Potência — 20 Watts (com carga de 8 Ohms)
Distorção harmônica — 0,2% a 20 Watts
Distorção por intermodulação — 0,2% a 20 Watts
Sensibilidade — 0,3 V de entrada para 20 Watts de saída
Resistência de entrada — 100 K

JULHO DE 1971

Resposta de frequência — ± 3 dB, de 40 a 100.000 Hz
Resistores — ½ Watt, 10% ou 5% (*) de tolerância
Capacitores — em microfarads
Corrente de repouso — 25 mA
Corrente CC a 20 Watts — 700 mA

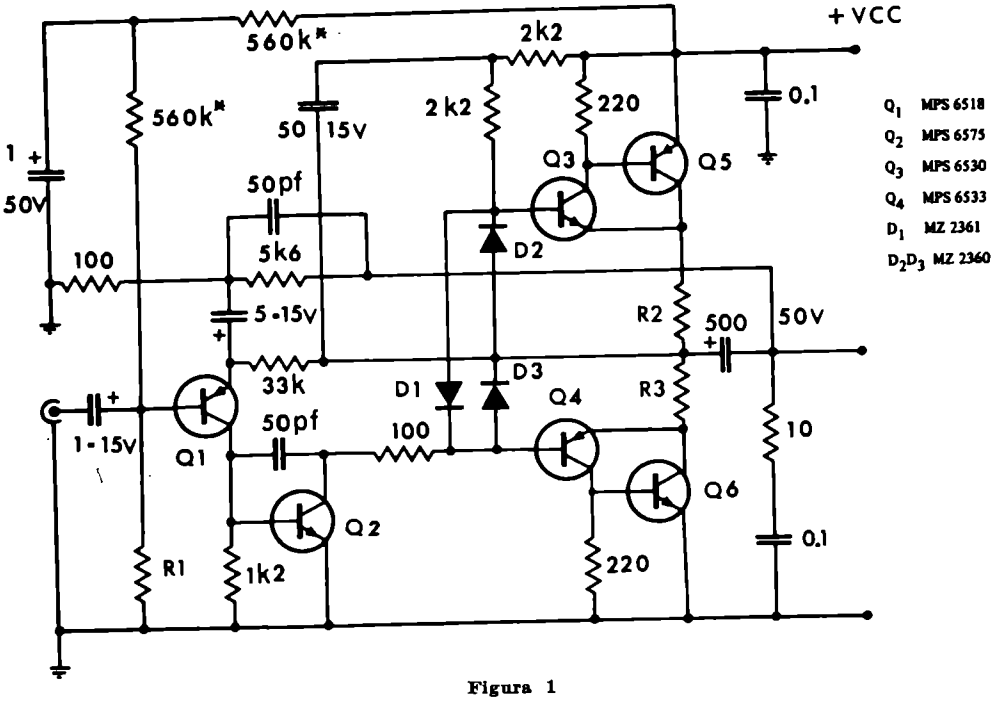


Figura 1

Circuito esquemático do amplificador de 20.
VCC = 45 Volts
R2, R3 = . 68 ohms

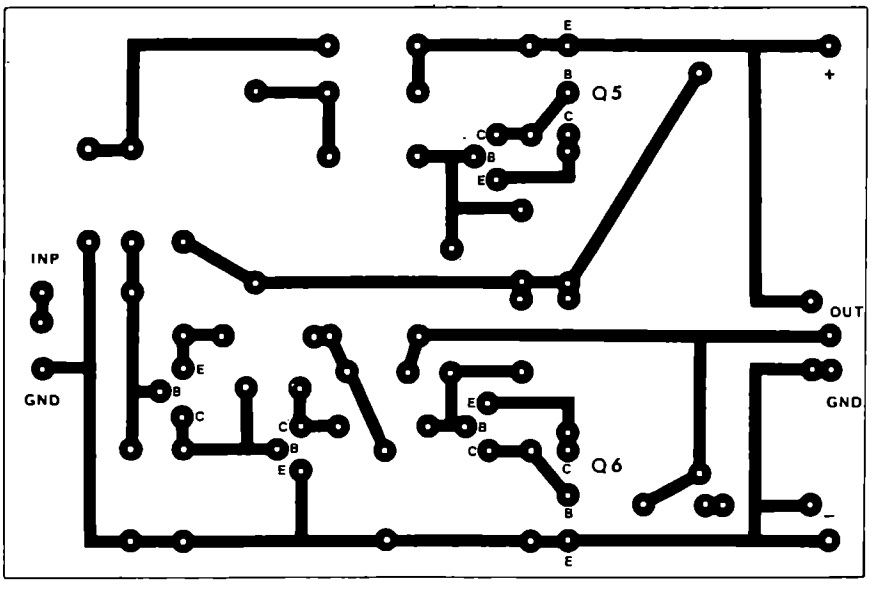


Figura 2

Painel de circuito impresso (dimensões naturais)

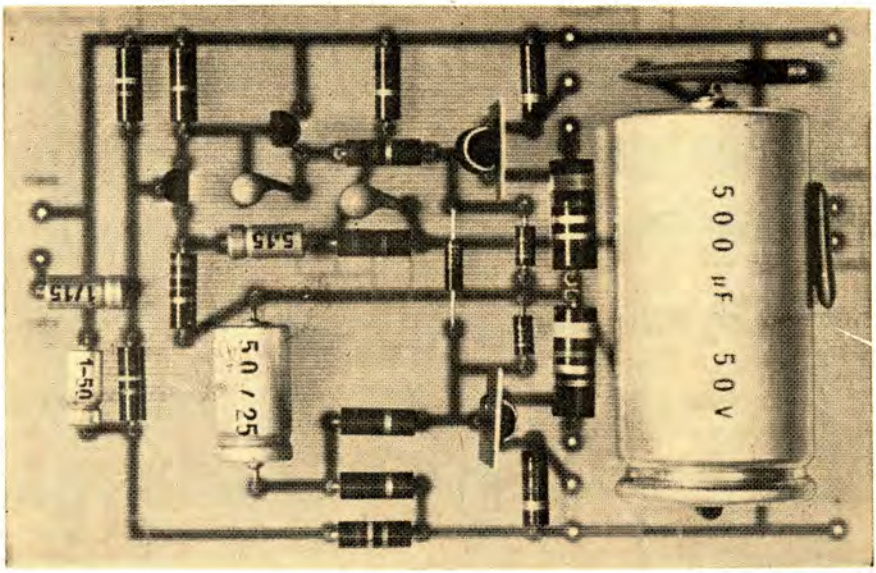


Figura 3

Disposição dos componentes sôbre o painel de circuito impresso.

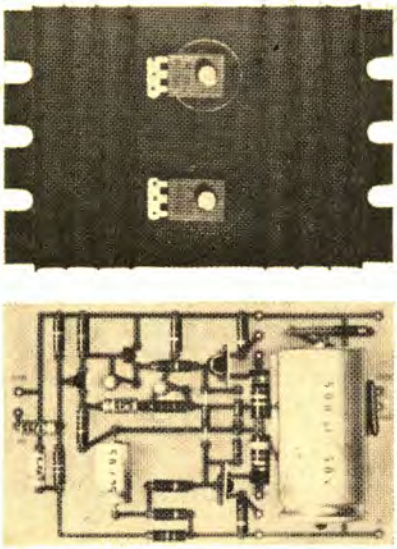


Figura 4

O amplificador de 20 Watts completo, com dimensões reduzidas à metade (1:2). Observe que o painel de circuito impresso e o dissipador de calor (onde são montados os transistores de saída) são do mesmo tamanho.

CKS

R. SACADURA CABRAL, 233
RIO DE JANEIRO - GB
CAIXA POSTAL: 4545
ZC-00 - TEL.: 243-1571

Oferece pelo Reembôlso Postal

601 — **SORTIDO,** sendo 100 gr de **PAPEL ISOLANTE** — 100 gr de Papel Prespan para enrolamento de Transformadores — 100 gr de Betume especial p/isolamento — 50 gr de Esmeril p/limpar Potenciômetros — 50 gr de Grafite p/lubrificar os mesmos — 1 Rôlo de Fita Isolante Scotch

tudo por Cr$ 11,80

603 — **SORTIDO DE TERMINAIS E BASES**

20 Chapinhas para casar e 20 Bases de Fenolite para Trimmers — mais 20 Terminais e 20 Bases para Eletrolíticos — 20 Terminais e Presilhas p/ Knobs — 20 Anéis/molas p/Knobs e Bobinas — 20 Arruelas de fenolite — 20 Terminais para Chave de Ondas

total 160 Peças por Cr$ 4,70

606 — **SORTIDO DE VÁLVULAS NOVAS, ETC.** sendo 10 Válvulas USA e européias de Rádios antigos à Transformador

por sòmente Cr$ 12,00

612 — **SORTIDO PEÇAS DIAL, sendo:**
4 Escalas decalcomania para rádio transistor, cabeceira, galena, carro — 1 escala plástica idem — 1 Escala de vidro — 10 Ponteiros p/dial, sortidos — 3 Volantes div — 6 Carretilhas div — Cordão Nylon, fino e grosso, 5 metros de cada

tudo por Cr$ 12,80

616 — **SORTIDO DE SOQUETES, ETC.** sendo:
20 soquetes para válvulas div — 10 Clips/Topetes — 20 Parafusos com Porcas — e 5 Blindagens div

tudo por Cr$ 13,60

Amplificador de 7 a 35 Watts para carga de 8 Ohms

(figura 5)

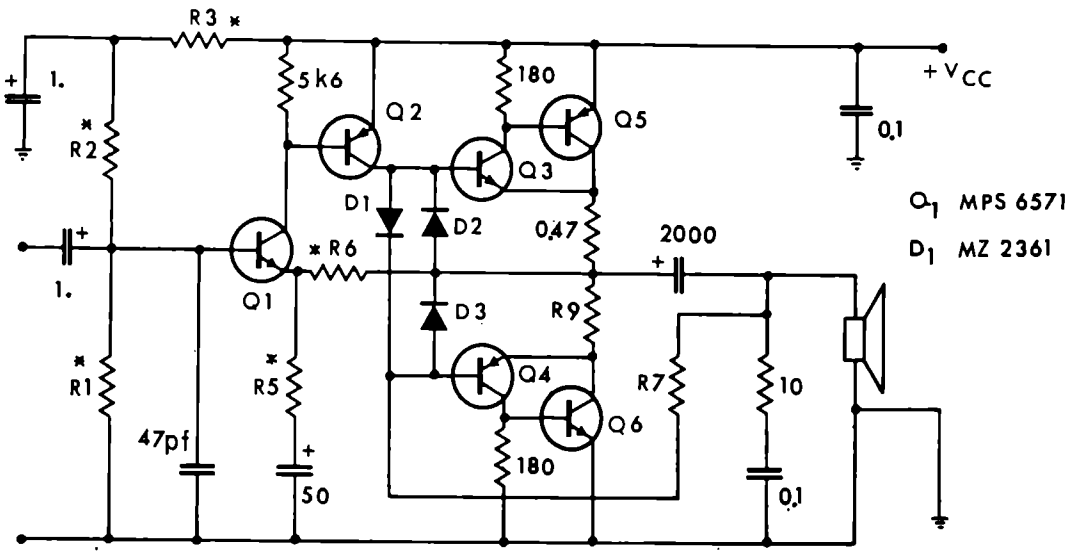


Figura 5

Circuito esquemático do amplificador capaz de operar com potência de saída da ordem de 7 Watts a 35 Watts. Veja a tabela sob título: "COMPONENTES E CARACTERÍSTICAS".

COMPONENTES E CARACTERÍSTICAS

	7W	10W	15W	20W	25W	30W	35W
Vcc	26V	30V	35V	43V	46V	50V	54V
R1	2.7M	2.7M	560K	560K	220K	220K	220K
R2	1.2M	1.OM	330K	330K	150K	150K	150K
R3	390K	820K	120K	120K	47K	47K	47K
R5	100	82	100	75	220	270	270
R6	8.2K	8.2K	10K	10K	10K	10K	10K
R7	3.9K	3.9K	4.7K	5.6K	5.6K	6.8K	8.2K

(Continua)

R9	0.47	0.47	0.47	0.39	0.39	0.39	0.39
Q2	2N5087	2N5087	2N5087	2N5087	MPSA56	MPSA56	MPSA56
Q3	MPSA05	MPSA05	MPSU05	MPSU05	MPSU05	MPSU05	MPSU05
Q4	MPSA55	MPSA55	MPSU55	MPSU55	MPSU55	MPSU55	MPSU55
Q5	MJE371	MJE371	MJE105	MJE105	MJE2901	MJE2901	MJE2901
Q6	MJE521	MJE521	MJE205	MJE205	MJE2801	MJE2801	MJE2801
D3-D2	MSS1000	MSS1000	MSS1000	MSS1000	MSS1000	MZ2361	MZ2361

Com potência máxima de saída							
	7W	10W	15W	20W	25W	30W	35W
Zin	800 K	700K	200K	200K	90K	90K	90K
Idc	420 mA	500 mA	580 mA	700 mA	750 mA	850mA	950mA
THD	2%	2%	1%	1%	0,5%	0,5%	0,5%
Vin	0,1 V	0,1 V	0,1 V	0,1 V	0,45 V	0,4 V	0,45

Resistores: ½ Watt, 10% ou 5% (*) de tolerância

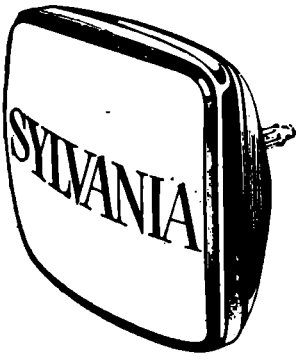
(Vide asteriscos no circuito)

ATLAS RÁDIO-PEÇAS LTDA.

DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO DE TUBOS "SYLVANIA" A BASE DE TROCA. — ENTREGAS A DOMICILIO NA CAPITAL — REMESSAS RÁPIDAS P/ O INTERIOR — COMPONENTES PARA RÁDIO, TELEVISÃO E ELETRÔNICA EM GERAL
15 ANOS SERVINDO A ELETRÔNICA

ATLAS RÁDIO-PEÇAS LTDA.

LGO DO CAMBUCI, 55 - FONES: 278-7420 e 278-1208
SÃO PAULO — S.P. BRASIL



RESPOSTA DO TESTE

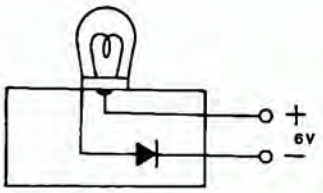
Conte 1 ponto para cada resposta certa. Eis nossa nota:

Se você fêz 6 pontos: Parabéns — nota 10.
Se você fêz 5 ou 4 pontos: Está bom — nota 7.
Se você fêz 3 ou 2 pontos: Fraco — nota 4.
Se você fêz 2 pontos ou menos: Nossos pêsames — vá estudar.

1. Os cantos de uma onda quadrada são formados por harmônicos ímpares de ordem elevada, e o arredondamento dos cantos significa uma deficiência nas altas frequências. Resposta "c".

2. No circuito emissor à massa, o sinal do coletor está 180 graus defasado em relação ao sinal aplicado à base. Resposta "b".

3. O componente dentro da caixa é um retificador ligado em série com a lâmpada.



4. A côr preta é mais eficiente. Assim, um dissipador de aluminio anodizado a preto poderá ser cêrca de 30% menor que um dissipador brilhante. Resposta "b".

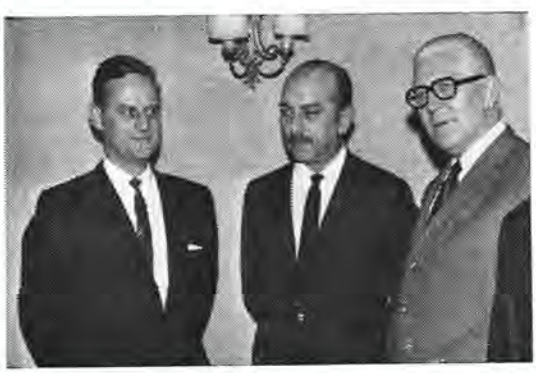
5. Os núcleos magnéticos formam os sistemas mais rápidos da memória, embora a sua capacidade de armazenamento quantitativo seja menor do que a dos outros sistemas. Resposta "b".

