ELETRÔNICA

Coletâneas nº 9

Registro DPF 376 . P. 209/73

Cr$ 10.00

28 MHZ - 30 W

A CALIBRAÇÃO DE RECEPTORES DE RÁDIO SUPERHETERODINOS



REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO

RECEPÇÃO DE TV NAS ZONAS DE "SOMBRA"

FEIRA ELETRÔNICA

Nesta seção serão publicados, sem responsabilidade da editora nem dos diretores da publicação, anúncios enviados pelos leitores. A publicação é grátis e nos reservamos o direito de modificar a redação para poupar espaço.

TROCA DE CORRESPONDÊNCIA – Desejo trocar correspondência sobre assuntos técnicos. Marco Aurélio Pereira da Rosa, 2º ano técnico de eletrônica, Universidade do Trabalho, Colégio Santo Ignácio, Porto Alegre, RGS.

ESQUEMA RÁDIO CROWN – Quem tiver o esquema do rádio Crown TR680 eu gostaria de obter copia ou original. Escrever detalhes para Ismarque José de Oliveira, P. Tijucas 421, Ilha Solteira, 15.378, SP

ESQUEMA EMERSON – Quem tiver esquema do Emerson 2366/2 pode entrar em contato com José Ricardo Motta de Oliveira, Rua Pedro de Carvalho 145 c3, Rio tel 229 3667, que está precisando muito.

DISCOS VOADORES (UFO) – Quem tiver interessado em estudos sérios sobre objetos não identificáveis(UFO) que são popularmente denominados de "discos voadores" podem entrar em contato com Lúcio Almeida presidente da UFO STUDIES, Av. Dom Joaquim 499, Pelotas, 96.100, RGS

REVISTA RADIOTÉCNICA 1962 – Quem tiver para emprestar ou ceder a copia da REVISTA RADIOTECNICA nº 165 de maio de 1962 favor entrar em contato com Roberto O. Peixinho Rua Santa Cruz 358, V. Pires, Santa Bárbara do Oeste, 13450, SP.

TROCA PUBLICAÇÕES – Quem tiver interessado pode escrever para José Sebastião, Rua Um nº 127, Casas Populares, Sabará, MG

TRANSCEPTOR FM – Estou interessado em esquemas, bem como em amplificadores. Escrever para Nildo Gomes de Moraes, Av. Manoel da Cruz Michael 88, Vila Santa Rosa, Guarujá, 11400, SP

RECEPTORES DE ONDAS CURTAS – De válvula, tipo semi profissional, compro. Enviar detalhes para C. Postal 2483-ZC-00, Rio

PEDIDO – Peço para meus colegas que me ajudem a estudar. Enviem qualquer revista, esquema e material que tenham sobrando. Sou jovem e não disponho de muitos recursos porém tenho muita vontade de estudar eletrônica. Obrigado. César Walmor da Silva Leidens, Rua Buarque de Macedo 427, Montenegro, 95.780, RS

VENDO TRANSGLOBE – Funcionando bem, bateria, desde 13 metros, 8 faixas. Cr$ 500,00. Apollon Fanzeres, Cx. Postal 2483-ZC-00 20.000,Rio

RECEPTORES – Tenho sempre, usados e novos, funcionando, receptores de comunicação, bem como material pesado de transmissão. Rádio Rei, Sr. Costa. Rua das Marrecas 41, 20.000 Rio

TRANSFORMADORES – Sob encomenda faço qualquer tipo, potência. DYLSON TRANSFORMADORES Ltda. Rua Newton Prado 37 cj. 102, São Cristóvão, 20.000 Rio

ESQUEMA 1KW – Desejo um esquema de um transmissor de 1KW. Carlos Alberto Pastrello, Rua 7 Setembro 835, Cx.P. 142, Bariri,SP

EDITORA SIGNO LTDA., Rua Goiás, 1164 — Rio — GB

WALDEMIRO BARBOSA DA SILVA
Diretor Responsável:

Orientador Técnico: A. FANZERES

DISTRIBUIÇÃO
Fernando Chinaglia S A.
Rua Teodoro da Silva, 907
Guanabara

DIAGRAMAÇÃO
Mário de Araújo

CENTRO DE
APERFEIÇOAMENTO
TÉCNICO

TELEFUNKEN



CURSO DE TV PRETO E BRANCO

AEG

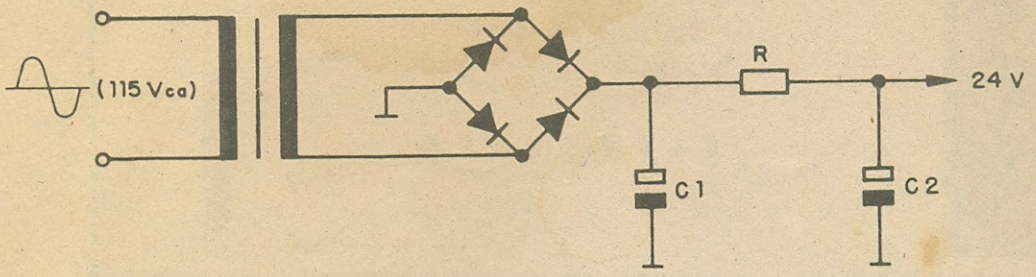
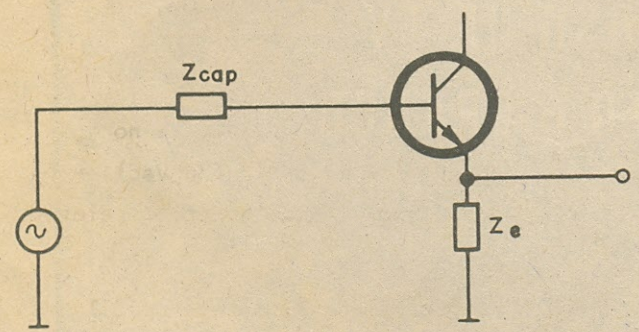


fig. 6



$$Z_{saida} = Z_e \,//\, \frac{Z_{cap}}{(\beta+1)}$$

fig. 7

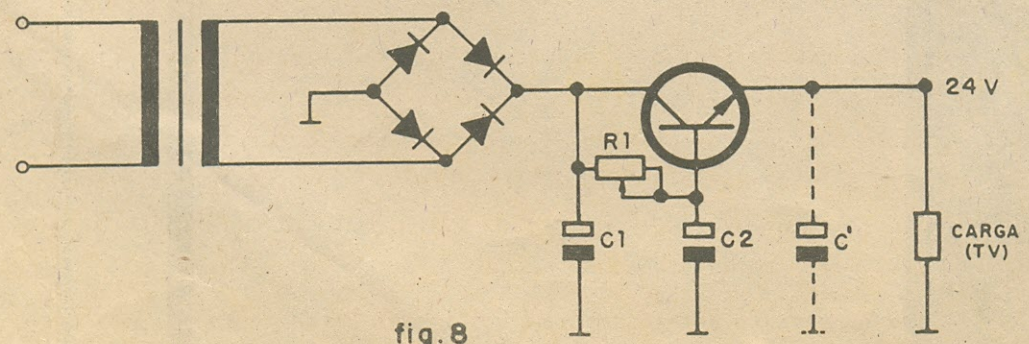


fig. 8

Como a impedância de um capacitor para uma determinada frequência é inversamente proporcional ao valor de sua capacidade, temos:

$$Z_{cap} = \frac{A}{C} \quad \text{onde:} \quad A = \frac{1}{\omega} \quad \text{e:} \quad \omega = 2.\pi . f$$

C é o valor do capacitor em Farads

Se então colocarmos um capacitor da base para a terra, teremos:

$$Z_{saída} = Z_e \,//\, \frac{Z_{cap}}{(\beta + 1)} = Z_e \,//\, \frac{A}{C\,(\beta + 1)} = Z_e \,//\, \frac{A}{C'}$$

Em resumo, isto equivaleria a um capacitor refletido no emissor $C' = C2\,(\beta + 1)$ ou seja, um capacitor C' $(\beta + 1)$ vezes maior que o capacitor C2 colocado na base. Vide figura 8. Com um transistor tendo $\beta = 100$ e C2 = 250 μF, obtemos um capacitor equivalente de aproximadamente 25000 μF.

R - Funcionamento do Circuito (Vide esquema elétrico)

O transformador de entrada TR 101 possui três derivações no primário correspondente às voltagens da rede (115-127-220 Vac). A escolha é proporcionada pela mudança de posição do conector seletor de voltagens (S102).

O secundário alimenta, através do fusível F102, o retificador de onda completa D104. A saída é aplicada ao coletor do transistor T101 montado como seguidor de emissor. O capacitor C111 faz uma pré-filtragem, sendo a tensão sobre ele de 33 Volts, com 2 Vpp de ripple sobreposto. Este ripple é filtrado por R109 e por C112. A capacidade de C112 é refletida no emissor com um valor $(\beta + 1)$ vezes maior possibilitando na saída um ripple menor que 30 mVpp. A tensão de base de T-101, que é a tensão de referência, é obtida através de R109. O ajuste estabelece o ponto de trabalho da fonte e consequentemente a tensão de saída.

A regulagem da tensão de saída deste filtro eletrônico, se processa pelas variações da tensão base-emissor ocasionada pela variação de consumo do aparelho. O maior consumo de corrente, acarretará um aumento da polarização base-emissor. Se o consumo for menor acontecerá o inverso, compensando assim, automaticamente, uma possível variação da tensão de saída.

Como sabemos, o transistor tem limitações de corrente máxima de coletor e base. No caso de um eventual curto na saída da fonte, o capacitor C111 se descarregará através do ramo coletor emissor e

C112 através da base para emissor e consequentemente para terra. Para proteger o transistor é colocado em série com o emissor o resistor (R107) de valor apropriado para evitar que a corrente ultrapasse o limite máximo permitido no caso de um curto na linha de 24 Volts. Entretanto, este resistor aumenta a impedância de saída da fonte, piorando a regulagem para variações de carga, porém outro capacitor (C113) colocado depois do resistor resolve satisfatoriamente o problema.

Obs. importante:- Se por acaso o transistor estiver saturado (por exemplo: quando o ajuste dos 24 Volts estiver errado), ou em curto, ocorrerá um aumento no ripple da fonte. Isto porque um transistor saturado não apresenta ganho em corrente. Portanto, o capacitor C112 aparecerá refletido no emissor com o seu próprio valor. Vê-se então que o correto ajuste dos 24 Volts é bastante importante para não saturar T101.

C - Fonte de alta tensão

Como pode ser observado no esquema elétrico, esta fonte tem duas versões. Uma funciona como dobrador de tensão, quando o aparelho é ligado em 115 ou 127 Vac, e a outra como retificador de meia onda, quando ligado em 220 Vac.

Para um estudo mais detalhado do funcionamento, vamos analisá-lo em duas etapas.

a) o aparelho está ligado para voltagem de rede 115 ou 127 Vac No semiciclo negativo o capacitor C105 se carrega quase ao valor de pico da tensão, através da condução de D101, com polaridade positiva no lado do catodo desse diodo. (como pode ser visto no esquema, o anodo está ligado à terra através do conector 102/7) No semiciclo positivo conduz D103, pois D101 está cortado. Nesse instante a tensão alternada se sobrepõe a carga armazenada em C105 e se transfere para C106. Como pode ser observado, nesse capacitor teremos uma tensão maior que o dobro da tensão eficaz, (Vef) * devido aos capacitores carregarem-se quase ao valor de pico da tensão. R101 limita a corrente de pico ao ser ligado o aparelho. Os capacitores C103, C104 colocados em paralelo com os diodos D101, D103, tem como principal finalidade eliminar harmônicas que poderiam (na faixa de VHF) ser induzidas na antena causando interferência na imagem.

* ($Vef = Vpp/\sqrt{2}$)

Quando o aparelho estiver ligado em 127 Vac, R103 é colocado em série com D101 para terra através do conector 102/8. Desta maneira diminue-se a carga armazenada em C105, ajustando a tensão DC de saída.

b) o aparelho está ligado para 220 Vac da rede. Nessas condições a fonte funciona como retificador de meia onda. C105 sai do circuito pela comutação de S102. C106 se carrega nos semiciclos positivos quando D103 pode conduzir, ao ser aplicado no seu anodo uma tensão positiva.