6. Quando se aumenta a frequência do sinal de um transistor, a resistência de entrada diminui. Como a indutância se comporta de forma inversa à resistência, aumentará quando se aumentar a frequência. Resposta "a".



NOVO DIRETOR GERENTE DA IBRAPE CHEGA AO BRASIL

Procedente da Holanda, desembarcou no aeroporto de Congonhas o Sr. L. J. M. Stribos que vem substituir, na Diretoria da IBRAPE — Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S/A., o Sr. Theodorus J. Gieling, nomeado para a Superintendência da Philips Paraguaia.



COQUETEL DE DESPEDIDA

Teve lugar, dia dez de maio no Restaurante Trastevere, o coquetel de despedida do Sr. Theodorus J. Gieling, Diretor-Gerente da IBRAPE — Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S/A., que deixa essa Emprêsa para assumir a Superintendência da Philips Paraguaia.

Na oportunidade foi apresentado o Eng.º L. J. M. Stribos, que substituirá o homenageado, no cargo.

Na foto o Sr. Luiz de França Ribeiro, Diretor-Presidente da IBRAPE, aparece ladeado pelos Srs. Stribos e Gieling.

TRANSCEPTOR PARA 28 MHz E 144 MHz

S. F. Dobrowolski
(K2 BBX)

Módulo transmissor

A **figura 19** reproduz um desenho mecânico do painel frontal do módulo transmissor. Na **figura 20** o leitor encontrará os desenhos do chassis, suporte de montagem da válvula 2E26 e suporte de montagem do relé, além dos detalhes para montagem do chassis. A **figura 8,** publicada em nosso número anterior, apresentava a fotografia do chassis principal sem o módulo transmissor. Na **figura 21** mostramos a parte superior do módulo transmissor e na **figura 22** observa-se a parte inferior. Ambas as figuras mostram a disposição dos componentes. O pequeno triângulo que aparece junto aos orifícios de montagem do soquete da válvula, na figura 20, indica a posição correta do guia da válvula.

Corte o chassis de acôrdo com as dimensões constantes das figuras 19 e 20. As bordas trazeira e lateral do chassis são fàcilmente removidas da seguinte forma: corte cada canto do chassis, de baixo para cima, com uma serra. Prenda o chassis numa morsa entre dois tacos de madeira. Ajuste o chassis entre os tacos, de forma que, quando a borda fôr dobrada, o ponto a ser cortado fique já na dimensão correta. Use uma lima para eliminar as rebarbas e cantos vivos. Guarde as sobras cortadas das bordas, que servirão para confecção do suporte do relé conforme se vê na figura 20. A chapa de alumínio de 8x12 polegadas para o chassis principal também é utilizada para a confecção do suporte de montagem da válvula 2E26.

Os "trimmers" C67 e C69 devem ser montados sob o chassis de forma "suspensa", por meio de espaçadores tubulares de ¼" a ½". O espaço assim deixado será ocupado para a montagem dos demais componentes sob o chassis. Estabeleça os locais de montagem para os citados "trimmers" e faça um orifício no chassis, com diâmetro suficiente para permitir futuros ajustes. Localize e monte a barra de seis terminais, mostrada na **figura 22**. Monte também o conector P1 e os soquetes das válvulas. Monte os capacitores variáveis C82, C83, C85 e C86 no painel frontal do módulo transmissor (veja figura 21). Corte, de uma chapa de cobre, uma peça quadrada de 2" x 2". Posicione a chapa de cobre como mostra a figura 21, marque o orifício de montagem

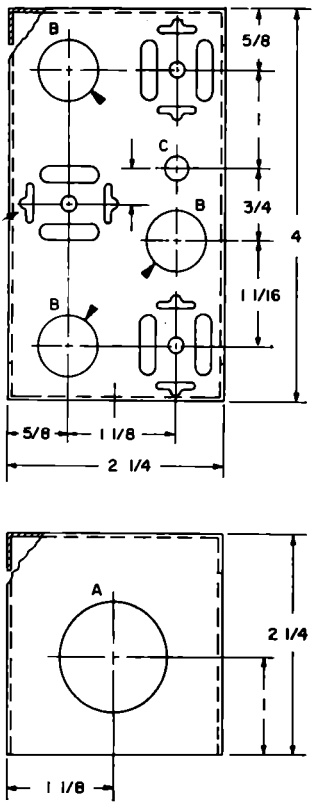


Figura 13

Desenho mecânico do módulo amplificador de FI.

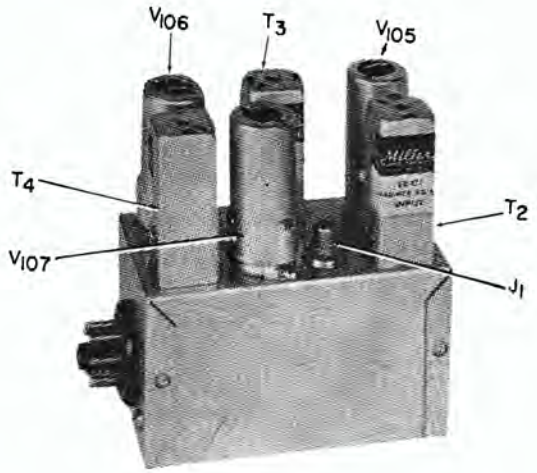


Figura 14

Vista superior do módulo amplificador de FI.

pequenos triângulos próximos aos furos de montagem do soquete visto na figura 13 indica a posição correta do guia da válvula.

Os orifícios para montagem dos transformadores T2, T3, e T4 são feitos segundo as especificações do fabricante. A fiação de filamento, que é mostrada na figura 10 (nosso número anterior), deve ser colocada após a montagem de todos os componentes. A fiação do circuito deve ser iniciada pela tomada de entra-

do eixo de S7 e faça um furo de 3/8" na chapa de cobre.

Monte S7 através da fôlha de cobre e do painel frontal. A chapa de cobre serve como retôrno à massa para os capacitores de sintonia montados sôbre o chassis conforme mostra a figura 21. Fixe o painel frontal ao chassis por meio de S6, S8, C74 e C75. Solde os fios de filamento da válvula. Antes, porém, de montar a fiação do transmissor, observe as figuras 21 e 22 e tente duplicar a localização de seus componentes. A alimentação de placa é trazida através do chassis por meio de terminal perfurado localizado ao redor do CRF4 (veja figura 21).

Módulo amplificador de FI

O módulo amplificador de FI é uma unidade tipo "plug-in", contendo dois estágios de amplificação de FI, um detetor de AM e um limitador de ruído. A **figura 13** (nosso número anterior) mostra o desenho mecânico do módulo de FI. Na **figura 14** vê-se uma fotografia da parte superior da unidade e a **figura 15** mostra a parte inferior, onde se nota a localização dos respectivos componentes. Os

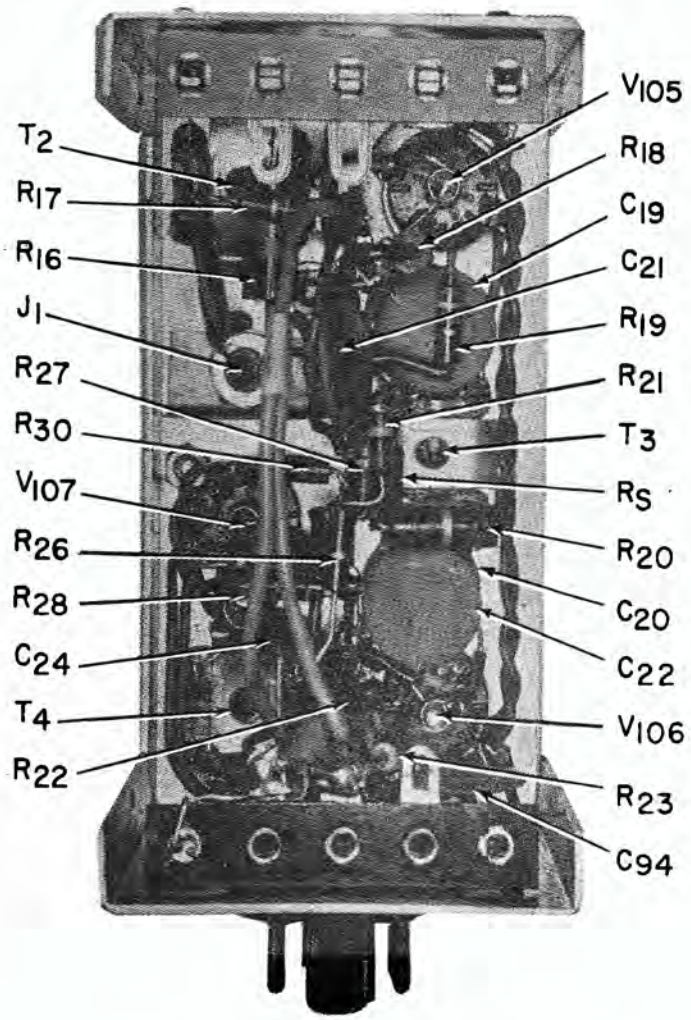


Figura 15

Vista inferior do módulo amplificador de FI.

TABELA I

ENROLAMENTO DE BOBINAS

RECEPTOR DE 10 METROS (28 MHz)

Símbolo	Faixa de Freqüência	Fio n.º	Espiras Pri	Espiras Sec	Fôrma ϕ em polegadas	Observações
L1	26 a 30	26	4	8	7/16 com núcleos	Espiras juntas. Enrolamento primário sôbre a extremidade de massa do secundário.
L2	26 a 30	26	4	11	7/16 com núcleos	idem, idem.
L3	21,2 a 25,2	26		9	7/16 com núcleos	Espiras juntas, com derivação na 4.ª espira inferior.

CONVERSOR DE 2 METROS (144 MHz)

L4	144 a 148	20		4	1/4 — c/núcleo	Espaço de 1/16 entre as espiras, com derivação a 1,5 espira inferior.
L5	———	30		25	Resistor 1M — ½W	Espiras juntas.
L6	144 a 148	26		5	1/4 — c/núcleo	Espaço de 1/16 entre as espiras, L6 e L7 acopladas por 2 espiras a partir da extremidade terra de L7 e +B de L6.
L7	144 a 148	26		4	1/4 — c/núcleo	idem, idem.
L8	26 a 30	28	26	5	1/4 — c/núcleo	Espiras juntas, com secundário enrolado sôbre a extremidade de +B do primário.
L9	118	26		5	1/4 — c/núcleo	Espaço de 1/16 entre as espiras
L10	59	26		13	1/4 — c/núcleo	Espiras juntas.

TRANSMISSOR DE 2 E 10 METROS

L14	24 a 29,7	28		15	5/16 tubo plástico	Espiras juntas. L14 e L15 são separadas 1/8" na posição de máximo acoplamento.

(Tabela I continuação)

L15	24 a 25	28	20	5/16 tubo plástico	idem, idem.
L16	72 a 74	20	6	3/8 tubo plástico	Espaço de 1/16 entre as espiras.
L17	28 a 29,7	28	20	5/16 tubo plástico	Espiras juntas.
L18	144 a 148	18	3 1/2	3/8 tubo plástico	Espaço de 1/8 entre as espiras, com derivação na metade da 2.ª espira que vai ligada à grade (pino 5) da 2E26.
L19	28 a 29,7	18	11	1/2 tubo plástico	Espaço de 1/16 entre as espiras.
L20	144 a 148	14	2	1/2 — sem fôrma	Espaço de 3/16 entre as duas espiras.

da J1 e seguida em direção ao estágio detetor-limitador. A ligação do resistor de "Shunt" RS será explicada no final, quando descrevermos os processos de calibragem do transceptor.

Módulo do Conversor de 2 metros (144 MHz)

Êste módulo é do tipo "plug-in" e seu desenho mecânico está ilustrado na **figura 16**. As figuras 17 e 18 mostram fotografias da parte superior e inferior do módulo, com a localização dos respectivos componentes.

Os soquetes para as válvulas "Nuvistor" V111 e V112 são posicionados conforme mostrado na figura 16. O triângulo indicativo na figura foi colocado do lado oposto ao pino indicador, que possui diâmetro mais largo que os demais. As bobinas L4 a L10 deverão ser enroladas conforme indica a Tabela I. A seguir ligue os fios de filamento das válvulas conforme mostrado na figura 10. (vide nosso número anterior). Monte então os componentes menores o mais próximo possível do chassis e ligue os terminais do soquete das válvulas "Nuvistor" como indicado na figura 18. As bobinas L6 e L7 são então acopladas bem próximas ao chassis, com uma espira de fio 26 isolado para cada elo de bobina. Acople as bobinas L7 e L9 aos capacitores C34, C35 e junção de L7, através de fio isolado. A outra extremidade do fio isolado deverá ser inserida aproximadamente 1/8" na fôrma da bobina L9. Confeccione uma pequena blindagem de chapa fina de cobre, no interior da qual irão os capacitores C30, C31, C32 e a bobina L4. Essa blindagem será fixada no local, soldando-a ao chassis em diversos pontos.

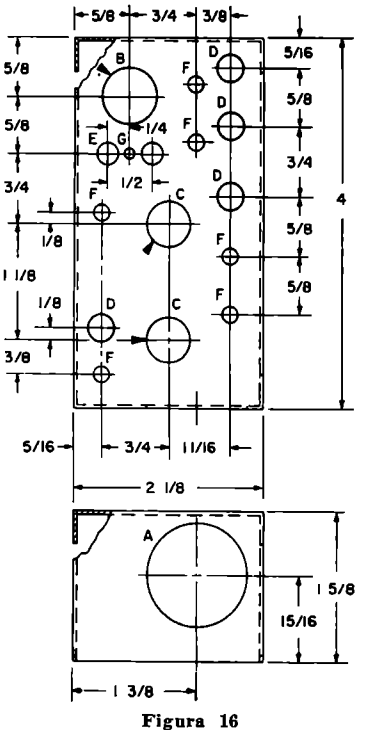


Figura 16

Desenho mecânico do módulo conversor de 2 metros.

Montagem do mostrador e sistema do ponteiro

A **figura 23** mostra o método de montagem do tambor de sintonia. A **figura 24** reproduz o dial de frequência em tamanho natural, o qual pode ser recortado e colado num pedaço de cartolina. O ponteiro do dial é fàcilmente

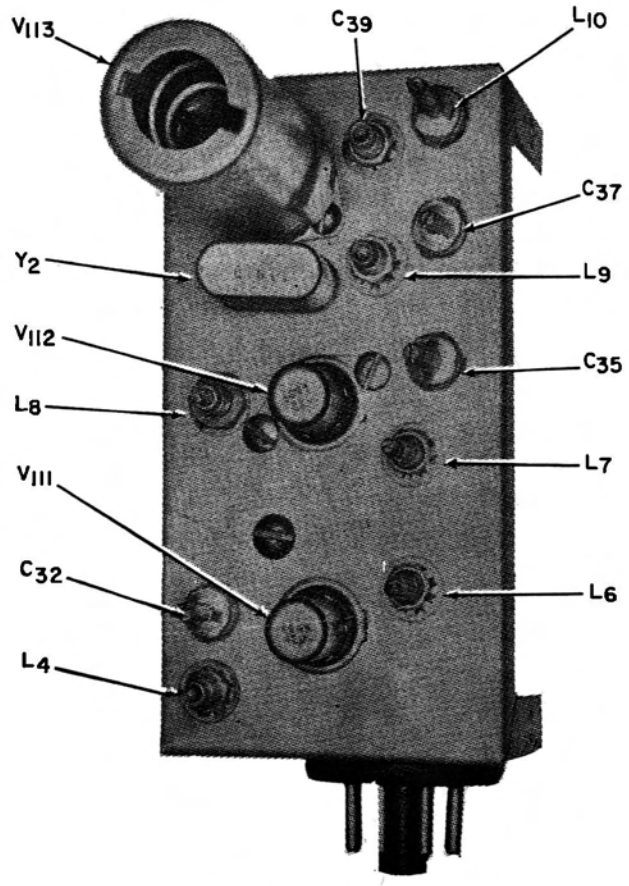


Figura 17

Vista superior do módulo conversor de 2 metros.

confeccionado. Escolha um botão (Knob) já usado, que possua uma bucha de latão para eixos de 1/4" de diâmetro, de preferência do tipo que utiliza dois parafusos de fixação. Quebre o material plástico e retire a bucha de latão. Corte um pedaço de fio sólido n.º 12, pré-esticado, de aproximadamente 1,5 polegadas. Remova um dos parafusos da bucha de latão e, no orifício rosqueado, solde uma das extremidades do fio sólido. Mergulhe o fio numa lata de tinta vermelha e pendure-o para secar. Corte um pedaço de plástico transparente, de 1/8" de espessura, medindo 2,5 x 4,5 polegadas, que servirá de mostrador do dial. Coloque o mostrador sôbre o dial de cartolina, fazendo dois furos que atravessem as duas peças, um no canto esquerdo superior e outro no canto direito superior. O mostrador deve ser fixado na parte interna do painel frontal. O dial de frequências é acoplado ao mostrador por meio de dois espaçadores de 1/4", com rôsca em ambas as extremidades. Faça os dois furos de montagem no painel frontal de alumínio usando o dial de cartolina como padrão centrado sôbre o mostrador (Veja figura 9). Se necessário, aumente ligeiramente os furos do dial de cartolina para conseguir melhor alinhamento. A lâmpada do dial deve ser montada sôbre o chassis principal, diretamente abaixo do vão existente entre o mostrador e o dial. Certifique-se de que a lâmpada seja colocada em local conveniente para facilitar eventual substituição futura.