A introdução de dupla fonte de alimentação DC permite melhor distribuição de cargas e consequente redução do calor gerado no aparelho.

Obs.:- Para alimentação dos filamentos, também existem duas versões:

b.1) quando o aparelho estiver ligado em 115-127V a alimentação é feita em onda completa através de R105 e R106 em série com os filamentos.

b.2) quando o aparelho estiver ligado em 220V a alimentação é feita em meia onda, retificado por D101 e em série com R104. D102 serve como proteção dos filamentos no caso de um eventual curto de D101; neste caso D102 põe a rede em curto, queimando o fusível F101.

II.2-SELETOR DE CANAIS

A - Generalidades

Este estágio é o primeiro caminho que o sinal segue após sua chegada à antena receptora.

Suas funções são:

a) selecionar os sinais de vídeo e som contidos na portadora de R.F. do canal desejado;

b) amplificá-los e converter a frequência da portadora da estação selecionada para a frequência intermediária do receptor.

B - Descrição do Circuito

Será feita com o uso do esquema elétrico do seletor Stevenson.

O sinal de entrada, vindo da antena, é aplicado ao emissor do T901 (amplificador de R.F.), através de TR 901 e o conjunto de armadilhas formado pelos componentes: L909 // C925, L901 // C 901, L 910 e L 902.

O transformador Balun (Tr 901), funciona como casador de impedâncias, associando a impedância da antena com a entrada do seletor, ou seja de 300 Ohms balanceado para 75 Ohms desbalanceado. O conjunto de armadilhas, tem por finalidade evitar que frequências de F.I. irradiadas pela própria F.I. de Vídeo do receptor interfiram no mesmo.

Na entrada de T901 temos as frequências sintonizadas para cada canal, com a mudança da bobina L906. A montagem de T 901 é na configuração de base comum, com isto consegue-se elevar a resposta da frequência de corte, evitando também a necessidade de neutralização do amplificador, pois a base é praticamente uma blindagem entre o coletor e o emissor.

A polarização de base é feita através de R902; C907 e C906 são os responsáveis pelo desacoplamento da tensão de RF.

C - O Circuito de RF

Como o sinal que chega à antena é normalmente fraco, precisamos amplificá-lo, operação esta que é feita pelo amplificador de R.F. que logo após, injeta êsse sinal no circuito misturador. Éste por sua vez fará o batimento com outro sinal procedente do circuito oscilador local. O sinal (frequência) resultante deste batimento é aplicado no primeiro amplificador de F.I.

São características fundamentais do estágio de RF:

a) possuir capacidade de ampliar uma faixa de 6 MHz para permitir a passagem das portadoras de vídeo e som com suas respectivas bandas laterais.

b) ter boa seletividade para não captar interferência de outros canais.

c) a impedância de entrada do circuito de antena deve permanecer constante em 300 Ohms. Isto se faz importante para que possamos obter o máximo de transferência de energia do sinal da antena para o receptor e também para evitar-se ondas estacionárias devido a reflexões na antena receptora.

d) ter boa relação sinal/ruído. O fator ruído máximo deverá ser de 8 dB.

D - O circuito misturador

O acoplamento do amplificador de R.F., com o misturador T 902 é feito através de L 903 e L 904 (acoplamento indutivo), o qual tam

bém está sintonizado para cada canal, sendo estas trocadas toda vez que se seleciona determinado canal. O sinal do oscilador local é acoplado ao misturador por C911. A montagem desse transistor é em emissor comum, não havendo nenhuma particularidade a ser destacada. A saída deste transistor está sintonizada na frequência de F.I., com uma frequência central de 44 MHz. L 905 faz parte do primeiro filtro de F.I.

E - O Circuito Oscilador Local

Como foi dito anteriormente, T 902 "mistura" o sinal recebido pela antena com outro proveniente de T 903. Tomando como exemplo o Canal 2, cujas frequências ficam compreendidas entre 54 a 60 MHz e as suas portadoras de vídeo e som em 55,25 e 59,75 MHz, respectivamente, iremos explanar o funcionamento do oscilador local.

Para obter-se uma frequência intermediária fixa (F.I.) a frequência do oscilador, deve em qualquer situação ser igual a soma da frequência da portadora de vídeo da estação, com a frequência de F.I. de vídeo do receptor (atualmemte determinada no padrão M em 45,75 MHz) ou seja, FPv + FIv = FOL. Em nosso exemplo temos: 55,25 MHz da portadora de vídeo, mais 45,75 MHz da F.I. de vídeo no que resulta em 101,00 MHz, sendo esta a frequência do oscilador local, quando estiver sintonizado o Canal 2.

Quando o sinal do oscilador misturar-se com o sinal proveniente da estação, na base de T902, em seu coletor, estarão presentes as frequências resultantes da soma (antes descrita) e também da diferença entre a frequência do oscilador com a da portadora de vídeo (FOL - FPv = FPv = FIv). No entanto, o que nos interessa é a diferença acima citada, a qual representa a F.I. de vídeo, tendo esta uma largura de faixa de 4,5 MHz. Essa largura de faixa está compreendida entre 45,75 MHz (portadora de vídeo no receptor) e 41,25 MHz (portadora de som no receptor). Para tanto se coloca na saída do misturador um circuito sintonizado. Esse filtro é formado por L905 e pelas capacidades associadas do circuito. T903 é montado em base comum, ficando a mesma conectada à terra para corrente alternada através de C918. A realimentação para efeito de oscilação é feita entre o coletor e emissor por C 917 e capacidade interna do próprio transistor. A frequência do oscilador fica determinada pela mudança de L-908 toda vez que se sintonizam canais diferentes.

III.3-ESTÁGIO DE FI

A - Generalidades

Devemos levar em consideração que em consequência do processo de heterodinação, a frequência do sinal originalmente captado foi convertida para uma frequência mais baixa, porém as suas características de modulação, ou seja, todas as informações que esse sinal transporta, permanecem inalteradas com as mesmas bandas laterais. Devido ser a transmissão de televisão feita com banda lateral vestigial (VSB) deve ser utilizado um artifício para que na saída do detetor de vídeo se tenha uma resposta quase linear de 0 a 4,2 MHz aproximadamente. Esse artifício é obtido, posicionando a portadora de vídeo (F.I.) a 50% da amplitude máxima da curva de resposta. Nessa operação se forma a curva de resposta de F.I. total. A inclinação da curva, onde a portadora de F.I. de vídeo está localizada, denomina-se Flanco de Nyquist.

Considerando a portadora de F.I. de vído como F_o, as bandas laterais ficam assim distribuidas: banda lateral superior de 45,75 MHz até 46,50 MHz; banda lateral inferior de 45,75 MHz até 41,25 MHz (portadora de som)

B - Os Circuitos de F.I.

O primeiro filtro de F.I., é formado por L 905 // C 913 e a capacidade de saída de T 902. A frequência de ressonância é pré-ajustada pela variação do núcleo em 44,00 MHz. Esse filtro é amortecido por R 915 para obtenção da largura de faixa adequada.

O segundo filtro (TRAP) é formado pelo conjunto série C202, L 201, ajustado em 41,25 MHz. Esta ressonância série forma um "vale", o que possibilita a formação do pedestal de som, posioionando assim, a portadora de som no ponto correto da curva de resposta de F.I. (16%).

C 203 forma uma ressonância paralela com L 201, cujo efeito é uma subida rápida da curva. Vide fig. 9. O acoplamento entre o seletor e T 201 é feito por C201. A base de T 201 está ligada através de R 202 a tensão de CAG, que tem por finalidade mudar a tensão base-emissor. Quando esta tensão é alterada, altera-se também a característica do transistor, o que possibilita controlar o ganho do estágio.

O terceiro filtro (FI 203) é constituido por L 203 em paralelo com C 209 e C 210. O acoplamento para T 202 é capacitivo. C 209 e C210

formam também um adaptador de impedâncias para entrada de T202. A F.I. 203 é um transformador de sintonia única ajustado em 44,00 MHz.

O quarto filtro (F.I. 204) é constituido por L 204, C 214 e C 215, ajustado pela variação do núcleo em 44,00 MHz. Assim como o está - gio precedente, é de sintonia única.

O acoplamento para o estágio seguinte é feito através de C 214 que com C 215 adapta a impedância de entrada para T 203. R 210 amortece o filtro para dar a largura de faixa adequada.

C - Estágio Final de F.I. de Vídeo

A F.I. L 205 (Estágio Final de F.I. de Vídeo) está composta por L 205 - L 206 (primário e impedância de carga de T 203). O secundário está formado por L 207 e L 208, sendo que L 205 e L 208, formam um transformador de sintonia dupla.

L 206 - L 207 estão fortemente acoplados a este acoplamento e ajustado por um núcleo de ferrite. A finalidade desse dispositivo é - proporcionar a largura total da curva de F.I. vídeo. Quanto mais forte for o acoplamento maior será a largura de faixa e vice-versa

III.4-DETETOR DE VÍDEO

A - Generalidades

O detetor de vídeo tem duas finalidades.

a) como retificador do sinal de F.I. de vídeo em cuja saída aparece a envolvente da modulação. Essa envolvente é o sinal composto de vídeo e contém toda informação necessária para a reprodução da imagem.
b) como conversor de frequência para F.I. de som (4.5 MHz)

B - Funcionamento

A corrente que circula por D202 corresponde as variações de amplitude do sinal de vídeo produzindo uma queda de tensão na impedância de carga (R215 em série com L209). Essa tensão retificada de polaridade negativa, é acoplada ao primeiro ampliador de vídeo T 204.

L 209 forma um circuito compensador paralelo para as frequências altas e L 210 constitui uma compensação série. A bobina L 215 e

as capacidades associadas ao circuito, formam uma rede de filtragem para a portadora de vídeo (45,75 MHz) que ainda aparece na saída de D202.

Sabemos que o sinal correspondente ao som vem posicionado entre portadoras. Esse sinal é obtido no detetor pelo batimento entre a portadora de vídeo (45,75 MHz) e a portadora de som (41,25 MHz). Desse batimento surge a frequência de 4,5 MHz que á acoplada capacitivamente a um circuito sintonizado para posterior demodulação.

III.5-AMPLIADOR DE VÍDEO

A finalidade desse estágio é exclusivamente ampliar o sinal retirado do detetor até aproximadamente 100 Vpp.

Como qualquer ampliador de faixa larga a resposta de saída em frequência não é linear. Sabendo que a faixa de passagem de vídeo esta compreendida entre 0 e 4,2 MHz e que as frequências mais altas correspondem aos detalhes da imagem (definição), é necessário que o sinal correspondente a essas frequências não sofra atenuação.

Essa atenuação é provocada pelas reatâncias capacitivas, na entrada e saída do circuito, formando filtros que atenuam as altas frequências. Para que tal inconveniente seja evitado utiliza-se um processo denominado compensação.

Existem três tipos de compensação: paralelo, série e série e paralelo.

1a.) - Entende-se por Compensação Paralelo, a associação de um elemento indutivo em paralelo, com as capacitâncias parasitas e em ressonância com a frequência de corte superior do filtro. (Vide fig. 10a). Dessa maneira, conseguimos cancelar o efeito da reatância capacitiva, mantendo constante a impedância de carga e o ganho do circuito para as frequências compreendidas entre 0 à 4,2 MHz Eliminamos assim as perdas dos detalhes, na imagem.

2a.) - Por Compensação Série, entende-se a associação de um elemento indutivo em série com as capacitâncias de entrada e saída. Essa associação faz com que o valor da capacitância fique dividida em duas partes menores, o que proporciona também, uma compensação para altas frequências. A fig. 10b (pág. 22) mostra a montagem dessa compensação, e a fig. 11 (pág. 22) o seu gráfico.