CALIBRAGEM

Módulo amplificador de FI — 455 KHz

1. Ligue um voltímetro de corrente alternada (CA) através do primário do transformador de áudio T5.
2. Ligue a ponta de prova (vivo) de um gerador de sinais (RF), por meio de um capacitor de .1mF x 600 Volts, ao pino 2 da válvula V103-A.
3. Remova o cristal Y1.
4. Sintonize o gerador de sinais em 455 KHz, modulado por um sinal de áudio de 400 Hz (a maioria dos geradores oferece tal possibilidade).
5. Ajuste o núcleo superior de T2 para máxima leitura no voltímetro de CA. Faça o mesmo em relação ao núcleo inferior. Siga o mesmo processo com os transformadores T3 e T4. Mantenha o nível de saída do gerador de sinais o mais baixo possível para indicação de saída.
6. Se não houver resposta audível ou visual no ponto S acima, é provável que os transformadores estejam muito distantes de sua frequência de ressonância. Neste caso a calibragem deve ser invertida da seguinte forma: Ligue a ponta de saída do gerador à grade da última válvula de FI, a V106, pino 1. Ajuste os núcleos superior e inferior de T4 para máxima indicação. Êste processo de calibragem deve ser seguido

TABELA II

CONEXÃO DAS CHAVES DE ONDA

(Vide Figura 25)

Chave	Terminal	Conectar ao:	Observações
S1	1A	primário de L1	fio blindado
	2A	S1, terminal 2B	
	3A	pino 4 do conector do conversor de 2 metros	fio blindado
	1B	terminal 2, do conector P-1 do módulo transmissor	fio blindado
	2B	S1, terminal 2A	
	3B	pino 7 do conector do conversor de 2 metros	fio blindado
	1C	pino 5 da V104 (OB2)	
	2C	não há ligação	
	3C	pino 5 do conector do módulo conversor	
S6	1A	C65	
	2A	Junção de L17 e C75	
	3A	não há ligação	
	1B	pino 5 da V116 (2E26)	
	2B	junção de L17 e C76	
	3B	L18 conexão de grade	
S7	1A	C100	
	2A	junção de L19 e C82	
	3A	junção de L20 e C85	
	1B	terminal 3 de K1A	
	2B	junção de L19, C83 e C84	
	3B	junção de 120 e C86	

(Continua)

(TABELA II — Continuação)

S9	1A	terminal positivo de M-1	conexão do medidor
	2A	terminal 15 do conector P-1 do módulo transmissor	corrente de catodo
	3A	terminal 7, do conector P-1 do módulo transmissor	corrente de grade
	4A	terminal 14, do conector P-1 do módulo transmissor	saída de RF
	5A	pino 6 do conector do amplificador de FI	medidor — S
	1B	terminal negativo de M-1	conexão do medidor
	2B	terminal 4 do conector P-1 do módulo transmissor	corrente de catodo
	3B	terminal 6 do conector P-1 do módulo transmissor	corrente de grade
	4B	massa (chassis)	saída de RF
	5B	terminal de R-40 ajuste do medidor —S	medidor — S

para cada um dos transformadores de FI, até que todo o estágio tenha sido sintonizado.

7. Reponha o cristal Y1.

Estágios de RF — Receptor de 10 metros (28 MHz)

1. Ligue a ponta de saída do gerador ao pino 2 da válvula V102A.
2. Sintonize o gerador de sinais para 4,72 MHz, modulado.
3. Ajuste o núcleo superior de T1 para máxima leitura no voltímetro. Faça o mesmo com o núcleo inferior.

Sugere-se pré-calibrar a entrada do receptor de 10 metros com um "grid-dip-meter" medidor de queda (ou mergulho) de grade). Neste caso o chassis principal deve ser colocado numa posição conveniente, para facilitar o acesso da bobina do medidor às bobinas L1, L2 e L3 do receptor.

4. Desligue o receptor.
5. Selecione a bobina adequada do "grid-dip-meter" para sintonizar uma faixa de 26 a 30 MHz e aproxime-a da bobina L1.
6. Ajuste C1 para máxima capacitância (26 MHz no dial) e C3 para meia capacitância.
7. Ajuste a frequência do "grid-dip-meter" para 26 MHz.
8. Ajuste L1 de modo que o medidor acuse um mergulho (queda repentina do ponteiro).
9. Ajuste C1 para mínima capacitância (30 MHz no dial).
10. Ajuste o medidor para 30 MHz e a seguir o "trimmer" C1A até que o medidor acuse nôvo mergulho).
11. Repita êste procedimento para C1B e bobina L2, primeiro circuito misturador.
12. Ajuste o circuito VFO da mesma forma explicada acima, exceto que, quando o dial fôr colocado em 26 MHz, C1C e L3 deverão ser ajustados para ressonância em 21, 28 MHz. Por outro lado, quando o dial fôr colocado em 30 MHz, C1C e L3 deverão ser ajustados para ressonância em 25, 28 MHz.

Agora que a pré-calibragem foi completada, ligue o receptor e conecte o gerador de sinais ao primário de L1, sintonize o gerador e o dial do receptor para 26 MHz e cuidadosamente ajuste as bobinas

L3, L2 e L1 para saída máxima. Sintonize o gerador e o dial do receptor para 30 MHz e cuidadosamente ajuste os "trimmers" sôbre C1C, C1B e C1A para saída máxima.

Módulo conversor de 2 metros

1. Use o "grid-dip-meter" e ajuste a bobina L-8 para ressonância em 27 MHz. Ajuste L9 e C37 para ressonância em 118 MHz.
2. Conecte o conversor ao receptor e ligue-o. Sintonize a chave de onda do receptor para 2 metros (144 MHz) e a chave de função do medidor para "S-METER".
3. Posicione o "grid-dip-meter" de modo que a sua bobina fique próxima de L10 e ajuste a frequência do medidor para 59 MHz.
4. Vagarosamente ajuste C39 e L10 para uma indicação de pico no "grid-dip-meter". Remova Y2. Se o medidor acusar um mergulho é sinal de que o circuito está oscilando. Recoloque Y2 e continue.
5. Conecte o gerador de sinais ao terminal de entrada da antena e sintonize-o para 145 MHz.
6. Sintonize o dial do receptor para 145 MHz e ajuste C32, L6, L7, C35 e L8 para máxima leitura no medidor S. Repita êstes ajustes até que não mais seja possível aumentar o sinal de saída.

Módulo transmissor

1. Coloque a chave seletora do "grid-dip-meter" na posição GRID X-10, onde a leitura de fundo de escala representará 10mA. Mude a chave de faixas

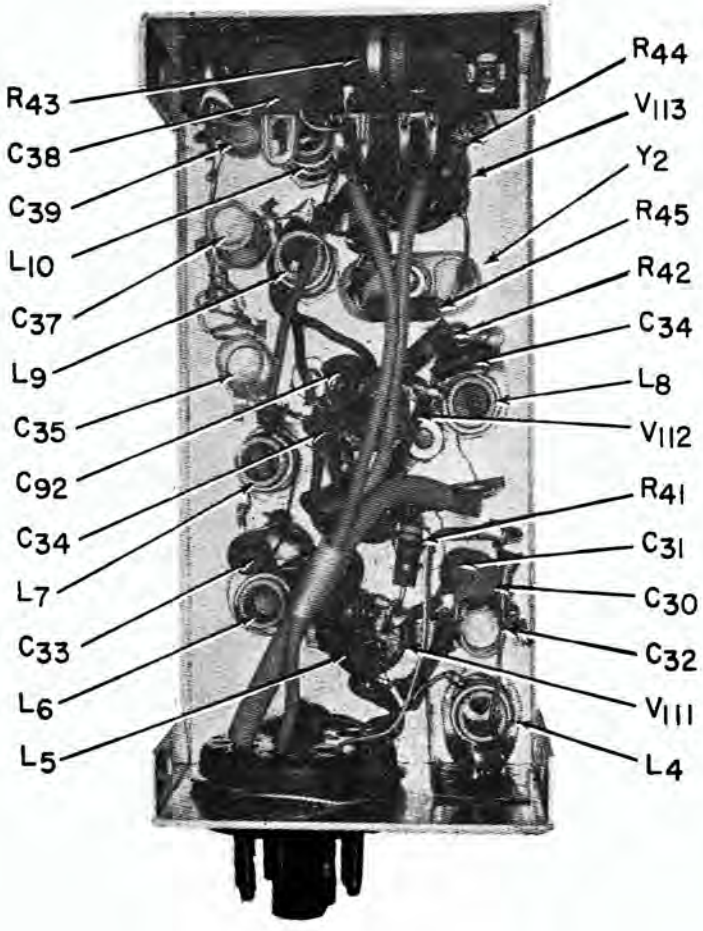


Figura 18

Vista inferior do módulo conversor de 2 metros.

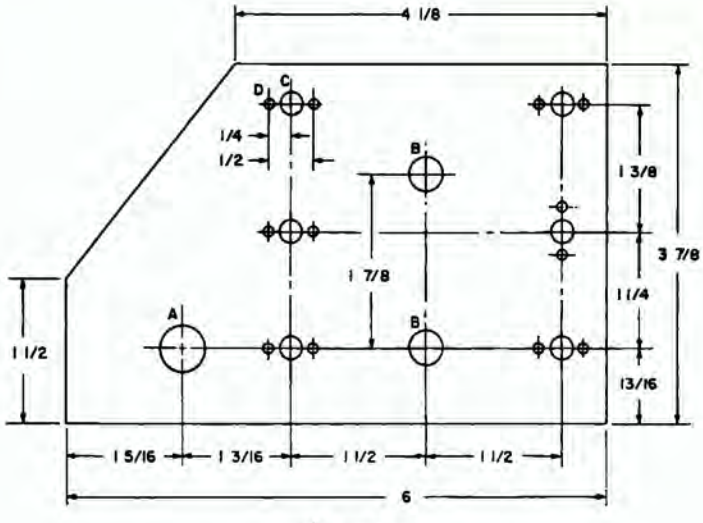


Figura 19

Desenho mecânico do painel frontal do transmissor.

do transmissor para 2 METROS e selecione um cristal para operação em meia faixa.

2. Desligue a conexão de +B do terminal n.º 3 e acione a chave interruptora para colocar o transmissor em operação.
3. Ajuste os capacitores C67, C69 e C74 para corrente máxima no medidor.
4. Ajuste C85 e C86. Observe qualquer alteração na leitura do medidor. Caso ocorra uma mudança, o acoplamento de neutralização deverá ter sua posição alterada até que não mais ocorra deflexão do ponteiro do medidor quando os capacitores C85 e C86 forem sintonizados para o ponto de ressonância.
5. Solde novamente o fio de +B ao terminal n.º 3 e ligue uma carga fantasma de 50 Ohms ao conector de antena.
6. Coloque a chave seletora do "grid-dip-meter" na posição CATODO X-100 (leitura de fundo de escala será 100mA).
7. Ajuste C85 (placa) até notar um "mergulho" no medidor. Ajuste C86 para leitura máxima no medidor.
8. Sintonize a chave seletora do transmissor para 10 metros e escolha um cristal de 9 MHz para operação em meia faixa.
9. Coloque a chave do medidor para GRID X-10 e ajuste C67 e C75 até obter máxima leitura de corrente.
10. Coloque agora a chave do medidor para CATODO X-100. Ajuste C82 (placa) até obter um "mergulho" no medidor e C83 (carga) para leitura máxima no medidor. Você deverá encontrar aproximadamente os seguintes valores para a faixa de 10 METROS: corrente de "mergulho" = 2mA e corrente na posição CATODO = 80 mA. Na faixa de 2 METROS: corrente de "mergulho" = 3 mA e corrente na posição CATODO = 85 mA.
11. Coloque a chave do medidor na posição RF-SAÍDA e ajuste o elo de captação de RF (junção de R83/1N34A com o terminal de antena) para uma leitura conveniente no nível do medidor, para ambas as faixas.

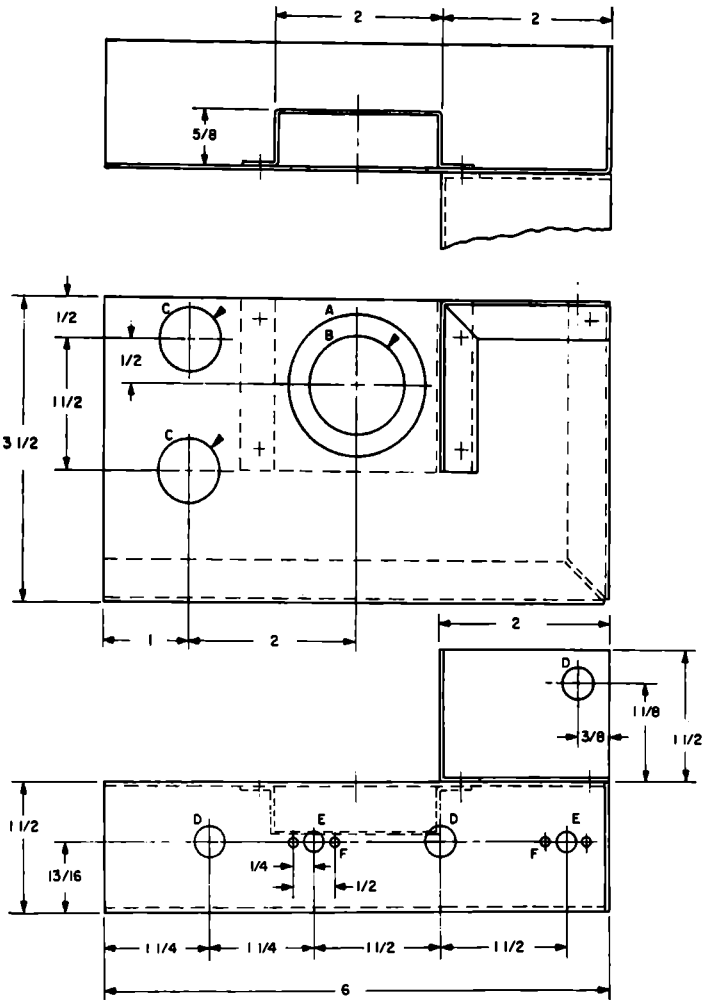


Figura 20

Desenho mecânico e detalhes de montagem do chassis do transmissor.