3a.) - Por último, teremos a compensação série e paralelo, que como o nome indica é uma associação das duas primeiras, e que proporciona uma compensação ainda maior, quando se fizer necessário. A fig 11 nos mostra um gráfico relativo da atuação das diversas compen

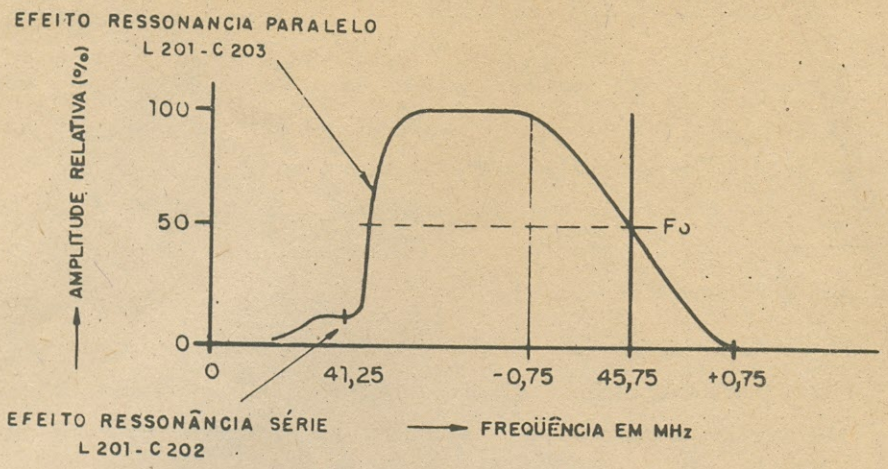


fig. 9

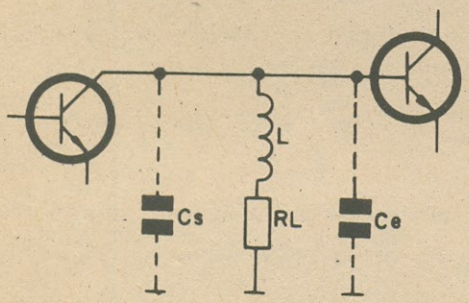


fig. 10 a

Cs = Capacitância na saída
Ce = Capacitância na entrada

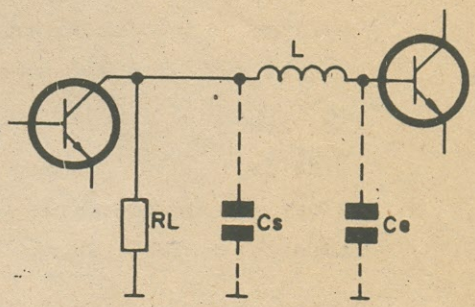
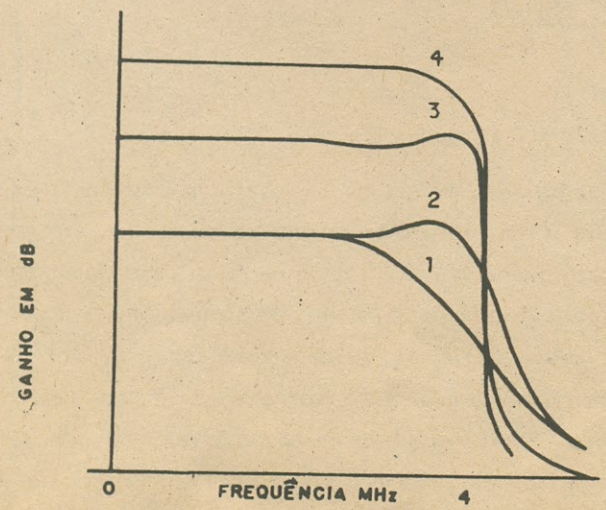


fig. 10 b



1 SEM COMPENSAÇÃO
2 COMPENSAÇÃO PARALELO
3 COMPENSAÇÃO SÉRIE
4 COMPENSAÇÃO SÉRIE PARALELO.

fig. 11

sações.

A - Funcionamento do Ampliador de Vídeo

O transistor T204 montado como seguidor de emissor para o acoplamento com T205, proporciona alto ganho em corrente e não carrega o diodo detetor pela alta impedância de entrada. De seu coletor é retirado o sinal composto de vídeo ampliado e com fase invertida (sincronismo positivo) para os circuitos Separador de Sincronismo e CAG. O som é retirado da base de T204.

Em série com o emissor será intercalada a FI 206 sintonizada em 4,5 MHz, cuja finalidade é eliminar resíduos dessa frequência para que não atinjam o catodo do cinescópio, o que provocaria uma modulação do feixe, que no tubo de 23 polegadas resultaria em um pontilhado nas linhas de aproximadamente 1 milímetro.

T205 montado em emissor comum é o estágio final do ampliador de vídeo. Esta montagem fornece um alto ganho, necessário para excitação do cinescópio. O acoplamento para V201 (cinescópio) é feito através de R233, C225 e D203, sendo R231 responsável pela polarização de catodo do cinescópio.

O controle de contraste (R223) montado em ponte não altera a polarização DC de T205, apenas adiciona mais ou menos informações de sinal de vídeo.

C224 em série com R228 e em paralelo com R227 vai proporcionar um certo reforço nas frequências mais altas, pronunciando mais os contornos verticais. A reatância capacitiva de C224 diminui à medida que aumenta a frequência do sinal de vídeo proporcionando assim, uma realimentação menos efetiva nessas frequências.

III.6-BRILHO MÉDIO E CONTROLE DE BRILHO

O sinal de vídeo é transmitido com uma componente D.C. que indica o nível de brilho médio nas diferentes cenas.

A conservação dessa componente vai depender do tipo de acoplamento dos estágios amplificadores. Se o acoplamento for capacitivo, a componente D.C. ficará bloqueada, precisando-se de um dispositivo adicional para a sua recuperação. Esse dispositivo é denominado "restaurador de componente DC". Em nosso aparelho, esse dispositivo não é necessário, porque o acoplamento é direto desde o detetor até o cinescópio. Isto acontece enquanto o controle de brilho (R 606) estiver numa posição tal que, a tensão no catodo do cinescópio for menos positiva que a tensão no coletor de T-205 (aproximadamente 0,6V) ou seja, a tensão de barreira de D203.

Sabemos que o controle de brilho altera a polarização da grade do cinescópio, acarretando uma diferença de potencial nos extremos de R231. Essa diferença de potencial é consequência da maior ou menor corrente que circula pelo catodo. Quanto maior corrente circular pelo catodo maior brilho haverá no tubo. Essa tensão estabelece o ponto de trabalho instantaneo do cinescópio para diferentes cenas, sejam estas escuras ou claras, possibilitando a reprodução de diferentes gradações de cinzas.

Assim, enquanto a tensão do coletor de T205 for mais positiva que o catodo de V201 (tubo), o diodo D203 conduz fazendo circular uma corrente por R231, que é função da amplitude do sinal composto de vídeo. Essa corrente polariza V201 instantaneamente e reproduz a imagem com o brilho médio original do sinal captado pela câmera nos estúdios da estação transmissora. Esse acoplamento é direto, pois a corrente predominante, responsável pela polarização de V201, provêm do próprio sinal de vídeo. A fig.12(p.25) ilustra a circulação dessas correntes. Podemos chamar de I a corrente correspondente ao sinal e de I' a corrente de catodo, determinada pelo controle de brilho. Nota-se que I é bem maior que I'. Se colocarmos o controle de brilho (R606) no ponto máximo, haverá maior circulação de corrente I' fazendo com que a tensão em R231 suba. Nesse instante D203 vai conduzir menos tendendo para o corte.

Estando D203 cortado o acoplamento para o cinescópio é feito através de C225, (acoplamento capacitivo). Nesse ponto o brilho médio é alterado, e o que deveria ser preto na imagem, torna-se cinza. Naturalmente esse não é o ponto de trabalho correto.

O fato de no controle de brilho máximo, o circuito passar para acoplamento AC, faz que com o fenômeno de realimentação negativa, provocada pelo R231, a corrente do catodo não suba muito. Assim com o controle de brilho máximo, o circuito "freia" automaticamente a corrente exagerada de catodo, evitando com isso o branco "prateado", o que causaria a redução do tempo de vida do cinescópio.

O controle de brilho R606 atua como segue: um extremo do potenciômetro está ligado a R605, que por sua vez está ligado a C602 e a lâmpada Neon (La101). C 602 tem uma tensão negativa armazenada pelo funcionamento da lâmpada Neon. No outro extremo temos R608 ligada a U4 (240V). Quando o cursor de R 606 estiver no lado de R608 haverá brilho máximo; e quando estiver no lado oposto junto a R605 a tela permanecerá escura, pois a grade estará polarizada mais negativamente em relação a seu catodo.

III.7-APAGAMENTO DO RETRAÇO HORIZONTAL E VERTICAL

Os pulsos de apagamento horizontal e vertical tem por finalidade extinguir o feixe durante o período de retraço, após ter varrido uma linha ou

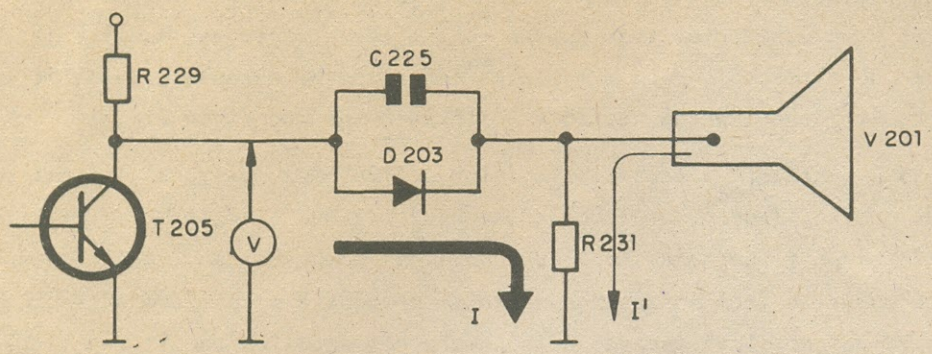


fig. 12

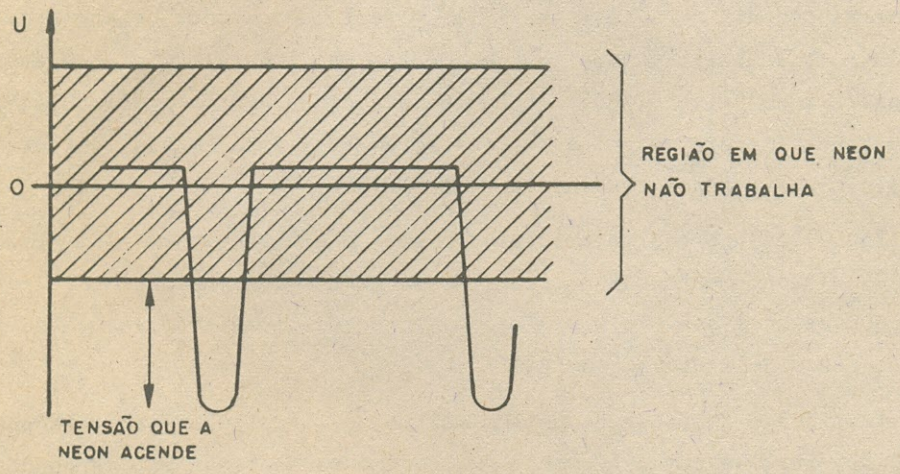


fig. 13

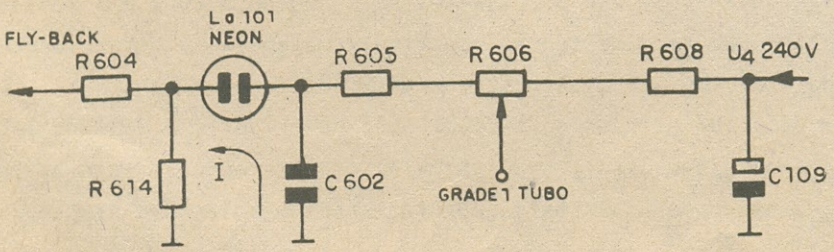


fig. 14

um campo. Esses pulsos aplicados ao catodo ou a grade do cinescópio não garantem a total extinção do feixe pois nem sempre o sinal da estação - chega perfeito ao receptor.

Também haverá deficiência no apagamento do feixe, durante a ocorrência de três seguintes condições:

- quando o controle de brilho estiver na posição máxima,
- quando o controle de contraste estiver na posição minima,
- quando o contraste estiver "diminuido" devido a um sinal fraco.

Para que seja eliminado esse inconveniente, são aplicados pulsos de retraço adicionais de maior amplitude, que reforça a função de apagamento.