CAPACITORES

C1A, C1B, C1C: variável para FM — 3 secções — 5,5 a 24pF

C2, C8, C16: cerâmico tubular — 33 pF

C3, C75, C82, C86: variável de 50pF

C4, C5, C6, C7, C12, C13, C17, C18, C19, C20, C21, C22, C23, C28, C51, C60, C61, C64, C66, C68, C88, C89, C90, C93, C94, C95, C98, C104,: Cerâmico — disco — .01 mF

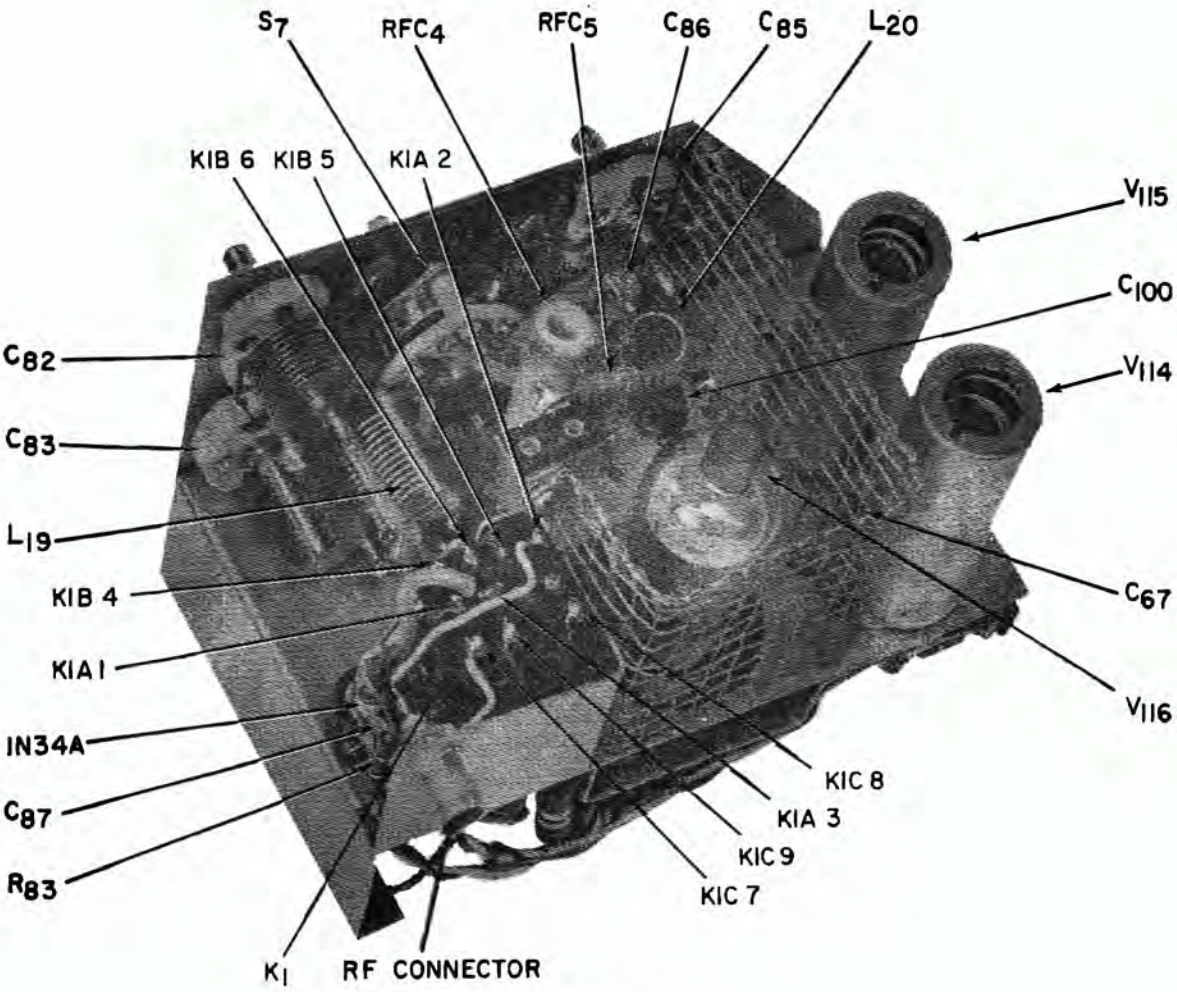


Figura 21

Vista superior do módulo transmissor.

C9: cerâmico — disco — 5 pF (N750 ou equivalente)
C10, C15, C62: cerâmico — disco — 10 pF
C11, C29, C40, C49, C50, C52, C53, C54, C55, C70, C72, C73, C78, C79, C80, C87, C91, C92, C96, C97, C99, C102, C103: cerâmico — disco — .001 mF
C14, C34, C65, C81: cerâmico — disco — 78 pF
C24, C46: cerâmico — disco — 150 pF
C25, C26, C101: cerâmico — disco — .02 mF
C27: eletrolítico — 50 mF x 50 Volts
C30, C31: cerâmico — disco — 300 pF
C32, C35, C37, C39: trimmer tubular — 1 a 12 pF
C33, C36, C38: cerâmico — disco — 200 pF
C42: eletrolítico — 20 mF x 50 Volts
C43, C45: eletrolítico — 20 mF x 450 Volts
C44, C48: cerâmico — disco — .005 mF
C47: eletrolítico — 20 mF x 25 Volts
C56, C57: eletrolítico — 30 mF x 450 Volts
C58: eletrolítico — 10 mF x 25 Volts
C59: eletrolítico — 50 mF x 25 Volts
C63, C84: cerâmico — disco — 100 pF
C67, C69: trimmer cerâmico — 7 a 35 pF
C70: cerâmico — disco — 47pF
C74, C85: variável — 15 pF
C76, C77: cerâmico — disco — 15 pF
C83: variável — 100 pF
C100: cerâmico — disco — 300 pF — isol. 3000 Volts

COMPONENTES DO CHASSIS

F1: suporte de fusível
I1: lâmpada pilôto — 47
J1: conector e soquete de RF (tipo VHF)
J2: tomada dupla para fono
J3: tomada de microfone com 3 fios

J4: plug de AC c/encaixe
K1: Relé DPDT - 12 VCC
L1, L10, L14, L20: veja Tabela I
L11, L12: 1.5 Henries, 200 miliampères, choque de filtro
L13: choque de 750 microhenries
M1: Medidor ⎓ O-1 mA
P1: Conector polarizado e tomada — 16 terminais.

RESISTORES

R1, R7, R42, R52, R66: 220.000 ohms, ½ watt
R2: 150 ohms, ½ watt
R3, R41: 47.000 ohms, ½ watt
R4, R39: 22.000 ohms, 1 watt
R5: 68 ohms, ½ watt
R6, R27, R30, R32, R56: 1 megohm, ½ watt
R8, R16: 2.200 ohms, ½ watt
R9, R10, R43: 10.000 ohms, 2 watt
R11, R12, R17, R21, R25, R45, R55, R67, R70, R74, R77: 100.000 ohms, ½ watt
R13: 100.000 ohms, 2 watt
R14: 10.000 ohms, 12 watt, de fio
R15: 5.000 ohms, 12 watt, de fio
R18, R22: 150 ohms, 1 watt
R19, R23: 39.000 ohms, 1 watt
R20, R24: 2.200 ohms, 1 watt
R26, R29, R31, R44, R57: 470.000 ohms, ½ watt
R28: 6.800 ohms, ½ watt
R33: 1.000 ohms, 1 watt
R34: 500.000 ohms, 2 watt, potenciômetro de carvão
R35: 220.000 ohms, 1 watt
R36, R51, R53, R58, R59: 100.000 ohms, 1 watt
R37: 10.000 ohms, 1 watt
R38: 500.000 ohms, 2 watt potenciômetro log.
R40: 1.000 ohms, 2 watt, potenciômetro de carvão
R46: 300 ohms, 5 watt, fio
R47: 330.000 ohms, ½ watt
R48: 10.000 ohms, ½ watt
R49: 47.000 ohms, 1 watt
R50: 3.900 ohms, 1 watt
R54: 1.500 ohms, 1 watt
R60, R61, R62, R63: 470.000 ohms, 1 watt
R64: 27.000 ohms, 2 watt
R65: 47 ohms, ½ watt
R68, R75: 15.000 ohms, 1 watt
R69: 82.000 ohms, 1 watt
R71: 4.700 ohms, 1 watts
R72: 390 ohms, 2 watt
R73, R78: 22.000 ohms, ½ watt

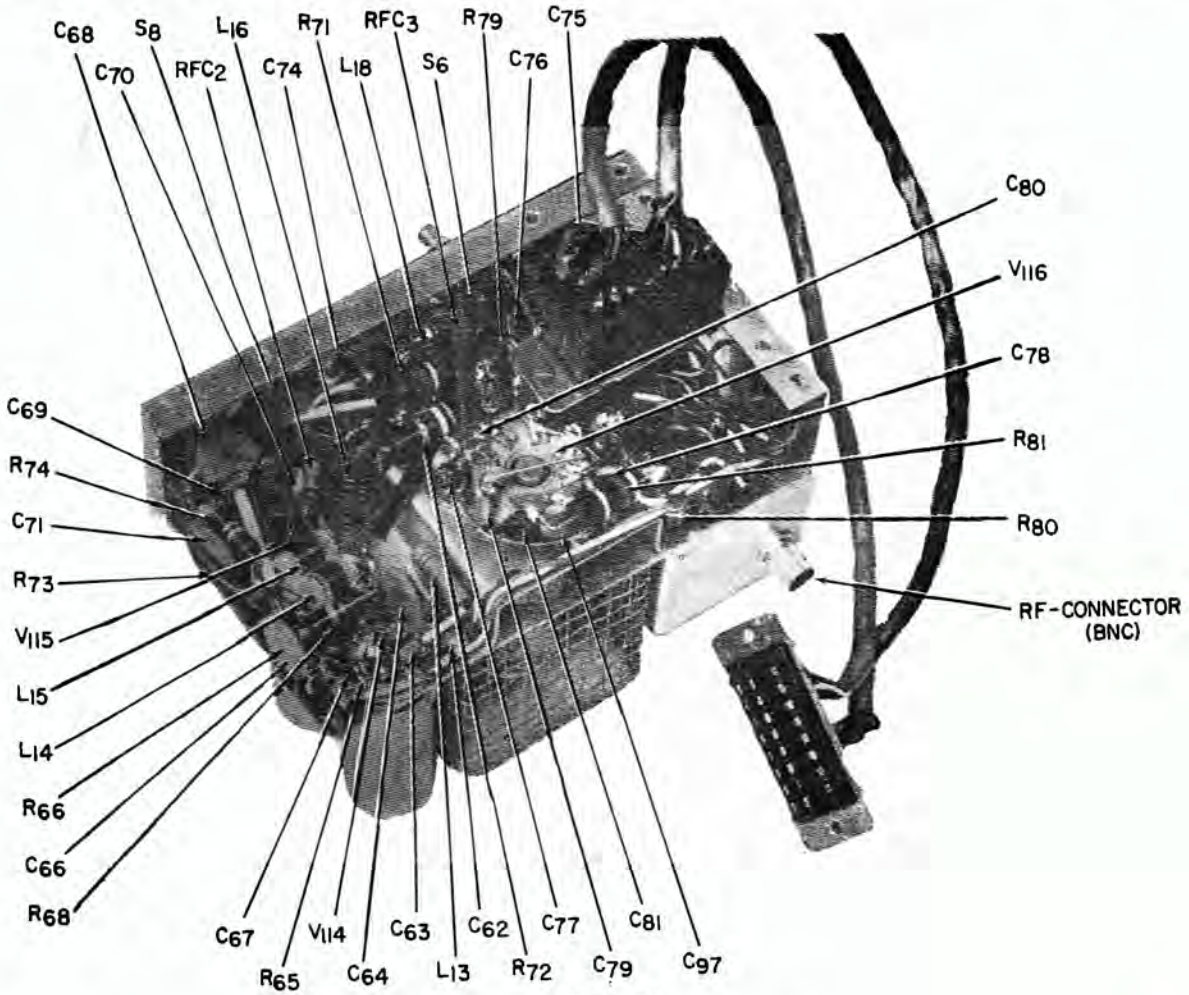
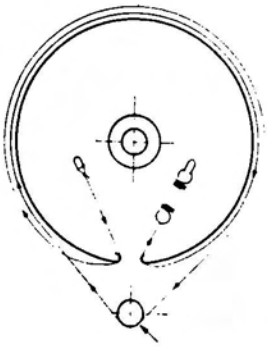


Figura 22

Vista inferior do módulo transmissor.



2 volts e meio no eixo.
Figura 23

Montagem do tambor de sintonia do receptor.

R76: 100 ohms, ½ watt
R79: 2.700 ohms, ½ watt
R80: 22.000 ohms, 2 watt
R81: 47 ohms, 1 watt
R82: 10 ohms, 1 watt
R83: 4.700 ohms, ½ watt

DIVERSOS

RFC1: Choque de RF
RFC2, RFC3, RFC5, RFC6: choque de RF
RFC4: choque de RF
S1: chave de alavanca — 6 pólos — 2 posições
S2, S3, S4: chave interruptora comum — 1 pólo
S5, S9: chave de onda — 2 pólos — 5 posições — não circuitante
S6: chave de onda — 2 pólos — 3 posições — circuitante
S7: chave de onda — 2 pólos — 2 posições
S8: chave tipo botão de campainha — normalmente aberta
T1: transformador de 4,5 MHz
T2, T3: FI de entrada — 455 KHz
T4: FI de saída — 455 KHz
T5: Transformador de saída de áudio — tipo universal de 18 watts
T6: transformador de fôrça: **Primário** ⎓ 117 Volts — **Secundário** ⎓ 800 V-CT, — 200 mA — 5 V, 3 — 6,3 V-CT, 5 A.
Y1: cristal de 5175 KHz para o receptor de 10 metros.
Y2: cristal para o conversor de 2 metros, terceiro sobretom.

VALVULAS

V101: 6BZ6
V102, V103: 6GH8A
V104: OB2
V105, V106: 6BA6
V107: 6AL5
V108, V109: 12AX7A
V110, 6L6
V111, V112: 6CW4
V113: 6AK5
V114: 12BY7
V115: 6CX8
V116: 2E26

DIODOS

1 — IN34A diodo de germânio
1 — retificador de silício IN3193
4 — retificador de silício IN3196

MISCELANEA

4 barras de terminais com dois contatos
7 barras de terminais com sete contatos
6 barras de terminais com três contatos
1 barra de terminais com um contato
1 chassis de alumínio medindo 8 x 12 x 3 polegadas
1 chapa de alumínio medindo 8 x 12 polegadas
1 chassis pequeno de alumínio medindo 4 x 2 — ⅛ x 1 — 5/8 polegadas — para o conversor de dois metros
1 chassis pequeno de alumínio medindo 4 x 2 — ¼ x 2 — ¼ polegadas — para o módulo de FI
1 chassis de alumínio medindo 4 x 6 x 1 — ½ polegadas
1 chapa de alumínio medindo 4 x 6 polegadas

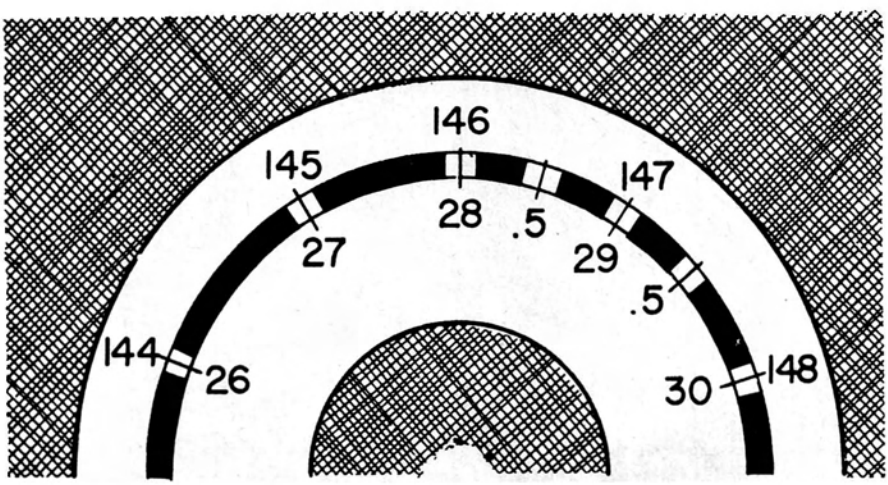


Figura 24

Dial de frequências em tamanho natural. Recorte-o e cole-o sôbre cartolina grossa.