Esses pulsos são retirados do transformador de saída vertical para o apagamento no sentido vertical e do transformador de saída horizontal para apagamento no sentido horizontal.

Tanto os pulsos verticais como os horizontais de polaridade negativa são aplicados a grade 1 do cinescópio (V201).

Os primeiros, através de R601, C601, R603, C603 e os últimos através de R602 e C603.

III.8-APAGAMENTO DO PONTO RESIDUAL

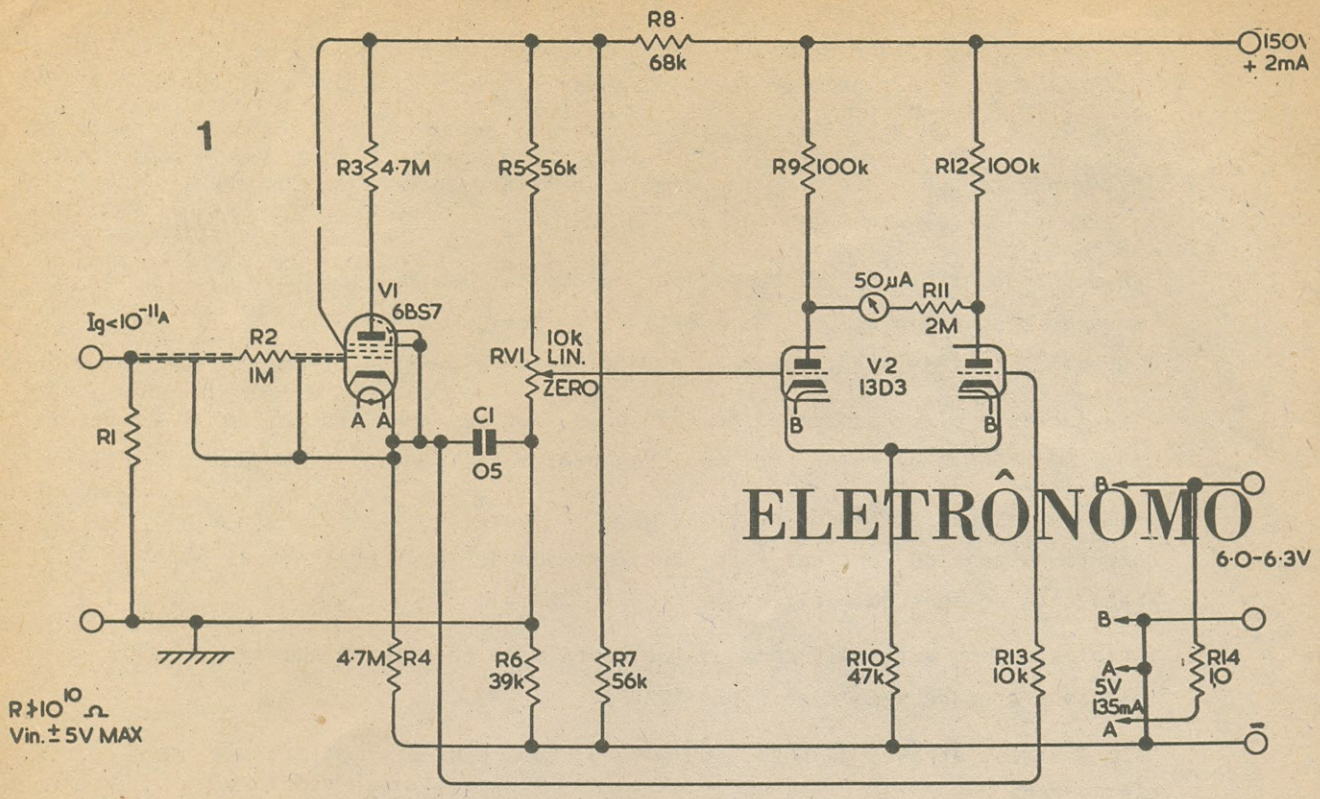
Ao ser desligado o aparelho, as correntes dente de serra nas bobinas defletoras são interrompidas quase instantâneamente, porém o cinescópio - permanece com uma certa tensão armazenada no seu anodo. Nesse intervalo o catodo ainda permanece incandescente emitindo uma certa quantidade de eletrons. Esses eletrons acelerados pela tensão armazenada no anodo do "tubo" são projetados no centro da tela em forma de ponto luminoso. Tal ponto pode ocasionar a queima do fósforo. Alguns televisores possuem um dispositivo para acelerar essa emissão, enquanto ainda há corrente de deflexão nas bobinas defletoras.

O chassi U possue um dispositivo para essa finalidade, utilizando uma lâmpada Neon que funciona com alimentação do pulso de retraço horizontal

A - Funcionamento do Circuito

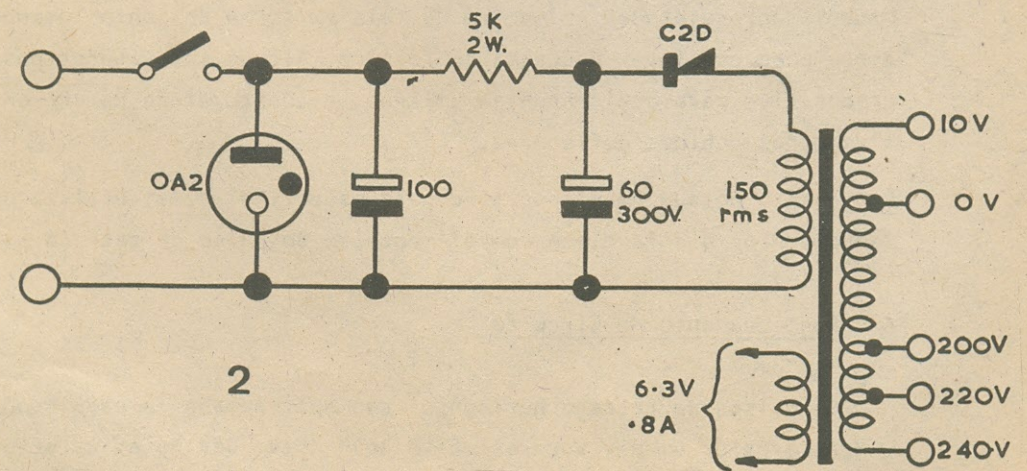
Os pulsos de retraço horizontal são aplicados à lâmpada Neon(La 101) através de um divisor resistivo R604-R614. Devido as características da lâmpada Neon, esta só acenderá quando esses pulsos negativos atingirem uma certa amplitude. Vide fig. 13 (pag. 25)

Durante o funcionamento, haverá uma circulação de corrente no sentido C602 à La 101, carregando o capacitor negativamente. Vide fig. 14 (pag. 25)



Um eletrômetro é um instrumento indicador de tensões ou voltagens que tem a propriedade de consumir praticamente nenhuma corrente. Para certas medidas de eletricidade estática, de observações em laboratórios, biologia etc, um eletrômetro é de inestimável valor.

Damos aqui o circuito completo de um eletrômetro, cujo original é de autoria da fábrica BRIMAR e que utiliza a válvula 6SB7. Esta válvula pode operar com uma corrente de grade menor do que 10 micromicroamperes. Notem que esta debilíssima corrente só é possível em circuitos usando válvula, já que operam em voltagem ou tensão. Um eletrômetro desta natureza não seria possível com semicondutores.
Na figura 1 temos o esquema do eletrômetro e na figura 2 a fonte de alimentação.



2

CUIDADOS ESPECIAIS.

Para se obter a mais baixa corrente de grade, as seguintes precauções devem ser tomadas:
1º – A alta tensão deve ser aplicada somente alguns minutos depois da tensão de filamento ligada e a válvula devidamente aquecida.
2º – A válvula deve operar em absoluta escuridão, com relação à luz exterior. A blindagem ou proteção para este fim não deve refletir a luz do filamento.
3º – O vidro da válvula deve estar absolutamente limpo.
4º – Só depois de 30 minutos de ligado é que o aparelho deve ser considerado como termicamente equilibrado e pronto para efetuar medidas.

CONSIDERAÇÕES GERAIS.

Algumas válvulas 6SB7 não servem para aplicações em eletrômetros pois têm um valor alto para a corrente de grade. Cerca de 10% das válvulas deste tipo exibem esta caraterística. Quase 70% das válvulas deste tipo possuem corrente de grade inferior a 10 micromicroamperes.
Um instrumento desta sensibilidade deve ter cuidados especiais de construção e operação. As pontes isoladas, comuns, usadas para suportar os componentes, quase sempre construídas de material isolante de baixa qualidade introduzem muitas fugas, quando se trata de valores usados em eletrômetros. É preferível utilizar acrílico, porcelana e materiais semelhantes para servir de ponto de apoio aos componentes. Os terminais de entrada devem ser de alta qualidade. Os tipos comuns para pinos banana têm muitas perdas.

O controle RV1 é para situar o instrumento a zero antes de se iniciarem as medições.

A voltagem máxima que pode ser medida, com os valores indicados, é de 5 volts. A corrente de grade é menor que 10 micromicroamperes, e o valor de R1 deve ser elevadíssimo, acima de 100.000 megohms. Daí ser compreensível a alta isolação que devem ter os terminais e suportes do material e limpeza do bulbo da válvula etc., para evitar que a poluição do meio ambiente forme uma película condutora que dentro das circunstâncias do instrumento, praticamente "curto-circuito" o mesmo.

Repetimos que este eletrômetro é um instrumento para medidas sensíveis, tipo laboratório e não para bancada, para verificação de tensões de receptores e transmissores.

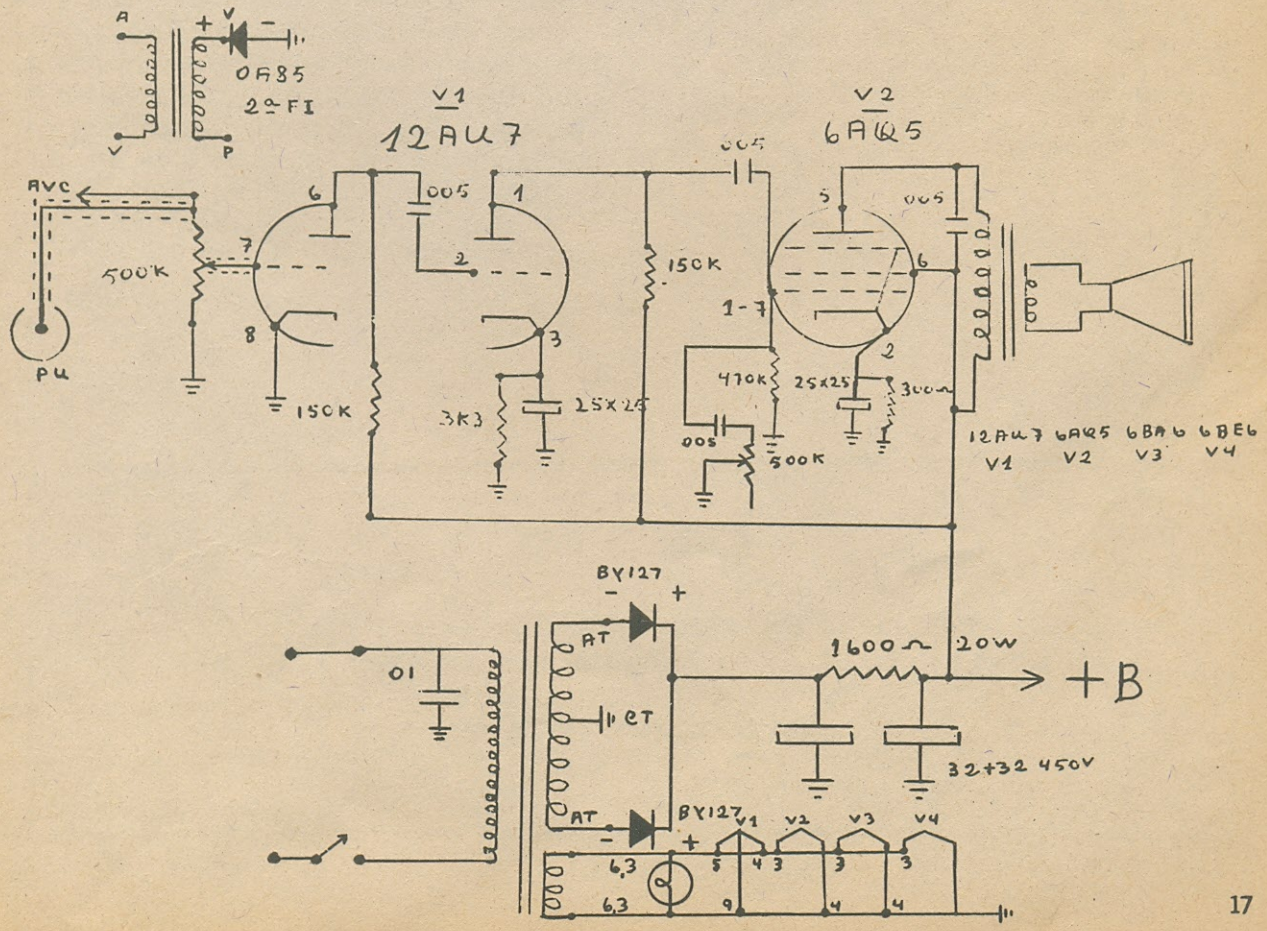
Todos os componentes devem ser de ótima qualidade, os resistores de 1/2 w., alta estabilidade, 10% de precisão e os condensadores de poliester (no caso de C1) e eletrolíticos no circuito da fonte. O diodo C2D pode ser o BY 126. O transformador deve fornecer uma corrente de 50 mA a 150 volts para alta tensão.