1 gabinete, escuro, medindo 8 x 14 — ¼ x 10 polegadas

4 soquetes de 8 pinos (tipo Amphenol)

6 soquetes miniatura de 9 pinos, com base para blindagem

6 soquetes miniatura de 7 pinos, com base para blindagem

2 soquetes sub-miniatura de 5 pinos, para válvulas "Nuvistor"

2 plugs (conectores) de 8 pinos

6 blindagens p/válvulas de 7 pinos

6 blindagens p/válvulas de 9 pinos

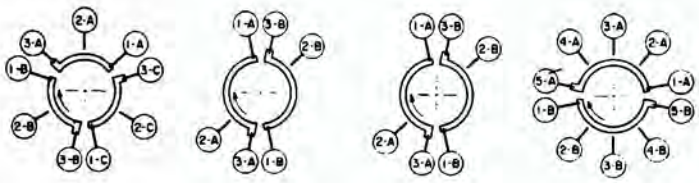


Figura 25

s-1 — Chave de faixas do receptor, na posição 2 metros.

s-6 — Chave do circuito tanque de grade do transmissor, na posição de 10 metros.

s-7 — Chave do circuito tanque de placa do transmissor, na posição 10 metros.

s-9 — Chave do medidor, na posição "s-meter".

2 conectores coaxiais (tipo BNC ou VHF)

1 alto-falante oval de 3 x 5 polegadas ou com medidas aproximadas

7 soquetes para os cristais

1 cordão de fôrça

1 terminal em forma de tubo (espiral de fio formando um tubo)

1 variador tipo "Vernier".

"EXPORTAÇÃO E CINESCÓPIO A CÔRES"



Embarcaram a 31 de maio p.p., com destino ao México e aos Estados Unidos, os Srs. JP Gunther-Mohr, G. Pennesi e I. Th. Halász, respectivamente Gerente-Geral, Gerente de Vendas e Gerente de Planejamento de Operações da RCA S. A. Eletrônica. Foram tratar da ampliação das exportações de válvulas de sua emprêsa aos Estados Unidos e ao Canadá, bem como das exportações de seus tubos de imagem para os países da América Central. Manterão, também, contatos de nível internacional visando outros mercados externos para seus produtos.

Outro tópico importante do programa de viagem é a televisão a côres, a ser brevemente introduzida no Brasil, na qual a RCA brasileira, uma associada à organização pioneira e líder mundial em televisão a côres, irá desempenhar papel preponderante. A êste respeito, os viajantes procurarão usufruir também da vasta experiência da RCA mexicana que era a primeira fábrica na América Latina a produzir cinescópio a côres.

Na foto acima, um aspecto do embarque no aeroporto de Congonhas.

LUIGI BACCHINI

CASA FUNDADA EM 1952



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

Fabricados em Imbuia, Caviuna e Jacarandá.

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

SOLICITEM CATÁLOGOS E LISTAS DE PREÇOS

FÁBRICA E VENDAS: Rua do Oratório, 2722A -- SÃO PAULO

Para pedidos e correspondência: Caixa Postal, 13.261 (Agência Moóca) Ônibus 374 — V. Oratório (Saindo da Praça Clóvis Beviláqua) — Atende-se até às 18,30 Hs. — Sábados até às 12,00 Hs.

OS SCR

21ª PARTE

Henrique Goldberger *

Disparo simultâneo de SCR pelo emprêgo da luz

Uma das formas utilizadas para disparar simultâneamente dois ou mais SCRs ligados em série é pelo emprêgo da luz. Para tanto, utilizam-se tipos especiais de SCRs ativados à luz, denominados LASCR, ligados em série com as comportas dos SCRs que se deseja operar simultâneamente. Na **figura 1** mostramos de forma esquemática o circuito básico utilizado em tais casos.

Esta forma de disparo simultâneo apresenta a vantagem de uma isolação bastante satisfatória entre as comportas, uma vez que o acionamento dos SCRs é efetuado através da incidência de uma fonte de luz (lâmpada) que atinge os LASCR a um só tempo.

A combinação dos resistores R1/R3 e R2/R4, mostrados no esquema básico, é feita de tal forma que o valor de R1 somado ao valor de R3 seja igual ao resistor de "shunt" necessário para o equilíbrio de tensões do SCR1. O valor da soma de R2 com R4 será igual ao valor do resistor "shunt" do SCR2. Os valores dos resistores R3 e R4 deverão ser bem menores do que os valores de R1 e R2, para que se possa empregar tipos de LASCR de baixa tensão. A constante de tempo formada pelo resistor R1 e capacitor C2 deverá ser bastante baixa, de forma que, no instante do disparo, o capacitor C1 fique completamente carregado. A tensão de carga de C1 é estabelecida pelo divisor de tensão formado pelos resistores R1 e R2. O mesmo sucede com o capacitor C4 em relação aos resistores R2 e R4. Os resistores R7 e R8 limitam o valor máximo da corrente da comporta, enquanto que os resistores R5 e R6 são utilizados para polarizar os SCR1 e SCR2 respectivamente. Os capaci-

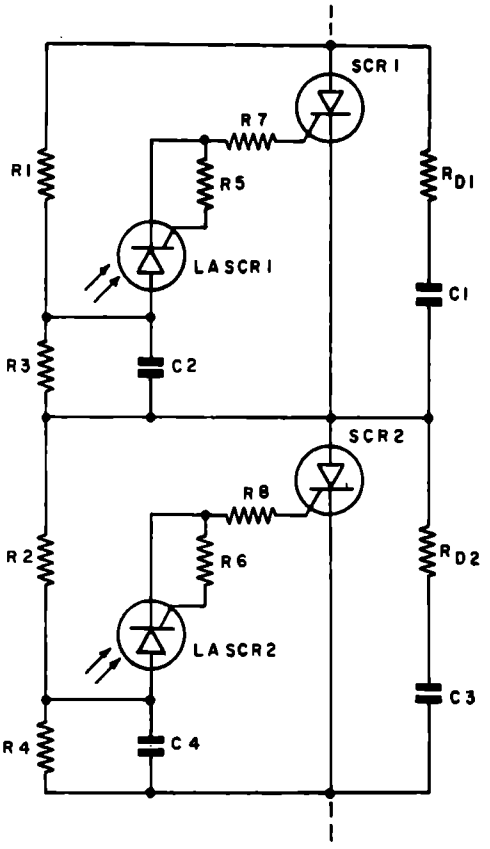


Figura 1

Disparo simultâneo de dois SCRs ligados em série, através de tipos especiais LASCR sensíveis à incidência de feixes de luz.

* Engenheiro da CEI Ltda.

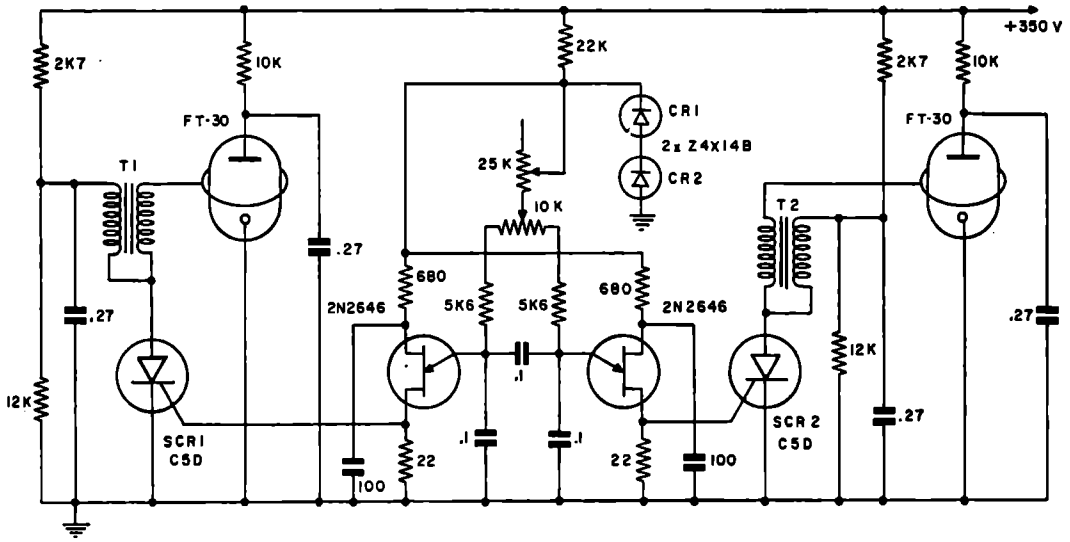


Figura 2

Circuito disparador de SCRs, utilizando lâmpadas de descarga Xenon como fonte de luz para os LASCR da fig. 1.

tores C1 e C3 equilibram a tensão aplicada aos SCR1 e SCR2, enquanto que os resistores RD1 e RD2 operam como amortecedores.

Na **figura 2** tem-se um circuito disparador, projetado para operar dois SCRs ligados em série, através da descarga de luz de duas lâmpadas a gás Xenon. Êste disparador é recomendado para emprêgo em circuitos com SCRs ligados em série, que devam ser ativados através de LASCR (pela luz). Em tais casos os LASCR são conectados de acôrdo como foi mostrado na figura 1. O circuito disparador aqui referido pode operar em frequências de 60 a 400 Hz. Os dois transistores unijunção (UJT ou TUJ) Q1 e Q2 formam um oscilador de relaxamento, suprindo com pulsos alternados os dois SCRs tipo C5D. Quando êstes são disparados, fazem com que os capacitores de . 27mF se descarreguem através dos primários dos transformadores T1 e T2 e também através dos próprios SCRs C5D. Como os transformadores T1 e T2 são elevadores de tensão, a descarga dos capacitores de .27 mF induz nos seus secundários um pulso da ordem de 6 KV. Tais pulsos são então aplicados às duas lâmpadas Xenon (tipo FT-30) e fazem com que estas se ionizem e emitam intenso feixe de luz, o qual irá excitar os LASCR utilizados para disparar os SCRs da figura 1.

Servo-circuito para disparo de SCRs ligados em série

Chama-se servo-circuito aquêle através do qual consegue-se o disparo de dois ou mais SCRs ligados em série, mediante a aplicação de um sinal externo apenas a um dos SCRs. Esta forma de disparo é bastante simples, porém, apresenta sérias desvantagens. Uma delas refere-se ao tempo necessário para disparar todos os SCRs, que é muito maior do que aquêle do sistema de disparo simultâneo. Logo após o primeiro SCR ser disparado, a tensão direta de bloqueio deverá ser dividida através dos demais SCRs, que ainda estão em estado de não condução. Caso a tensão direta de bloqueio aplicada a um dos SCR ultrapasse o valor máximo da tensão de condução, o SCR dispara de forma imprevista e sofre danos internos permanentes. Para limitar o pico transiente de tensão através do último SCR a ser disparado, costuma-se utilizar um capacitor em paralelo com o mesmo.

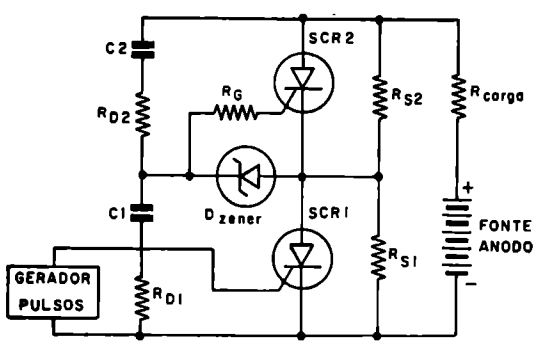


Figura 3

Servo-circuito para disparo de SCRs ligados em série. Apenas o primeiro SCR é excitado por pulso externo.

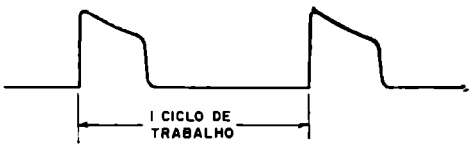


Figura 4

Aspecto do pulso de disparo fornecido por um gerador.

Na **figura 3** temos ilustrado um servo-circuito para disparo de dois SCRs ligados em série. Como descrito anteriormente, aqui também os resistores RS2 e RD2 formam, juntamente com o capacitor C2, um divisor de tensão para o SCR2. Da mesma forma, os resistores RS1 e RS2 juntamente com C1 constituem um divisor de tensão para o SCR1. Aqui, apenas o SCR1 é excitado diretamente por uma fonte de pulsos de disparo, cujo aspecto mostramos na **figura 4**. Quando o SCR1 passa a conduzir, excitado que foi pelo pulso externo, a tensão cai repentinamente, fazendo com que o capacitor C1 se descarregue e acione a comporta do SCR2. A combinação de resistores e capacitor em "shunt" (RS2-RD2 e C2), formam com o SCR uma ponte balanceada ligada através do diodo zener DZ. Isto torna o circuito de disparo do SCR2 insensível às variações e transientes da linha de alimentação da rêde.

Entretanto, quando os SCRs empregados possuem comportas de sensibilidade alta, qualquer desequilíbrio no circuito divisor ou eventuais flutuações da rêde elétrica, fazem com que os SCRs sejam disparados errôneamente. Para se evitar isto, deve-se ligar um retificador de silício em paralelo com os resistores amortecedores (RD1 e RD2), conforme mostra a **figura 5**.

O valor mínimo do capacitor C1, necessário para fornecer corrente à comporta do SCR2 sob qualquer condição, pode ser calculado através da seguinte equação:

$$C1 \geq \frac{10}{RG + \frac{EGT\ (max)}{IGT\ (max)}}$$

onde C1 é o valor mínimo (em microfarads) necessário para disparo do SCR2, RG é o resistor de comporta do SCR2, EGT max. é a tensão máxima (em Volts) a ser aplicada à comporta do SCR2 e IGT max é a corrente máxima (em miliampères) da comporta do SCR2, sob quaisquer condições da operação.

O valor do resistor RG (em Ohms) é determinado pela seguinte equação:

$$RG = \frac{EZ\ (= 2{,}7) \ -\ EGT\ max}{IGT\ max}$$

onde EZ representa a tensão nominal de ruptura do diodo DZ.

Para se obter um equilíbrio ideal dos circuitos divisores, necessário para evitar fluxos de

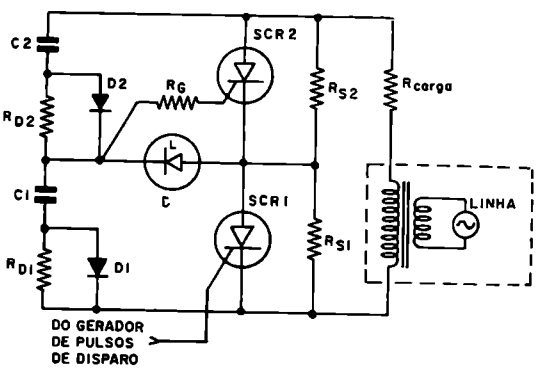
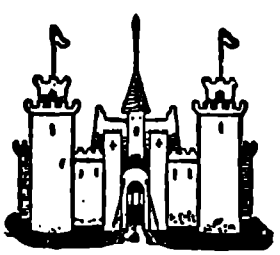


Figura 5

Circuito semelhante ao da Fig. 3, porém, com a introdução dos diodos D1 e D2 para proteção contra transientes da linha de alimentação.



CASA RÁDIO FORTALEZA

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

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

PERFEITO SERVIÇO DE REEMBÔLSO POSTAL E AÉREO

——— SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS ———

AVENIDA RIO BRANCO, 218 — TEL.: 221-2658 — SÃO PAULO

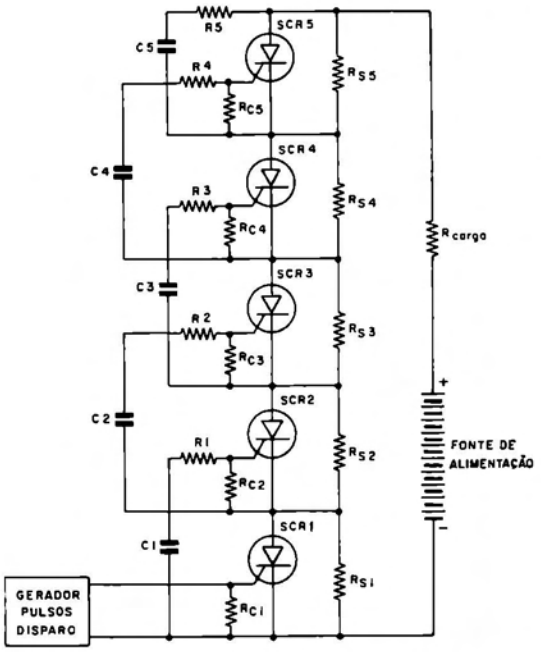


Figura 6

Servo-circuito para disparo de cinco SCRs ligados em série.

corrente transiente através da fonte, é indispensável que as tensões sôbre ambas as extremidades do diodo zener (DZ) sejam o mais equilibradas possível. No caso de eventual desequilíbrio entre tais tensões, dependendo da polaridade da tensão de diferença, uma corrente positiva poderá fluir pela comporta do SCR2, fazendo-o disparar errôneamente.

Os circuitos apresentados nas figuras 3 e 5 poderão ser montados com dois ou mais SCRs ligados em série, não havendo limitação para o número dêles.

Na **figura 6** temos um outro tipo de servo-circuito destinado a disparar SCRs ligados em série, onde também não há limite para o número de unidades a utilizar. Empregou-se aqui cinco SCRs.

Os capacitores C1, C2, C3, C4 e C5 desempenham dupla função no circuito mostrado. Uma delas consiste em equilibrar e amortecer transientes de tensão e a outra consiste em fornecer corrente de comporta para disparo dos SCR2, SCR3, SCR4 e SCR5.

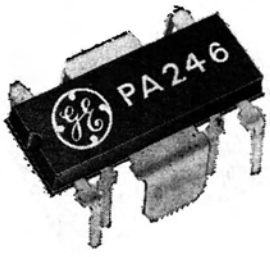
O SCR1, como no caso da figura 5, é disparado por um gerador de pulsos. Assim que êste passa a conduzir, provoca a descarga do capacitor C1 sôbre a comporta do SCR2. Isto faz com que o SCR2 conduza e o capacitor C2 se descarregue sôbre a comporta do SCR3. O ciclo se repete até que o SCR5 seja disparado. Os resistores R1, R2, R3 e R4 são empregados para limitar a corrente de comporta dos SCRs.

(cont. no próximo número)

A MAIS VARIADA GAMA DE

SEMICONDUTORES
GENERAL ELECTRIC

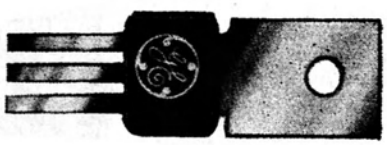
ENTREGA IMEDIATA DO NOSSO ESTOQUE



PA246

D13T





C122

Informações e Vendas em

- Tiristores — SCR's de 0,8 a 1.125 A
- Triacs — desde 3 a 25 A
- Supressores de transientes
- Retificadores de silício até 1.500 A
- Diodos túnel
- Diodos para comutação ultra-rápidos
- Circuitos integrados — IC
- Transistores unijunção — 8 tipos
- Transistores de silício, incl. potência
- Dispositivos p/comutação — SUS e SBS

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

EXPERIÊNCIAS COM CIRCUITOS ACOPLADOS POR EMISSOR

Robert L. Petrowsky
(Radio-Electronics)

O princípio básico do acoplamento por emissor é utilizado em um grande número de circuitos bastante úteis. Êles estão divididos em duas classes: linear e de comutação. Vejamos primeiramente como funcionam os circuitos acoplados por emissor. Após sua análise preliminar apresentaremos alguns circuitos práticos para você experimentar.

A **figura 1** apresenta um circuito básico de acoplamento por emissor. Note que o valor do resistor R3 (emissor comum) é muito maior que R1 ou R2 ou que as impedâncias internas dos emissores de Q1 e Q2. O valor de R3 geralmente situa-se entre 1000 e 10 000 ohms, enquanto que R1 e R2 estão entre 50 e 100 ohms. A impedância interna do emissor varia entre 10 e 50 ohms (R1 e R2 eliminam o desequilíbrio dos transistores e aumentam a impedância de entrada. Entretanto, muitas vêzes êles são eliminados, uma vez que reduzem o ganho do circuito). A tensão da fonte que alimenta o emissor (V_{EE}) é também muito maior que as tensões de entrada da base, V_{B1} e V_{B2}.

Como resultado, a corrente total em ambos os transistores é constante e depende do resistor de emissor comum R3 e da tensão da fonte que alimenta o emissor, V_{EE} (corrente constante $= I_K = V_{EE} / R3$).

Esta corrente constante é dividida entre Q1 e Q2 numa proporção que depende da diferença nas tensões de base $\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2}$. ΔV_B. É chamada de tensão de entrada diferencial. Mostramos na **figura 2** um gráfico da corrente de emissor de cada transistor em relação à tensão diferencial de base.

Êle nos mostra que as correntes de emissor sempre se adicionam até atingirem o nível de corrente constante I_K, que, neste caso, é de 1,5 mA. Quando a tensão diferencial de entrada fôr zero, isto é, quando as tensões de base

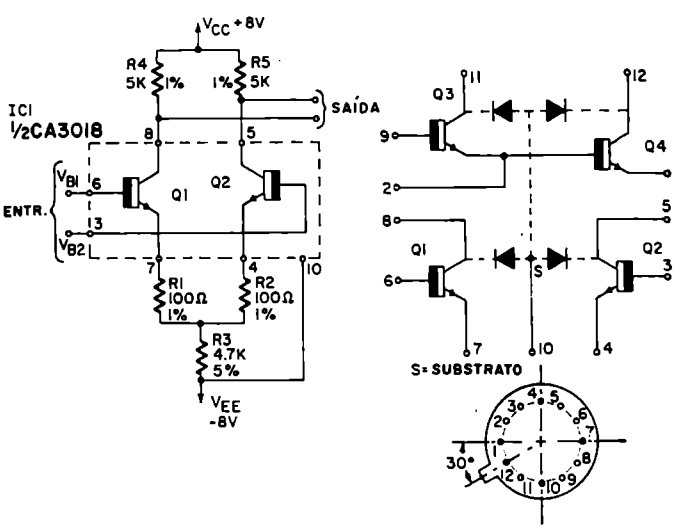


Figura 1

Amplificador diferencial básico acoplado por emissor.

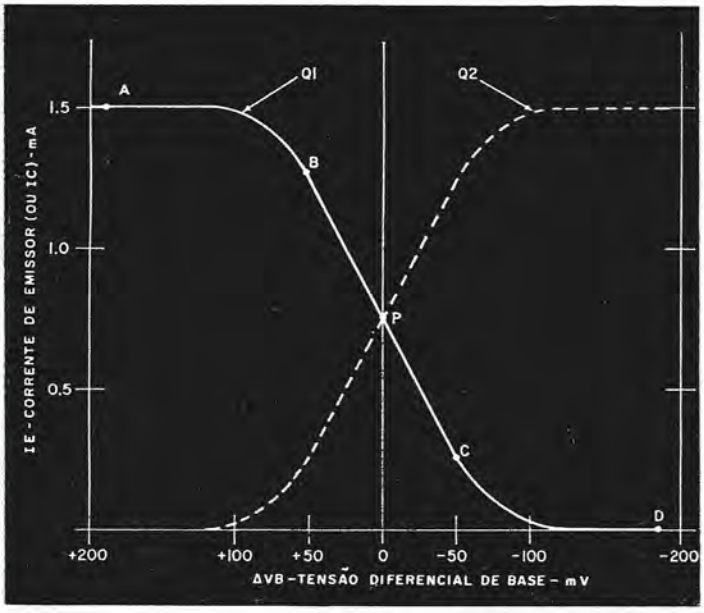


Figura 2

Gráfico da corrente de emissor de Q1 e Q2 com relação às alterações das tensões de base.

fôrem iguais, as correntes de emissor de Q1 e Q2 serão iguais à metade da corrente constante (ponto P).

Quando a tensão de entrada aumenta de zero a cêrca de 50 mV, a curva é linear. O acoplamento linear do emissor opera nesta região (entre os pontos B e C). À medida que a entrada diferencial excede 50 mV, a curva se torna não-linear. Entre 100 mV e 200 mV, um transistor está cortado enquanto que o outro conduz a corrente constante. Esta é a classe de comutação do acoplamento por emissor (entre os pontos A e D). Assim, o circuito básico é linear para sinais até 50 mV e funciona como comutador e limitador para entradas acima de 150 mV.

Quando o circuito funciona no sistema linear, é chamado de amplificador diferencial. Êle é adaptável à amplificação de ganho controlado de CC, áudio, vídeo e frequências elevadas na região de VHF. Os circuitos integrados lineares para várias aplicações, inclusive amplificadores operacionais para computação analógica e funções especiais, são construídos com base em amplificadores diferenciais.

Quando usado como comutador, o circuito é chamado de chave acoplada por emissor, e é responsável pela lógica de acoplamento por emissor (também chamada de lógica de modo de corrente ou de comutação de corrente). Elimina o tempo de armazenagem do transistor e desempenha funções tais como portas de alta velocidade, flip-flops, Schmitt-triggers e gatilhos de um disparo.

Três amplificadores diferenciais

Foi mostrado na figura 1 um amplificador diferencial, para fins gerais, o qual apresenta uma impedância de entrada de 20.000 ohms e um ganho de tensão de 50 em CC, áudio e vídeo. As tensões de entrada de base devem ser restritas entre +1 Volt e —2 Volts.

Um grande inconveniente dos amplificadores diferenciais é a necessidade do uso de transistores casados, de alto preço, a fim de evitar desequilíbrios no circuito. Com os circuitos integrados é possível obter-se um par de transistores casados numa cápsula tipo TO-5. O CA3018 da RCA é um exemplo de um par de transistores casados em CI.

Um nível CC indesejável ou tensão de ruído comum a ambas as entradas de um amplificador diferencial é chamado de tensão de modo comum. A capacidade do amplificador de rejeitar uma tensão de modo comum e amplificar sòmente a tensão diferencial de entrada ($\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2}$) depende da qualidade da fonte de corrente constante R3 e V_{EE}. Fazendo-se R3 e V_{EE} maiores, melhor será a fonte de corrente constante e melhor a rejeição de modo comum. Entretanto, logo se chega a valores impossíveis para R3 e V_{EE}.

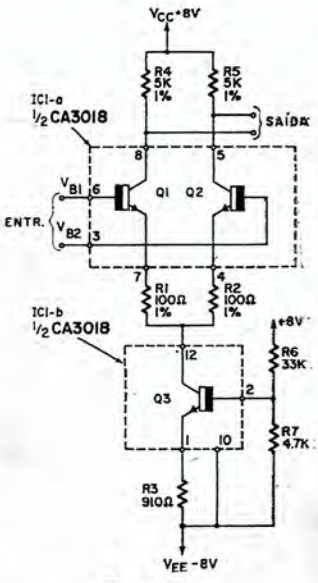


Figura 3

Modificação do circuito da figura 1.

Uma solução é a que apresentamos na **figura** 3, onde o resistor do emissor comum e a alimentação do emissor são substituídos pelo transistor Q3. Uma vez que o coletor do transistor é uma excelente fonte de corrente constante, o resistor de emissor comum foi efetivamente aumentado para um valor alto sem ter sido necessário aumentar a tensão da fonte V_{EE}. A rejeição de ruído do amplificador diferencial da figura 3 é muito melhor que a do amplificador da figura 1.

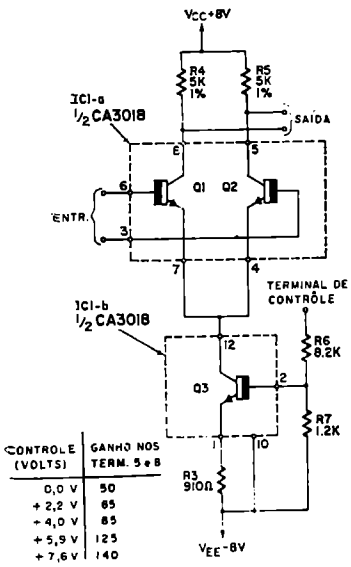


Figura 4

a) A alteração do ganho é conseguida através da alteração da polarização de Q3.
b) Alteração no ganho provocada pela tensão de contrôle.

Modificando-se o circuito da figura 3, pode-se obter contrôle de ganho. Voltemos a analisar a figura 2. Vemos que a corrente constante determina a inclinação da curva na região linear. Se a corrente constante fôr aumentada, a inclinação da curva também aumenta. Por exemplo, se ao invés de uma corrente de 1,5 mA, como mostramos, ela fôsse de 3 mA, a inclinação se duplicaria.

A inclinação da curva representa a transcondutância do amplificador. O ganho é determinado pela carga de

ELECTRO-RADIO LTDA.

SEMICONDUTORES

E

VÁLVULAS ELETRÔNICAS

DE APLICAÇÃO INDUSTRIAL

GRANDE VARIEDADE

EM MARCAS DE CONFIANÇA

WESTINGHOUSE

PHILIPS • IBRAPE

RCA • GE

SIEMENS • PHILCO

FAIRCHILD

- ENTREGA IMEDIATA
- IMPORTAÇÃO
- PROGRAMAÇÃO
- CONSULTORIA TÉCNICA
- PROJETOS

COMPONENTES INDISPENSÁVEIS NO EMPRÊGO DE SEMICONDUTORES:

COMPÔSTO TÉRMICO PARA ACOPLAMENTO DE SEMICONDUTORES EM GERAL — «WAKEFIELD», USA.

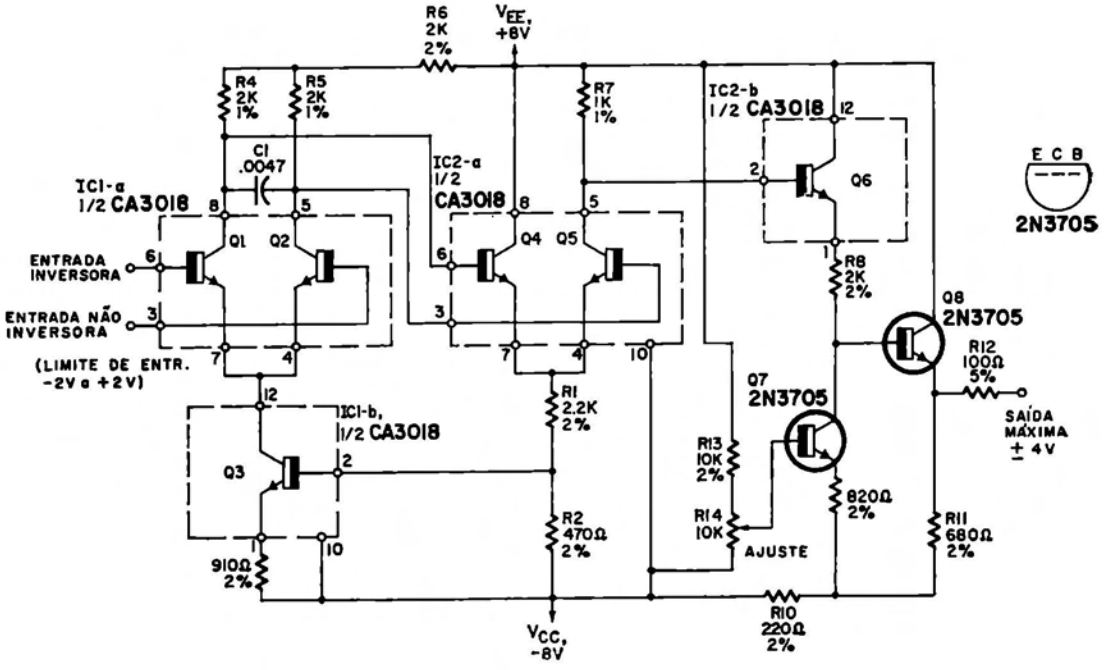
TRANSFERE CALOR 4 (QUATRO) VÊZES MAIS DO QUE OS EXISTENTES NO MERCADO.

FUSÍVEIS DE AÇÃO ULTRA RÁPIDA PARA PROTEÇÃO DE SEMICONDUTORES -- «S-H», ALEMANHA VENDAS EXCLUSIVAMENTE ÀS INDÚSTRIAS, EMISSORAS E REVENDEDORES.

RUA SEMINÁRIO, 199 - 1º Sobreloja

FONES: 35-6294 — 35-8892 — 32-5913

SÃO PAULO



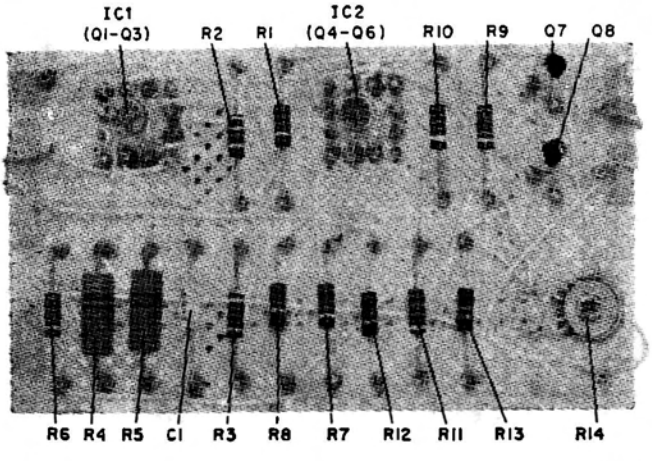


Figura 5

Amplificador operacional constituído por dois amplificadores diferenciais em cascata.

coletor multiplicada pela transcondutância. Portanto, pode-se alterar o ganho do amplificador simplesmente alterando a corrente constante (ver figura 4-a).