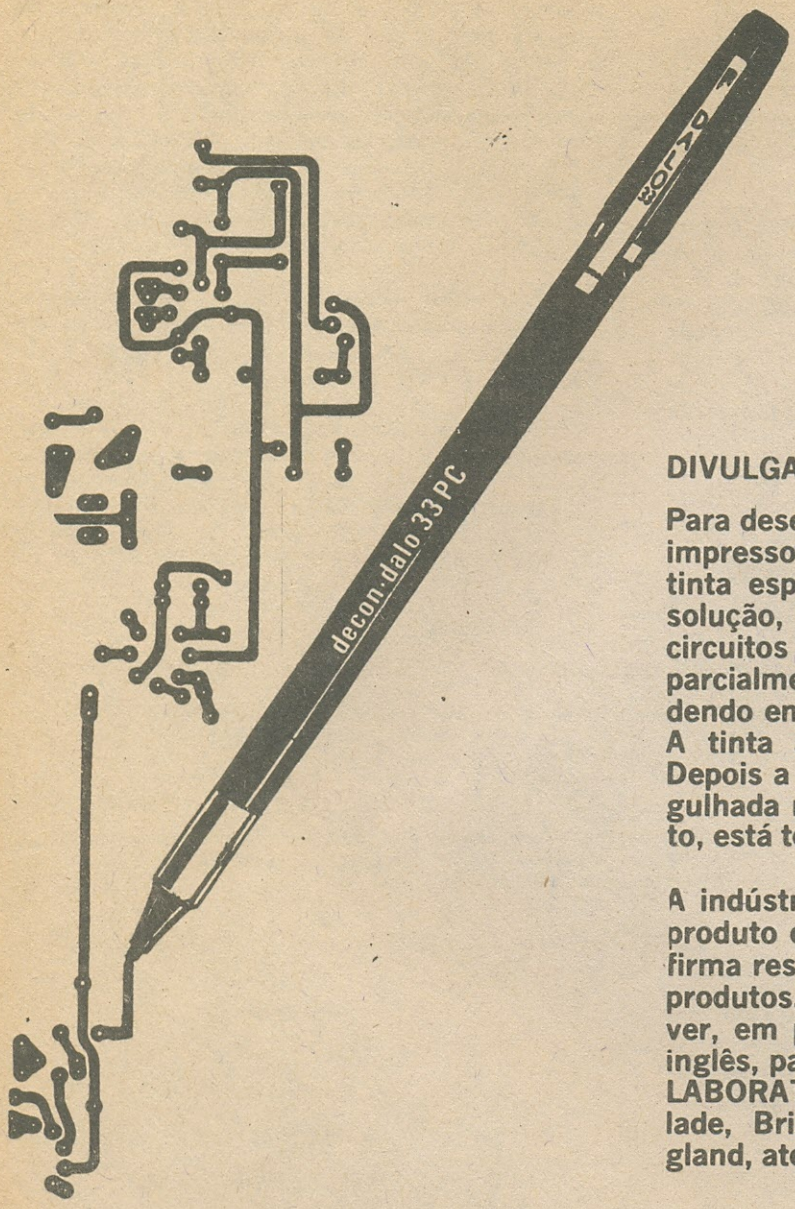
AMPLIFICADOR À VÁLVULA

Colaboração do leitor Antônio Venâncio Castilho - Vila Kosmos, Rio

Nosso Amigo-Leitor nos envia o presente esquema e diz em sua carta: "Aproveito a oportunidade de enviar-lhe um esquema de um circuito que consegui desenhar e experimentá-lo com excelentes resultados. Às vezes o técnico é obrigado a montar ou fazer modificações na saída da válvula e este circuito é simples e de muito rendimento. Apesar dos transistores há muitos técnicos que gostam ou preferem circuitos a válvulas..."

O leitor fornece todos os dados. O transformador de saída é condicionado pelo alto-falante a ser usado. As páginas de nossas revistas estão abertas a nossos leitores. Solicitamos apenas que enviem um desenho em papel branco, com traços em tinta (esferográfica ou nanquim) preta.





DIVULGAÇÃO

Para desenhar sobre o cobre, os circuitos impressos, esta caneta, que possui uma tinta especial, é realmente uma grande solução, não só para execução de novos circuitos como na reparação de circuitos parcialmente destruidos, como está sucedendo em grande número de TV a cores. A tinta adere perfeitamente ao cobre. Depois a lâmina assim desenhada é mergulhada na solução ácida, lavada e pronto, está terminado o circuito impresso.

A indústria inglesa responsável por este produto está procurando, no Brasil, uma firma responsável, para representar seus produtos. Os interessados podem escrever, em papel timbrado, a máquina, em inglês, para o seguinte endereço: DECON LABORATORIES LTD, Ellen Street, Portslade, Brighton, Sussex, BN4 1EQ, England, atention Mr. P. Taylor.

CADASTRO

Envie seu nome e endereço completos para registro **grátis** no cadastro, a fim de se habilitar ao recebimento de informações e folhetos técnicos.

C. Postal 2483 — ZC-00
20.000, GB

A CALIBRAÇÃO DE RECEPTORES DE RÁDIO SUPERHETERODINOS

Um receptor de rádio, a fim de poder nos proporcionar o máximo de seu rendimento, deverá estar perfeitamente calibrado.

Chama-se "calibração" a operação de ajuste dos diversos circuitos sintonizados a fim de mantê-los em ressonância nas frequências para as quais foram projetados. Um ajuste incorreto poderá causar baixa sensibilidade, pouca seletividade ou distorção. Convém lembrar entretanto, que tais defeitos poderão também ter outras causas além da calibração incorreta.

Assim sendo podemos dizer que um receptor de rádio deverá ser calibrado (ou re-calibrado) nos seguintes casos :

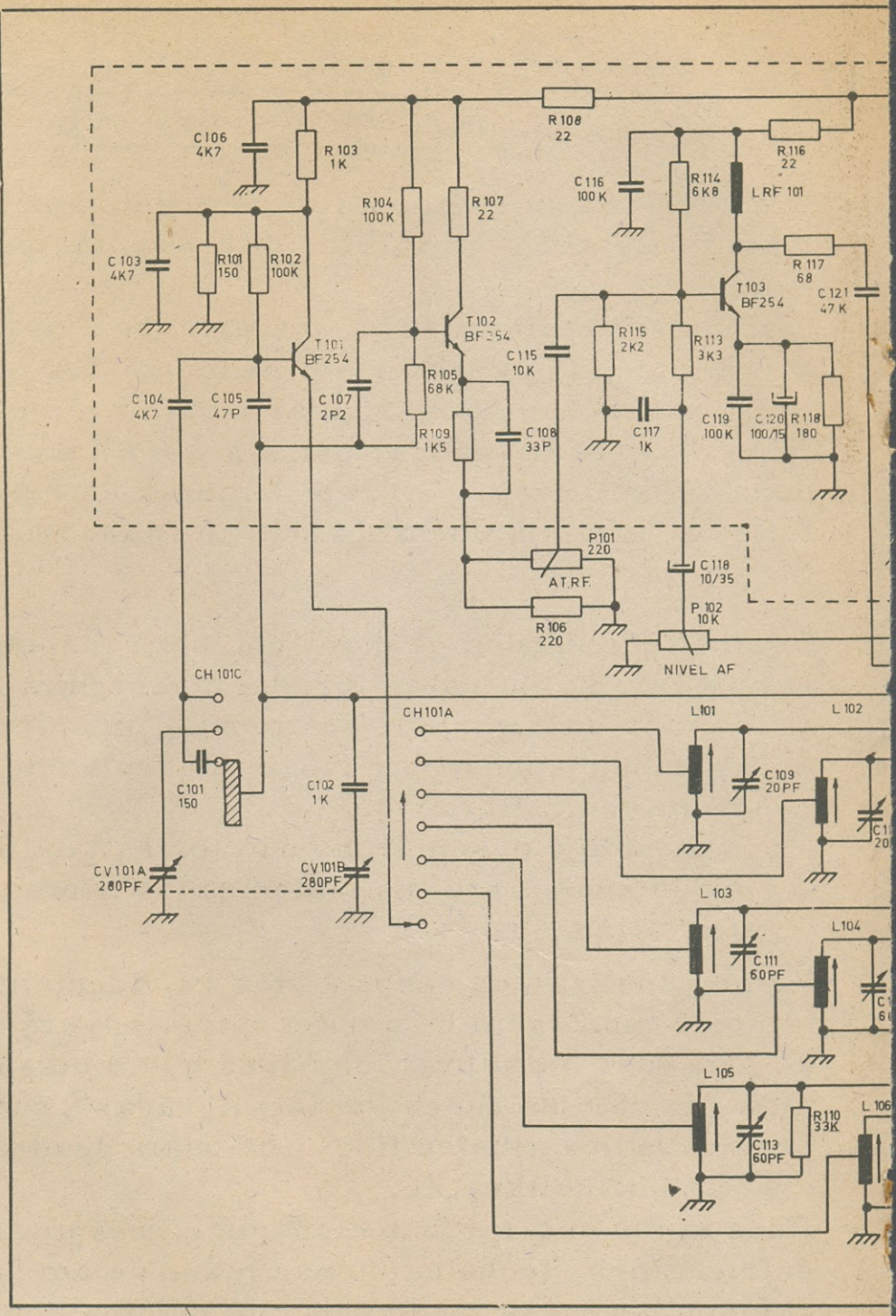
- -Após o término de sua montagem
- -Quando apresentar sinais evidentes de que foi "mexido" em sua calibração.
- -Quando o desempenho não for satisfatório e tudo indicar que seus circuitos sintonizados não estão perfeitamente alinhados.

Vamos analizar os casos acima : Evidentemente após o término da montagem de um receptor, haverá necessidade de se proceder à calibração. Ainda que o mesmo tenha sido montado com unidades "pré-calibradas", sempre haverá necessidade dos ajustes finos os quais deverão seguir as normas da boa calibração.

Pode também ter acontecido que o receptor, com o qual nos defrontamos, tenha caído nas mãos de um "apertador de parafusos", necessitando portanto de uma completa re-calibração.