O transistor de corrente constante Q3 altera a corrente de alimentação. O resistor de polarização R6 retorna a uma tensão de contrôle, ao invés de retornar aos 8 volts. A **figura 4-b** apresenta diversas tensões de contrôle e os ganhos correspondentes. Os resistores, independentes de emissor que aparecem nas **figuras 1 e 3,** foram eliminados, uma vez que reduzem o efeito do contrôle de ganho e do ganho geral do circuito.

Aplicações de um amplificador operacional

Uma das aplicações mais difundidas dos amplificadores diferenciais é na função de amplificadores operacionais. Originalmente empregados em computadores analógicos, os amplificadores operacionais atualmente estão sendo utilizados para gerar tôdas as espécies de funções especiais em circuitos.

Dois amplificadores diferenciais em cascata constituem um amplificador operacional (como o da **figura 5**), que proporciona um ganho de 600. No primeiro estágio uma fonte de corrente rejeita as tensões de modo comum. O efeito das tensões de modo comum é posteriormente reduzido pela realimentação retirada do resistor do emissor comum (R1 + R2) do segundo amplificador diferencial e introduzida no transistor Q3 do primeiro estágio.

A tensão de saída do coletor de Q5 é uma versão amplificada da tensão de entrada, porém sobreposta a um nível CC de +6V. Os transistores Q6 (seguidor de emissor), Q7 (fonte de corrente) e Q8 (seguidor de emissor de saída) atuam como um conversor de nível e amplificador com ganho 2. Q7 desloca o nível de CC de saída para o potencial terra através da queda de sua corrente constante em R8. O ajuste de deslocamento (R14) estabelece a polarização em Q7 e, consequentemente, determina a corrente fornecida a R8. Para ajustar êsse contrôle ligam-se à terra ambas as entradas do amplificador, mede-se a tensão de saída e ajusta-se R14 de maneira que a tensão de saída seja exatamente zero volt.

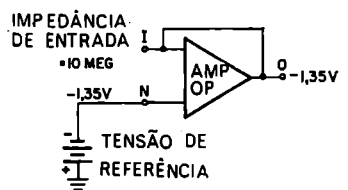


Figura 6

CA3018 utilizado como seguidor de tensão.

O transistor Q8 através do resistor de emissor R10 (em comum com Q7) proporciona um ganho de 2 e uma baixa impedância de saída. O ganho total do circuito é de 1200 e a impedância de saída é de 150 ohms.

A tolerância da maioria dos resistores é de 2% a fim de manter iguais tanto os níveis CC bem como os deslocamentos do nível de saída para mais e para menos. Se fôrem utilizados resistores de maior tolerância, o desempenho do amplificador será comprometido. A construção dêste amplificador e sua utilização nos

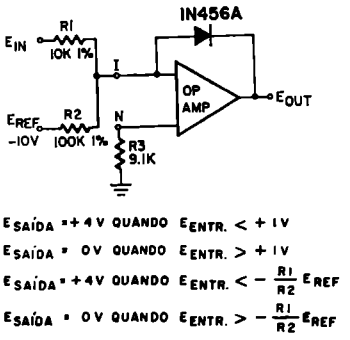


Figura 7

Amplificador operacional usado como comparador de tensões.

circuitos das figuras 6 a 9 proporcionará ao leitor uma boa compreensão das técnicas dos amplificadores operacionais. A maioria dêstes amplificadores possui circuitos similares, embora muitos utilizem um estágio amplificador diferencial.

A **figura 6** apresenta um seguidor de tensão. Êste circuito transforma uma fonte de alta impedância numa fonte de baixa impedância. É de grande utilidade quando não se deseja ligar uma carga diretamente a uma pilha de referência. Uma pilha de mercúrio é uma fonte de tensão de referência que fornece 1,35 volts com grande precisão. A vida útil dessa pilha poderá ser bastante longa se a fuga de corrente fôr negligível. A realimentação aumenta a impedância efetiva de entrada do amplificador para cêrca de 10 megohms.

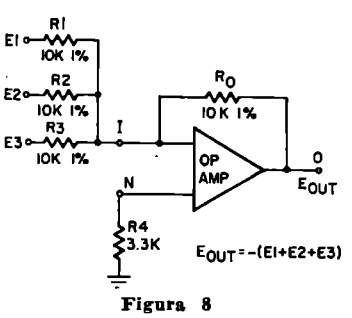


Figura 8

Amplificador operacional usado para somar tensões.

Em amplificadores dotados de realimentação é possível a ocorrência de oscilações. Isto acontece porque há rotação de fase no amplificador à medida que aumenta a amplitude do sinal. Quanto mais alta fôr a frequência, maior a rotação de fase. Se a realimentação possuir suficiente largura de faixa, algumas das frequências realimentadas poderão atingir 360° de rotação e o circuito oscilará.

O seguidor de tensão é o mais susceptível às oscilações uma vez que a saída é totalmente realimentada à entrada. Para corrigir êste fenômeno utiliza-se compensação de fase, com circuitos RC especialmente localizados para reduzir o ganho do amplificador nas frequências mais altas.

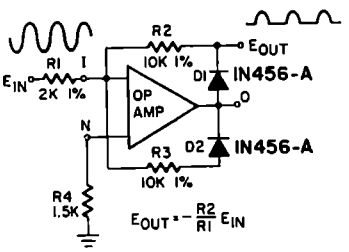


Figura 9

Retificador de precisão para baixo nível. Pode ser usado como um milivoltímetro para CA.

A compensação de fase é feita pelo condensador C1 ligado através da saída do primeiro estágio (ver figura 5). À medida que a frequência aumenta, o ganho diminui. Assim sendo, existe ganho menor que um para frequências cuja rotação de fase atinja 360°. O ponto de 3 db dêste circuito está em tôrno de 100 KHz.

Na **figura 7** temos um comparador de tensão que proporciona uma saída de +4 volts quando a entrada (E_{IN}) está abaixo de um certo nível de comparação e 0 volt, ao mesmo tempo em que a entrada está acima de um certo nível de comparação. O nível de

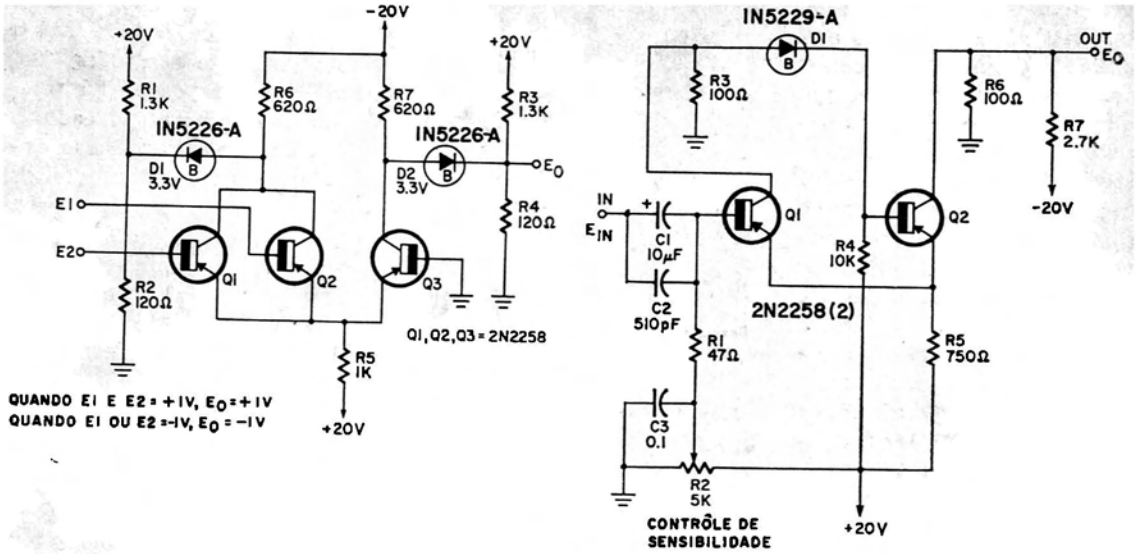


Figura 10

Circuito acoplado pelo emissor operando em comutação.

comparação poderá ser ajustado, alterando-se a relação de R1 e R2 ou a tensão de referência (E_{REF}).

$E_{OUT} = 0$ volt quando E_{IN} fôr menor que $-\frac{R1}{R2} E_{REF}$

$E_{OUT} = 4$ volts quando E_{IN} fôr maior que $-\frac{R1}{R2} E_{REF}$

Mostramos na **figura 8** um adicionador analógico, elementarmente utilizado em computadores. Sua saída representa a soma invertida das três tensões de entrada.

Um interessante retificador de precisão para baixos níveis, destinados a retificar acuradamente sinais de CA de baixo nível, é mostrado na **figura 9.** A queda provocada pelas características intrínsecas dos diodos nos impede de utilizá-los em níveis de milivolts.

Quando ocorre uma excursão negativa na entrada (E_{IN}), a saída do amplificador operacional se torna positiva, levando o diodo D1 a conduzir através de R2. Durante a excursão positiva na entrada, D2 conduz através de R3. A saída, na junção de R2 e D1 é uma retificação precisa de meia onda do sinal de entrada, que foi também amplificado e teve sua fase invertida.

$E_{OUT} = -\frac{R2}{R1} E_{IN}$ (meia onda) $= -5\, E_{IN}$

R4 é utilizado novamente no circuito para compensação de desvio.

Dois circuitos lógicos

Até agora lidamos apenas com circuitos de acoplamento por emissor no modo linear, onde a tensão de saída é proporcional à da entrada. Nas comutações o fornecimento de corrente constante aos emissores é feito através de um dos lados do circuito enquanto o outro permanece no corte.

Um circuito porta acoplado pelo emissor está mostrado na **figura 10.** Se E1 e E2 fôrem de 1 volt, Q1 e Q2, que representam um lado do circuito, estarão no corte e fluirá uma corrente constante através de Q3. Se E1 e E2 fôrem de —1V, a corrente constante fluirá através do lado Q1, Q2 do circuito, ficando Q3 no corte.

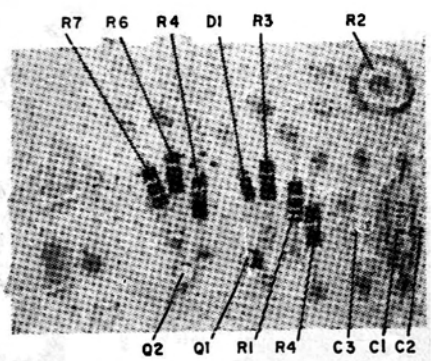


Figura 11

Circuito acoplado pelo emissor funcionando como "Schmitt Trigger".

Os níveis nos coletores são alterados por D1, R1 e R2 ou D2, R3 e R4, de modo que os níveis de saída serão —1 volt ou +1 volt. Êstes níveis de tensão (níveis lógicos) são típicos para circuitos lógicos acoplados por emissor e a figura 10 é um bloco básico para circuitos lógicos. Êste circuito pode ser diretamente ligado em cascata a outros circuitos semelhantes ou pode-se fazê-los funcionar como "flip-flops".

Êle é uma porta **"E"** para entradas positivas e uma porta **"OU"** para entradas negativas. Uma vez que a saída é retirada de transistores, êle é na realidade uma porta **E** ou **OU** amplificada. Desde que sinais lógicos complementares (fases opostas) estão presentes nos coletores opostos. êle é também uma porta **NÃO-E** ou **NÃO-OU**, dependendo de como êle esteja sendo utilizado.

Sua grande e exclusiva vantagem é a alta velocidade. As cargas de coletor são escolhidas de maneira que os transistores não saturem. Isto elimina o tempo de armazenagem do transistor, um dos principais fatôres que reduzem a velocidade dos circuitos lógicos saturados. Os transistores que empregamos (2N2258) são especialmente destinados a circuitos lógicos acoplados por emissor.

A porta na **figura 10** e o "Schmitt-Trigger" da **figura 11** não possuem tempo de armazenagem, e o tempo de subida e de descida é de cêrca de 5 nano-segundos. O "Schmitt-Trigger" pode ser usado como gerador de ondas quadradas, sendo excitado por um sinal senoidal de até 50 MHZ, ou como detetor de nível.

Quando a entrada E_{IN} se torna positiva, Q1 passa a conduzir. R2 é ajustado de maneira que o circuito, através de R5, comute para Q2. Como E_{IN} cai abaixo de zero, Q2 é cortado e Q1 passa a conduzir. O ponto de ajuste de R2 é aquêle em que o circuito comuta a zero volt.

Leia e Assine Revista Monitor de Rádio e Televisão

A revista de eletrônica de maior circulação no Brasil.



RESISTORES DE ALTA ESTABILIDADE

Eng. Amadeu Aleixo Machado
Diretor Industrial da MIALBRAS S/A.

1. INTRODUÇÃO

Em equipamentos onde se requer alta confiabilidade de operação, torna-se necessário o uso de componentes que apresentem alta estabilidade no tempo e que sejam capazes de suportar severas condições ambientes, assim como sobrecargas momentâneas, sem que suas características básicas sofram alteração.
Tratamos aqui de resistores de alta estabilidade, destinados especificamente a êste tipo de aplicação.

2. TIPOS

Existem três tipos básicos de resistores de alta estabilidade:

a. Carbono e borocarbono pirolítico
b. Filme metálico
c. Filme de óxido metálico

2a. O resistor de carbono pirolítico é o mais conhecido e é conseguido pela deposição controlada de uma película de carbono sôbre uma superfície refratária. A deposição é realizada com a pirólise de um hidrocarboneto à temperatura de cêrca de 950°C. As características do depósito de carbono obtido depende da natureza hidrocarboneto decomposto tèrmicamente assim como das condições de pirólise e consideràvelmente, das características do suporte refratário. A qualidade do suporte refratário é vital para a estabilidade do resistor. A superfície do suporte deve ser extremamente fina e tão isenta de poros, rachaduras e impurezas que mesmo análise da superfície através de microscópios ópticos não pode garantir que o mesmo seja adequado à fabricação de resistores de carbono de alta estabilidade.
Os resistores de borocarbono são similares em fabricação, com a ressalva que, simultâneamente com o carbono, é depositada pequena quantidade de boro
O uso do boro apresenta, como finalidade fundamental, a melhoria das características de temperatura do resistor de carbono pirolítico.

2b. O resistor de filme metálico é conseguido pela deposição, em vácuo, de uma película metálica sôbre uma superfície prèviamente preparada.
A deposição é realizada numa câmara de vácuo, conforme esquematizado na fig. 1. Nesta câmara são colocados os suportes dos resistores (1), dispostos em círculo, e o cadinho (2), que contém o metal que se deseja evaporar (paládio, ródio ou liga, como níquelcromo etc). O cadinho é aquecido por uma resistência elétrica de tungstênio ou molibdênio que é alimentada por fonte externa.
No momento de realizar a evaporação, os suportes são movimentados a fim de se obter uniformidade do depósito.

1 — Suporte dos resistores
2 — Cadinho
3 — Fonte
4 — Bomba vácuo

2c. O resistor de óxido metálico, normalmente óxido de estanho, é conseguido pela aplicação, em alta temperatura, de uma camada do óxido sôbre uma superfície de vidro.
Além dos tipos fundamentais acima descritos, citam-se ainda:

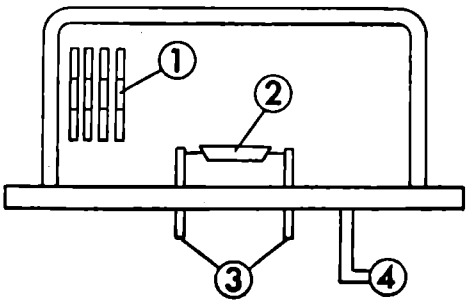


Figura 1

1. **Suporte dos resistores**
2. **Cadinho**
3. **Fonte**
4. **Bomba vácuo**

O resistor tipo Vishey, que é realizado pela aplicação de metal laminado sôbre um suporte de vidro.
Trata-se de um resistor altamente profissional porém com grande limitação de valores.
O resistor de fio, especificamente indicado para alta dissipação e também com séria limitação de valores.

3. CARACTERISTICAS

Em virtude das limitações de valores existentes para os resistores tipo Vishey e de fio, comparamos apenas as características dos demais tipos.

3.1. GAMA DE VALORES

Os três tipos apresentam, dentro de suas características gerais, as seguintes gamas de valores:

	Mín.	Máx.
Carbono pirolítico	alguns ohms	50 Mohms
Filme metálico	1 ohm	2,5 Mohms
Óxido metálico	alguns ohms	50 Mohms

Em casos especiais, pode-se chegar, para qualquer dos três tipos, a valores mais elevados.

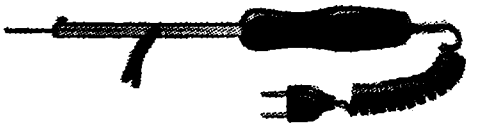
A limitação de valores é ditada pela resistividade do depósito, pois todos os tipos são espiralizados a fim de se conseguir valores elevados.

O máximo cuidado deve ser tomado na espiralização de resistores de carbono pirolítico devido a menor rigidez mecânica e menor uniformidade da camada.
Uma espiralização mal feita irá influir negativamente em outras características.

SENSACIONAL LANÇAMENTO

biasia

MARCA REGISTRADA



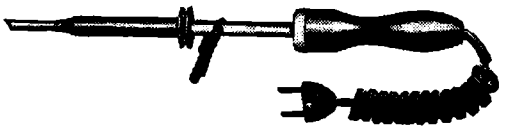
O MENOR E MELHOR SOLDADOR DE 30 WATTS PARA TRANSISTOR.

RESOLVEU O PROBLEMA DAS LINHAS DE MONTAGEM E CONSERTOS.

MAXIMA CONDUTIBILIDADE TÉRMICA — GRANDE DURABILIDADE — A RESISTÊNCIA NÃO SE QUEIMA.

PONTEIRA COM 2 M/M.
ACOMPANHA PONTEIRAS AVULSAS

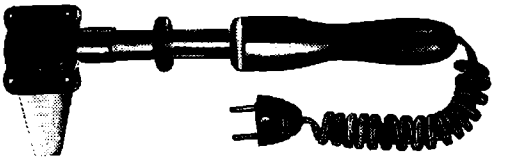
É NOSSA TRADICIONAL LINHA



60 WATTS: para soldagem leve em transistores, pequenos aparelhos, fios e componentes leves.



130 WATTS: para soldagem em rádio e televisão, chassis, e demais componentes.



200 WATTS: para soldagem pesada.

PRODUTOS DE QUALIDADE GARANTIDA.

Peça nosso catálogo e lista de preços, que teremos prazer de enviar, sem compromisso.

Venda sòmente a revendedores.

metalúrgica biasia
indústria e comércio ltda.

RUA CEL. ANTONIO MARCELO, 523 - TEL: 93-9338
C. POSTAL 10720 - ZP 6 - SAO PAULO - BRASIL

3.2. TOLERANCIA

Qualquer tipo de resistor de alta estabilidade é disponível nas tolerâncias ± 1% (F), ± 2% (G) e ± 5% (J).

Além disso é comum o fornecimento na tolerância de 0,5%.

Devido ao processo de fabricação, é mais fácil obter menores tolerâncias nos resistores de filme metálico.

3.3. DISSIPAÇÃO

As dissipações habituais para resistores de alta estabilidade são: 1/4 W, 1/2 W, 1 W e 2 W, existindo porém, resistores desde 1/20 W até 100 W.

As dimensões para as dissipações acima são especificadas pela Norma MIL-R-10509F, que indica também outras características que os resistores de alta estabilidade devem apresentar.

3.4. COEFICIENTE DE TENSÃO

Esta característica não é especificada na Norma MIL-R-10509F, porém os fabricantes de resistores de alta estabilidade normalmente a mencionam em seus catálogos.

Os valores normais vão de menos que 10 a 20 ppm/volt.

Os resistores de filme metálico apresentam valores tão baixos quanto 0,5 ppm/volt.

3.5. INDUTANCIA E CAPACIDADE PARASITA!

A indutância e capacidade parasita dependem, essencialmente, da espiralização realizada para se conseguir os valores elevados. Portanto, em paridade de valores, os resistores de alta estabilidade de carbono pirolítico, filme de óxido metálico e filme metálico, apresentam, pela ordem, menores indutância e capacidade parasita.

3.6. COEFICIENTE DE TEMPERATURA

O coeficiente de temperatura dos resistores de alta estabilidade é pequeno, sendo menor para os de filme metálico, médio para os de óxido e maior para os de carbono pirolítico.

O coeficiente de temperatura dos resistores de filme metálico é tão baixo que permite seleção dos tipos segundo os limites abaixo indicados:

Através de escolha pode-se selecionar resistores mesmo com coeficiente de temperatura menor ou igual a ± 15 ppm/°C.

3.7. RUIDO

Todo tipo de resistor apresenta um ruido intrínseco do corpo resistivo e um ruido de contato de terminal.

O ruido intrínseco do corpo é sempre menor para resistores de filme metálico, médio para os de óxido e maior para os de carbono pirolítico.

O ruido de contato de terminal depende do tipo de fixação usado. Naturalmente êsse ruido é menor para os resistores que apresentam terminais soldados ao corpo resistivo do que aquêles cujo terminal é fixado ao corpo resistivo através de uma calota metálica. Os resistores de filme metálico, mesmo com terminais fixados no corpo resistivo através de calota metálica apresentam ruido total menor que 0,15 microvolt/V.

O limite de ruído não é especificado em Norma.

3.8. ESTABILIDADE NO TEMPO

A estabilidade no tempo depende do tipo de resistor e do tipo de proteção usada e como indica o próprio nome, todos êstes tipos de resistores apresentam alta estabilidade no tempo, entretanto para tipos similares de proteção se pode estabelecer entre êles qual o mais estável e o menos estável.

O resistor de filme metálico é o mais estável (variação máxima de 0,1% em 6 meses de armazenamento para um resistor protegido com verniz), vindo a seguir o de óxido e por último o carbono pirolítico.

3.9. ESTABILIDADE EM PROVA ÚMIDA

A Norma MIL-R-10509F prescreve variação máxima de 1,5% para resistores de alta estabilidade submetidos à prova acima.

Os resistores de filme metálico são os que apresentam melhor comportamento, atingindo variação média de 0,35%.

Os resistores de carbono pirolítico sòmente conseguem passar neste ensaio quando especialmente protegidos.

característica	E	menor ou igual	± 25 ppm/°C
característica	F	menor ou igual	± 50 ppm/°C

3.10 ESTABILIDADE COM CARGA CONTINUA

A Norma MIL-R-10509F prescreve variação máxima de 1% após 1000 h, a 70°C com tensão nominal aplicada por períodos de 1,5 horas com 0,5 h. de intervalo. Os resistores de filme metálico são melhores que os demais da categoria, com uma variação máxima de 0,15%. A seguir estão os resistores de óxido metálico e por último os de carbono pirolítico.

3.11. ESTABILIDADE COM IMPULSOS

A Norma MIL-R-10509F prescreve variação máxima de 0,5% após aplicação durante 5 segundos, de uma tensão DC 2,5 vêzes a nominal, mas não excedendo 2 vêzes a tensão máxima da categoria.

Os resistores de filme metálico e óxido metálico são, pela ordem, os mais estáveis. Para os primeiros a variação média observada é da ordem de 0,05%.

3.12. OUTRAS CARACTERISTICAS

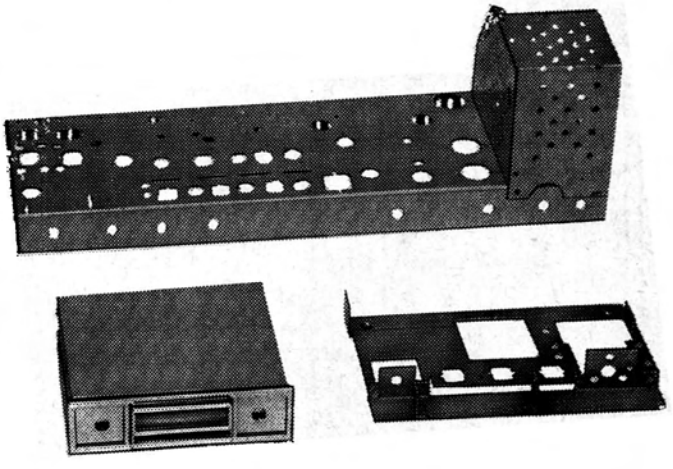
As Normas indicam variações máximas permissíveis em outros ensaios tais como:

a. soldabilidade
b. ciclo térmico
c. operação em baixa temperatura
d. vibração alta frequência
e. choque médio impacto.

Apenas para informação, damos abaixo a variação máxima permissível para resistores de alta estabilidade e a variação

	Variação máx. permitida %	Variação máx. obtida %
— soldabilidade	0,5	0,05
— ciclo térmico	0,5	0,1
— operação baixa temperatura	0,5	depende do tipo
— vibração alta frequência	0,5	depende do tipo
— Choque médio impacto	0,5	depende do tipo

CHASSIS PARA RÁDIO E TELEVISÃO



"KASVAL"

Estamparia de chassis para qualquer tipo de Rádios, televisores e outros.

•

Conjuntos as frentes para rádios de automóveis.

•

Modelos especiais mediante consulta.

Metalúrgica KASVAL Ltda.

RUA OURINHOS, N.º 204 -- FONE: 273-1071 -- ALTO DA MOOCA -- SÃO PAULO

máxima obtida em resistores de filme metálico, sem entrar em considerações comparativas por falta de dados sôbre os demais tipos de resistores:

4. CONCLUSÃO

O resistor de filme metálico apresenta uma grande maioria de características superiores às dos demais resistores de alta estabilidade.
Naturalmente cada projetista deverá levar em consideração não só as características técnicas mas também os problemas econômicos como preço, atendimento, prazo de entrega etc.

Deve-se lembrar, porém, que devido a um processo de fabricação que apresenta grande reprodutibilidade, os resistores de filme metálico são, em geral, mais econômicos que os de carbono pirolítico, para pequenas tolerâncias.

Bibliografia:

Norma Mil-R-10509 F
— Electronic Components Handbook (Mc Graw Hill)
— Catálogo Mialbras — "Metal Film resistors"
— Resultados de medições realizadas nos laboratórios da MIAL de Milão.

CONSULTAS

REGULAMENTO:

MUDOU

MENSAGEM DA REDAÇÃO

Leitor amigo,

A partir de nosso próximo número, a nossa habitual **seção de consultas** também estará sofrendo algumas alterações. Tanto é assim que, o **regulamento** passará a ser o seguinte:

1. Cada consulta deverá vir obrigatòriamente acompanhada do nome e endereço do consulente. **Não se considerará pseudônimos.**

2. Cada consulente poderá mandar, mensalmente, um **máximo de quatro perguntas, desde que relacionadas com artigos ou assuntos já publicados nesta revista.**

3. As perguntas deverão ser formuladas com clareza, sem que, no entanto, sejam demasiado extensas.

4. As consultas deverão ser enviadas à Seção de Consultas — Revista Monitor, Caixa Postal 30.277, em fôlha livre de qualquer outro assunto.

As consultas serão respondidas exclusivamente através desta Seção.

Nota-se, portanto, que não mais estaremos respondendo a perguntas que não se relacionem com artigos ou assuntos já por nós publicados. E o motivo é muito simples. Às vêzes, apesar dos cuidados tomados na escolha e redação dos nossos artigos, surgem dúvidas entre os leitores que nos escrevem para obter esclarecimentos. Não raro, tais dúvidas referem-se a artigos que envolvem montagem prática e o leitor é obrigado a interrompê-la e a aguardar nossa resposta, que sòmente é dada através da revista.

Como as cartas são respondidas em ordem cronológica, muitas vêzes uma resposta só é obtida após três ou quatro números de revista, considerando o volume de correspondência que nos chega às mãos. Nessa altura, o leitor que interrompeu sua montagem, ter-se-á aborrecido com a espera e terá pôsto o trabalho de lado, com perda de tempo e dinheiro gasto em materiais.

Resolvemos, pois, dar absoluta prioridade aos nossos leitores habituais e assinantes, eliminando consultas esporádicas que, embora situadas no setor de eletrônica, nada tenham a ver com a matéria por nós publicada. Conseguiremos assim responder a um maior número de consultas em muito menor prazo. Cremos estar agindo em proveito de um número cada vez maior de leitores.

A Redação

PARA CONSTRUIR UMA VITROLINHA PORTÁTIL COM O AMPLIFICADOR QUE VOCÊ MONTOU, A RADIOTÉCNICA AURORA LHE OFERECE

ESTÔJO PARA VITROLA

Estôjo de madeira revestido de plástico, lavável, em diversas côres, para toca-discos à pilha, com gaveta para 6 pilhas grandes. Ferragens de latão polido.

Dimensões: comprimento 30,5 cm, altura 15 cm, profundidade 23,5 cm. Cr$ 32,00



TEMOS TAMBÉM:

Motor Roneg para qualquer tipo de toca-discos de 3 a 9 volts.

Amplificador estéreo "Tridimensional" CRT montado.

Gerador de Barras "CRT"

Voltímetro eletrônico (VTVM) CRT

Pesquisador Superior de Sinais
Gerador de Sinais CR-55
Amplificador HI-FI de 12 walts, EC-45

À VENDA NA

RADIOTÉCNICA AURORA S. A.

R. DOS TIMBIRAS, 263 - 1º ANDAR -- C. POSTAL, 5009 -- S. PAULO - ZP-2

Índice dos anunciantes

Artimar		74
Atlas Rádio-Peças		55
Begli	3.ª capa	14
Bernardino Migliorato		14
CKS		53
Cardeal		4, 5, 12
Casa dos Transformadores		8
Casa Rádio Fortaleza		73
Ce-Cap		16
Electro-Rádio		77
Ibrape		70
Instituto R. T. Monitor S/A		10, 18, 20
Kanda		81
L. Caselli		6
Labo		39
Loja do Livro Eletrônico		13
Lorenzetti		1
Luigi Bacchini		69
Malory		3
Metaltex		2
Metalúrgica Biásia		83
Metalúrgica Kasval		85
Milfra	4.ª capa	
Mialbrás		15
Motoplay		9
Motorola		11
Philco		17
Radiotécnica Aurora		87
RCA		22, 47
Sanwa		7
Simpson	2.ª capa	19
Solhar		16
Transistécnica		6

REVISTA MONITOR DE RÁDIO e TELEVISÃO

Fundada em outubro de 1947
por Nicolás Goldberger

Nº 279
ANO XXIV
JULHO 1971

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

SUMÁRIO

A demodulação do sinal em SSB 23

Construa um oscilador de batimento 28

Curso Básico de Eletrônica 31

Pré-amplificador e misturador estereofônico modular 40

Teste você mesmo 48

Projeto de circuitos de áudio com pares complementares de silício (9ª parte) 49

Transceptor para 28 MHz e 144 MHz (Conclusão) 57

Os SCR — (21ª parte) 71

Experiências com circuitos acoplados por emissor 75

Resistores de alta estabilidade 82

Consultas 86

Propriedade do
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR

Consultor permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Secretário:
WALDOMIRO RECCHI

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

Contato:
ROBERTO FINATTI

COLABORADORES PERMANENTES:
Emílio Alves Velho
Louis Facen
Henrique Goldberger
Sérgio Américo Boggio
Cláudio Batochio da Costa.

Direção gráfica:
IGNÁZ WEITMANN

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

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

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

Proibida a reprodução total ou parcial dos artigos e ilustrações publicadas nesta revista.
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores.

CIRCULAÇÃO

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

Tiragem: 23.000 exemplares

Preço do exemplar ..... Cr$ 3,00
Número atrasado ..... Cr$ 3,50

ASSINATURAS
1 ano com registro ..... Cr$ 33,00
2 anos com registro ..... Cr$ 64,00