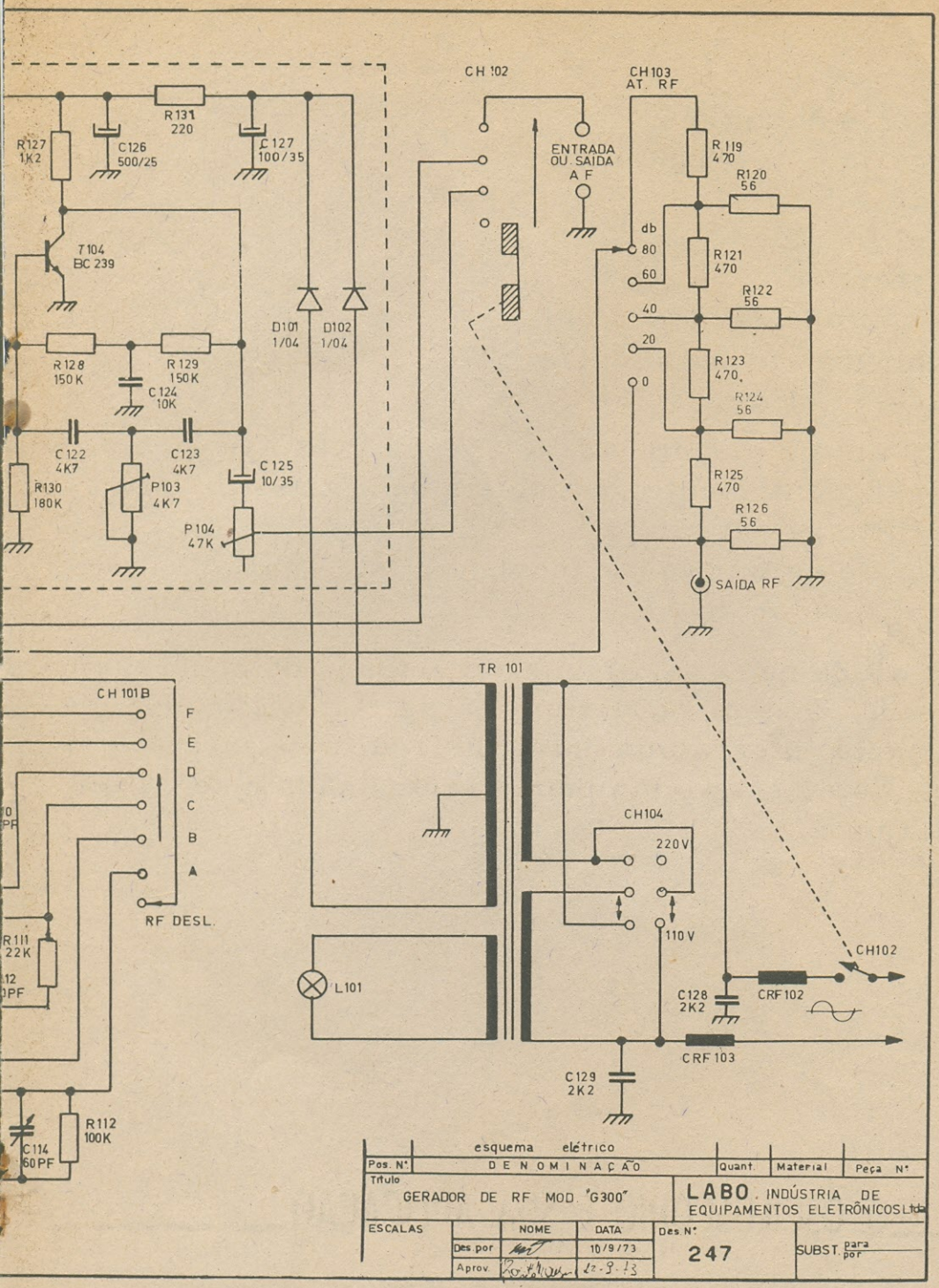
Outras causas entretanto, poderão contribuir para que um receptor tenha sua calibração alterada: Alteração no valor dos componentes associados aos circuitos sintonizados, acúmulo de sujeira e humidade nas bobinas, "trimmers" e condensador variável, ou mudança da posição dos núcleos e parafusos dos "trimmers" devido à trepidação.

LABO INDÚSTRIA DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA.
RUA MADEIRA Nº 28 SÃO PAULO - BRASIL - TELEFONE 228-0224



Considerações Gerais :

São utilizados normalmente, vários processos para a calibração de receptores de rádio. Estes processos podem diferir ligeiramente uns dos outros, mas todos possuem o mesmo objetivo, isto é, o perfeito alinhamento dos circuitos sintonizados a fim de se obter o máximo desempenho do aparelho.



Nossa intenção neste resumo, é a de dar uma orientação quanto aos princípios da calibração bem como a de alertar o leitor em face de certas regras e cuidados a serem observados.

Um receptor de rádio, seja ele à válvulas ou transistorizado, é normalmente constituido das seguintes unidades funcionais:

1-Circuito de antena
2-Circuito do oscilador local
3-Misturador
4-Amplificador
5-Detetor
6-Pré-amplificador de áudio
7-Amplificador de potência
8-Fonte de alimentação

Das unidades acima mencionadas, apenas três são sintonizadas e, consequentemente, passíveis de ajustes. São elas:

1-Circuito de antena
2-Circuito de Oscilador local
4-Amplificador de FI

Lembramos ainda que, em alguns receptores de construção mais elaborada, podem existir um estágio amplificador de rádio-frequência intercalado entre o circuito de antena e o misturador. Este estágio também é sintonizado e necessita portanto de ajuste.

O OSCILOSCÓPIO E SUA APLICAÇÃO

Cr$ 10,00

Já nas bancas este importante livro que ensina ao técnico como usar o osciloscópio. Escrito de modo claro, sem complicações, mostra como aplicar o osciloscópio para medidas em rádios, transmissores TV, TVC, alta fidelidade, estéreo, quadrafonia, circuitos eletrônicos etc. Primeira obra em português. Escrita pelo veteraníssimo que todos leitores de publicações técnicas já conhecem A. FANZERES.

Cx. Postal 2483 — ZC-00 20 000, Rio, GB

Calibração :

É sempre conveniente ter-se às mãos o manual ou, pelo menos, as indicações do fabricante do receptor a ser calibrado sôbre as frequências em que se deve proceder aos ajustes.

Iniciamos sempre a calibração de um receptor de rádio pelo estágio de FI. Liga-se o cabo do gerador de sinais diretamente à grade de controle da válvula conversora (se o receptor for à válvulas) ou à base do transistor conversor (se o receptor for transistorizado). Em paralelo com o alto-falante, ligamos o voltímetro de C.A., que nos servirá de indicador de nível de saída. Seu uso, apesar de não ser indispensável, é bastante recomendável uma vez que a indicação visual é (na maioria dos casos) mais confiável do que a indicação audível.

Liga-se o receptor e abre-se totalmente os controles de volume e tonalidade. A chave de ondas (se houver)deverá ser comutada para a posição de ondas médias e o condensador - variável deverá estar sintonisado próximo ao início da faixa evitando-se entretanto a captação de qualquer emissora, o que viria perturbar o processo de calibração.

O gerador de sinais, que já deve estar ligado há cerca de 15 minutos, deverá ter o atenuador totalmente aberto e a modulação interna ligada. Esse período de pré-aquecimento do gerador de sinais é necessário a fim que êle atinja a temperatura normal de trabalho, evitando-se assim os desvios de frequência que normalmente ocorrem nos primeiros minutos de aquecimento. Será então comutado para a faixa - que abranja o valor de FI do receptor. Uma vez sintonizado nesta frequência (geralmente 455 KHz), ouvir-se-á o som de modulação no alto-falante e o ponteiro do voltímetro indicará uma deflexão qualquer. Se isto não acontecer, é sinal de que os transformadores de FI estão completamente fora de sintonia (estamos supondo que o receptor não apresenta - defeito nenhum, a não ser a necessidade de ser calibrado).

Procede-se então ao ajuste dos "trimmers" ou núcleos dos transformadores de FI para máximo sinal no alto-falante . Se não conseguirmos nenhum resultado, ligamos então a ponta de prova do gerador de sinais na grade da válvula amplificadora de FI (ou na base do transistor) e sintonizamos o último transformador de FI. Após esse procedimento ligamos novamente a ponta de prova do gerador de sinais na grade da válvula (ou na base do transistor conversor), ajusta-se então o atenuador do gerador de sinais até o ponto em que o sinal no alto-falante seja apenas audível e o ponteiro do voltímetro indicar apenas uma ligeira deflexão.

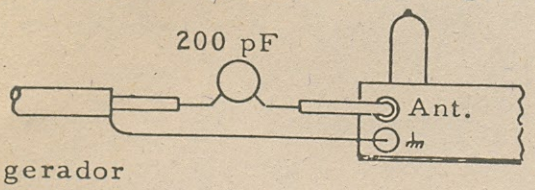


figura nº 2

Os ajustes deverão ser feitos nas seguintes sequências: Parte-se do secundário do último transformador de FI até se chegar ao primário do primeiro transformador. Esta operação deverá ser repetida de duas a três vezes a fim de obter uma perfeita sintonia dos transformadores de FI.

É absolutamente necessário que se mantenha durante todo o processo de calibração, o nível do sinal no gerador sempre no mínimo a fim de evitar que o C.A.G. do receptor entre em funcionamento, ou que um sinal demasiadamente forte possa saturar o amplificador de FI. Lembramos mais uma vez, que o contrôle de volume do receptor deve estar sempre no máximo e que o ajuste da intensidade do sinal deve ser feito exclusivamente por intermédio do atenuador do gerador de sinais.

Terminada a calibração do estágio de FI, passa-se a calibração da faixa de ondas médias, procedendo-se da seguinte maneira :

Liga-se o cabo do gerador de sinais à antena do receptor através de um condensador de 200 pF (ver fig. 2). Este condensador tem por finalidade servir de antena artificial, isto é, apresentar ao circuito de antena do receptor a mesma carga que seria apresentada por uma antena real.

Sintonisa-se o gerador de sinais para o limite inferior da faixa de OM de acordo com as especificações do fabricante (suponhamos 530 KHz), e com o variável totalmente fechado ajusta-se o núcleo da bobina osciladora de OM até que se obtenha o máximo sinal de saída. Passa-se então a sintonia do gerador de sinais para o limite superior da faixa (digamos 1600 KHz) e, com o variável totalmente aberto, ajusta-se o "trimmer" da bobina de OM até que se obtenha o máximo sinal na saída.

Repete-se estas operações até que os limites da faixa estejam perfeitamente fixados de acordo com as especificações.

Passa-se agora à calibração de antena de OM. Essa calibração deve ser feita nas frequências de rastreio (também determinadas pelo fabricante) às quais geralmente estão ao redor de 600 e 1400 KHz.

Sintonisa-se o gerador de sinais e ajusta-se o núcleo da bobina de antena de OM até que se obtenha a máxima saída. No caso de receptores mais antigos, nos quais se utilizavam bobinas com núcleo de ar, este ajuste deverá ser efetuado por meio do "padder". Passa-se então à sintonia de ambos para 1400 KHz e ajusta-se o "trimmer" da bobina de antena de OM até que se obtenha também a máxima saída. Repete-se algumas vezes estas operações.

Isto feito estará terminada a calibração das faixas de ondas médias.

Para se calibrar a faixa (ou faixas) de ondas curtas procede-se basicamente da mesma maneira que se procedeu com a faixa de OM, isto é, ajusta-se primeiro o circuito do oscilador local nos limites da faixa e posteriormente o circuito de antena nas frequências de rastreio.

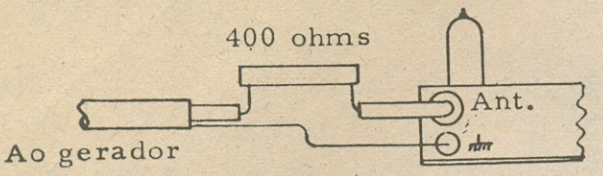


figura nº 3

Para a calibração das ondas curtas, a antena artificial será constituida por um resistor de 400 ohms (ver fig. 3)

Cuidado especial deverá ser tomado a fim de que o sinal "imágem" não seja confundido com o sinal real. Assim sendo, se injetarmos no receptor, com o auxilio do gerador de sinais, um sinal de 18 MHz, verificaremos que, ao sintonizarmos o receptor ao longo da faixa, encontraremos esse sinal em dois pontos: Um deles será em 18 MHz (que é o sinal real) e o outro 18.910 MHz, ou seja o sinal real mais duas vezes o valor de FI (que é o sinal imágem). Desta maneira quando estivermos calibrando a faixa de OC de um receptor, e encontrarmos o sinal do gerador em dois pontos, devemos considerar como real o sinal de frequência mais baixa.

O oscilador local do receptor, nas faixas de OC, sofre geralmente alguma influência do circuito de antena, assim sendo é aconselhável balancear-se ligeiramente a sintonia do receptor enquanto se procede ao ajuste do circuito de antena.

Se não tiver às mãos informações do fabricante com respeito às frequências de rastreio (para a calibração do circuito de antena) pode-se, sem risco de grande erro, localizá-las 20% acima do limite inferior da faixa á 10% abaixo do limite superior.

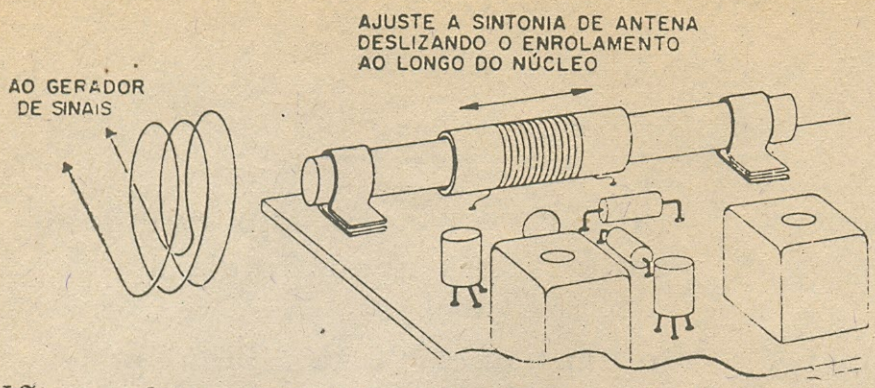


figura nº 4

Não se deve esquecer de que as indicações no dial deverão corresponder à frequência sintonizada. Faz-se essa verificação sintonizando-se o gerador de sinais em alguns pontos (digamos 550 KHz, 1000 KHz e 1500 KHz) e observa-se se as indicações no dial estão corretas. Só se deve mexer na posição do ponteiro se o seu percurso não estiver correto, isto é, se ele não atingir um dos extremos da faixa e ultrapassar o outro. Se o dial for original do rádio, se o percurso do ponteiro estiver correto e se a faixa foi calibrada nos limites de frequência estipulados pelo fabricante, então todas as indicações do ponteiro ao longo dessa faixa estarão automáticamente corretas.

Casos Especiais :

Nos casos de receptores dotados de antena de ferrite para a faixa de OM (geralmente receptores transistorizados) - procede-se da seguinte maneira para efetuar a calibração:

Injeta-se o sinal do gerador na antena de ferrite por meio de um acoplamento indutivo. Consegue-se isto ligando-se os terminais do gerador de sinais à uma bobina constituida de três ou quatro espiras de fio comum de ligação nº22 e com um diâmetro de cerca de 3cm (ver fig. 4) ajusta-se então o circuito oscilador da maneira convencional. O ajuste do circuito de antena, na parte inferior da faixa, é feito deslizando-se o enrolamento ao longo do bastão de ferrite até se obter o máximo sinal. Após este ajuste o enrolamento deverá ser fixado na posição com um pouco de cera. Na parte superior da faixa o ajuste é feito por meio do "trimmer".

LABO MODELO G-300

ESPECIFICAÇÔES

Faixas de frequência	:	180 KHz à 100 Hz subdivididas em 6 faixas fundamentais.
Modulação	:	Interna de 1000 Hz. Sinal pode ser modulado também externamente. Profundidade ajustável de 0 á 80%.
Saída de RF	:	Mínimo 300 mV quando os contrôles do atenuador para tôda a direita. Carga de 50 ohms.
Atenuador	:	Duplo, sendo um de regulação contínua e outro em 5 degraus de 20 dB cada um.
Exatidão de calibração	:	Melhor que 1,5 %
Alimentação	:	110 ou 220 V, 50 ou 60 Hz
Dimensões	:	Largura 295 mm, Altura 195mm, profundidade 170 mm
Peso	:	5 kg.
Consumo de energia	:	10 W

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O gerador de RF modelo 300 consiste de um oscilador de RF, um estágio "Buffer", um modulador e um oscilador de áudio.

Como pode ser visto no esquema, o transistor T101 é ligado como oscilador em arranjo "Bootstrap" operando em nível bem baixo para evitar a distorção do sinal de RF. O tanque que determina a frequência é localizado no circuito do emissor.
A realimentação que sustenta a oscilação, deriva do lado quente da bobina, passando pelo capacitor C105 para a base do T101.
O capacitor variável CV101 sintoniza o tanque nas faixas A e B com as secções A e B em paralelo. Nas faixas mais altas C101 - A é desligado. O circuito possue uma suave limitação de picos, tanto negativos como positivos, minimizando assim a distorção de RF. A amplitude do sinal é regulada automaticamente, e depende sómente da tensão de + B .

O seguidor de emissor T102 separa oscilador do controle de ajuste fino do atenuador P101, e do estágio modulador T103. Modulador opera pelo sistema Vander Byil como amplificador de ganho variável.
Indutor LRF101 combinado com R116 e C116, equaliza o ganho de estágio em tôda extensão da faixa de RF.

O sinal de 1000 Hz é gerado pelo oscilador de áudio T104. A regeneração é sustentada por intermédio do circuito de T paralelo RC, ligado entre coletor e a base.
Potenciômetro P103 ajusta o ganho do sistema, para se obter sinal de 1000 Hz com baixa distorção .

O sinal de áudio é conduzido via C125 ao P104 que serve para calibrar controle NIVEL AF, P102, que controla profundidade de modulação e saída de AF nos bornes.

Transistor T103 com os componentes adjacentes forma modulador Vander Byil.
O sinal de áudio proveniente do T104 passa por C118 e R113 atingindo base T103 que é alimentada também com sinal de RF fornecido pelo T102. O sinal de áudio polariza a base do amplificador de ganho variável T103 produzindo desta forma a modulação desejada.

O sinal de RF é encaminhado do coletor T103 via R117 e C121 para atenuador de 5 posições que reduzem a saída do sinal em 20, 40, 60 ou 80 dB.

O instrumento é alimentado por uma fonte retificadora de onda completa equipada com transformador universal de 110 e 220 Volts.

DESCRIÇÃO DE CONTROLES

FAIXAS — Na posição à toda a esquerda o sinal de RF é desligado. Nas outras posições as faixas de frequência seguem da seguinte forma:

A	180 KHz	530 KHz
B	530 KHz	1600 KHz
C	1,6 MHz	5,1 MHz
D	5,1 MHz	14 MHz
E	14 MHz	33,5 MHz
F	33,5 MHz	100 MHz

SINTONIA - Ajusta a frequência dentro da faixa escolhida.

ATENUADOR RF

Reduz a intensidade do sinal na saída conforme indicado nos dois controles.

SELETOR DE FUNÇÃO

Liga o instrumento e controla o modo de operação da seguinte forma:

DESL. — Remove energia elétrica do aparelho

RF — Remove modulação interna ou externa, de modo a proporcionar uma saída de RF pura e não modulada.

MOD. INT. — Liga o sinal de áudio gerado internamente, ao modulador de RF, fornecendo assim um sinal de RF modulado na saída de RF. A profundidade de modulação passa a ser controlada pelo controle de NIVEL.

ENTR. Nesta posição um sinal de áudio aplicado aos bornes ENTR. OU SAÍDA modula sinal de RF Proporcionando assim modulação externa.

SAÍDA Sinal de 1000 Hz é agora presente nos bornes ENTR. OU SAÍDA. Podendo ser regulada por meio do controle NIVEL a saída do mesmo.

CABO DE SAÍDA DE RF E TERMINAÇÃO DO MESMO

Utilizando o G-300 para calibração ou procura de defeitos nos receptores, torna-se necessário ligar um capacitor de isolamento (0.01 uF até 0.1 uF) em série com o condutor "quente" do cabo de saída.
Este capacitor vai proteger os resistores do atenuador contra eventual dano se o cabo for ligado aos terminais do receptor que comportem tensões elevadas.

Ao proceder as medições de sensibilidade do receptor ou calibração do circuito de antena recomendamos usar a ponta com terminação de "antena Dummy" de acordo com as normas do IEEE mostradas na figura nº 1. Esta ponta é fornecida opcionalmente sob denominação "Ponta com antena Dummy" PDG300.
Esta ponta também substitue arranjos mostrados na figura - nº 2 e figura nº 3.

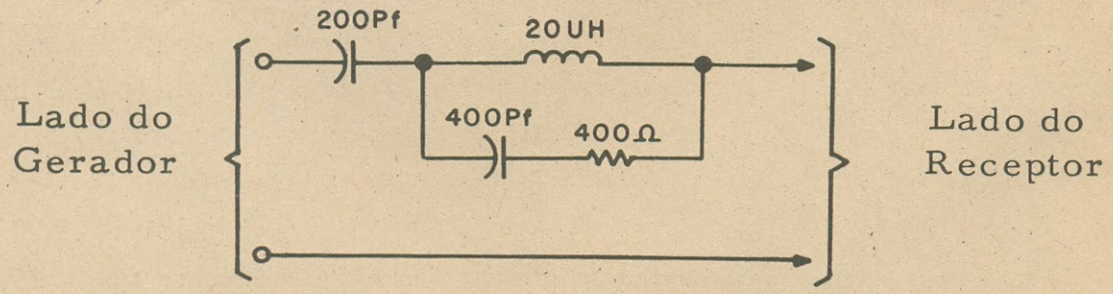
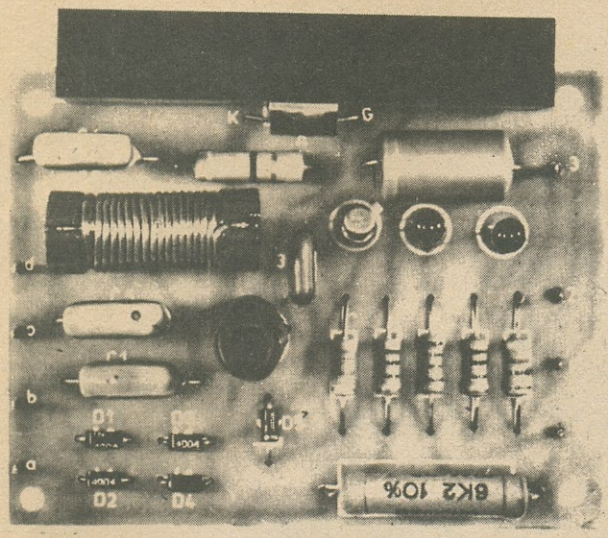


figura nº 1

IDIM Kit



REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO

Para nossos leitores, principalmente do interior, uma boa notícia. A Indústria e Comércio de Eletrônica "IDIM" Ltda. Av. Santo Amaro, 5186, tel. 61-6876, CEP 04702, Capital, SP, lançou uma série de conjuntos (kits) para execução de vários aparelhos. Os conjuntos são acompanhados de folhetos descritivos incluindo lista de material, esquemas, etc.

Por especial acordo com os proprietários da IDIM, vamos publicar esses folhetos visando a difundir mais uma novidade no mercado.

A IDIM fornece os kits pelo sistema de reembolso postal. Os leitores são convidados a citar nossa publicação quando escreveram para a IDIM.

- REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO

O REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO é um aparelho interessantíssimo - de mil e uma utilidades - que, além de regular de forma contínua a intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes, calor de resistências elétricas ou a velocidade de motores elétricos universais, com escovas (não de indução), permite fazer tudo isso também com tempo pré determinado e automaticamente.

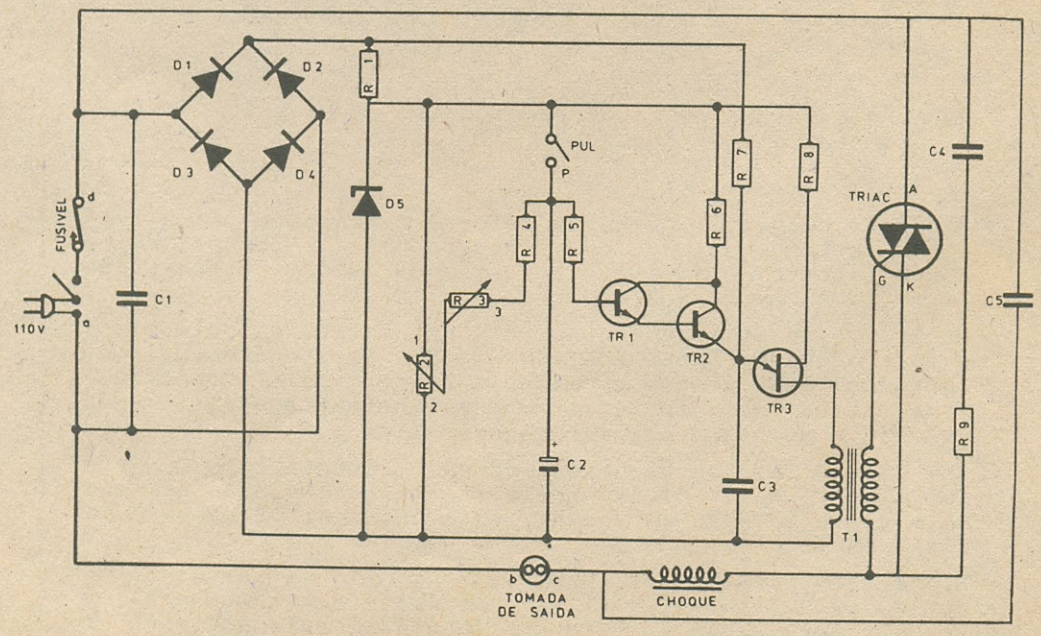
Imagine este aparelho colocado no quarto de crianças que não querem dormir sem luz, mas que com ela não conseguem dormir. Este aparelho permite satisfazê-las... bem como a seus pais. Irão elas para a cama com plena luz, que o aparelho a reduzirá gradativamente, de maneira imperceptível, até chegar ao nível previamente escolhido, que poderá ser a obscuridade total ou uma luz tênue para o resto da noite.

Ou então, que tal dar aquele "toque profissional" à sua sessão de projeção de "slides" ? Nos intervalos a sala se iluminará lenta e suavemente, sem o impacto da luz forte sobre os olhos acostumados à escuridão.

Pode-se também substituir o pouco prático relê de tempo que liga e desliga as luzes nos corredores dos prédios de apartamentos, garages, etc., que quase sempre nos deixa no escuro nos piores momentos. O IDIM-KIT 03 permite que, após apertar o pulsador, a luz se desvaneça lentamente, até um nível baixo, para pouco consumo, porém que ainda permita ver, ou até ao apagado total, como o desejarmos, sempre de maneira progressiva, que permita achar o pulsador em tempo, e ter luz máxima novamente, se necessário.

Igualmente, poderemos conectá-lo a um rádio-relógio, que acenderá as luzes do dormitório lentamente, pela manhã.

Acreditamos que, neste momento, o aficcionado já terá encontrado outras utilidades para este simpático aparelho.



CIRCUITO

Trata-se de um circuito para trabalhar em redes de 110 V. Desejando usá-lo em redes de 220 V, poder-se-á colocar na entrada um transformador-redutor de 220 V para 110 V e capacidade adequada.
A tensão contínua fornecida pelo circuito retificador em ponte, formado por D1, D2, D3, D4, e reduzida por R1 é estabilizada pelo diodo zener D5. Com o potenciômetro R2 determinamos o potencial desejado, com o que, através de R3 e R4, carregamos ou descarregamos o capacitor C2. O tempo que isto levará, será determinado por R3. A carga de C2 chega a C3 através de TR1 e TR2 que, em última análise, determinará o disparo do TR3, que gerará pulsos aplicados à "grade" do triac com o transformador T1.

MONTAGEM

Primeiramente coloque os componentes na placa do circuito impresso, soldando-os devidamente. Acompanhe o desenho existente na parte superior da mesma e a fotografia na capa deste manual.

Comece com os 8 terminais, continue com os resistores de carvão, capacitores (respeite a polaridade de C2) e o diodo D5 (também respeitando sua polaridade), todos em montagem horizontal, encostados contra a placa. Coloque os diodos D1, D2, D3 e D4, sem confundir a polaridade, e deixando um espaço de 3 mm entre eles e a placa. Ponha em seu lugar o transformador de pulsos T1 (veja que seus terminais estão distribuidos de maneira a facilitar a correta colocação).

Coloque o Choque (não esquecendo de raspar os fios de ligação, para eliminar o esmalte isolante) e o resistor de fio R1, deixando em ambos os casos uma separação de 5 mm entre eles e a placa, por serem componentes que geram calor.

Coloque e solde os transistores em seus lugares, introduzindo os terminais no circuito impresso, na mesma posição em que saem do corpo do transistor, deixando uma separação de 10 mm entre o transistor e a placa, e protegendo-os com um alicate ou pinça.

Agora, com parafuso e porca, prenda o triac ao radiador: toda a parte posterior do triac em contato com a parte externa do radiador. Deixando uma separação de 5 mm entre o radiador e a placa do circuito impresso, solde o triac em seu lugar.

Repasse todas as operações efetuadas, para certificar-se de que não cometeu enganos.

Na parte posterior da caixa coloque o plástico passa-fios e, em continuação, com parafusos pequenos e porcas, coloque o suporte do fusível, a tomada de saída e a placa isolante para os pulsadores.

Na frente da caixa coloque, no lugar indicado "potência", o potenciômetro R2 e, no "tempo", R3, prendendo-os firmemente com suas porcas e deixando os terminais para cima. Parafuse os knobs nos eixos dos potenciômetros fazendo coincidir as setas com as marcações.

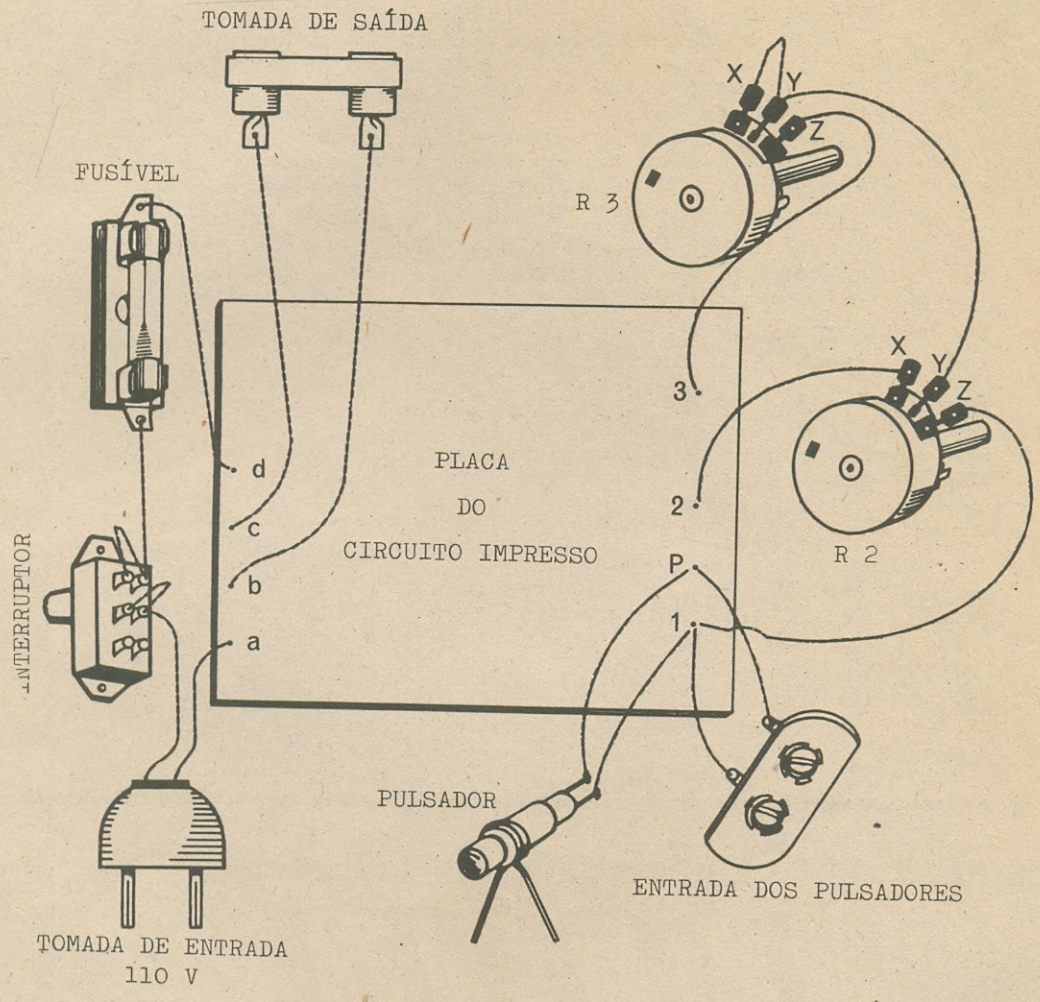
Com dois parafusos pequenos prenda o interruptor e, por fim, introduza o pulsador pela frente, colocando sua mola pela parte interna da caixa, bem encostada, de maneira a ficar firme o pulsador.

Com quatro parafusos e porca (1/8" x 1/ ") e com as cabeças do lado externo da caixa, nos furos existentes no fundo, prenda a placa de circuito impresso, colocando entre o circuito e o fundo os quatro separadores.

Cuide para que o refrigerador fique do lado traseiro da caixa e não esteja encostado em nada, absolutamente.

Do fio mais fino corte um pedaço, de comprimento apropriado, e, uma vez eliminado o isolamento das pontas, ligue os terminais X e Y, de R3, por um lado e Y, de R2, pelo outro. Com mais três pedaços do mesmo fio, ligue:

1) o terminal 3 do circuito impresso com o terminal Z, de R3;
2) o terminal 2 do circuito impresso com o terminal X, de R2;
3) o terminal 1 do circuito impresso com o terminal Z, de R2.



Passe o extremo do fio paralelo com tomada através da borracha de proteção (na parte traseira da caixa) e faça um nó a 12 cm da ponta, o qual ficará dentro da caixa e irá proteger o aparelho contra uma puxada mais forte que, eventualmente, possa sofrer. Separe os dois fios, descasque suas pontas e ligue uma delas no terminal "a" no circuito impresso e a outra nos dois terminais centrais do interruptor.

Com um pedaço do fio grosso ligue os dois terminais do lado "LIG" do interruptor a um extremo do suporte do fusível.

Ainda com fio grosso, ligue o outro extremo do fusível ao terminal "d" do circuito impresso.

Corte dois pedaços do fio grosso e ligue, com um deles, o terminal "c" do circuito impresso a um terminal da tomada de saída; com o outro, ligue o terminal "b" ao outro terminal da tomada.

Com um pedaço de fio fino ligue um terminal do pulsador - ao terminal "P" do circuito impresso. Com mais um pedaço do mesmo fio ligue o outro terminal do pulsador ao terminal "Z", de R2. Execute as soldagens ao pulsador rapidamente e protegendo os terminais, com um alicate, para evitar o amolecimento do plástico.

Com dois pedaços de fio fino ligue a placa dos pulsadores aos terminais "P" e "1" na placa do circuito impresso.

Coloque o fusível em seu lugar.

Repasse todas as ligações efetuadas.

Coloque a tampa, prendendo-a com os parafusos auto-atar - rachantes.

Para trabalhar como temporizador, coloque o comando de "tempo" em "0", e o de "potência" no ponto em que tenha a intensidade de luz com que deseja iniciar; coloque o "tempo" no ponto correspondente à demora desejada; a "potência" deverá ser colocada na posição correspondente ao nível de luz com que se deseja terminar. Automaticamente, a luz irá mudando de intensidade, até ficar estacionária no ponto indicado pelo comando de "potência".

Apertado o pulsador têm-se, instantaneamente, luz máxima, que se desvanecerá de conformidade com a programação dos comandos "tempo" e "potência".

Desejando-se que o pulsador trabalhe inversamente, ou seja, que uma vez pressionado a luz se apague imediatamente, para voltar a luzir e ter seu brilho aumentado progressivamente, de acordo com o que for programado, deve-se desligar o fio que fora ligado de um dos terminais do pulsador até o terminal "Z", de R2 (desligar neste ponto), ligando-o ao terminal "X", de R2.

Na placa colocada na parte traseira da caixa poderão ser ligados em paralelo tantos pulsadores quantos forem necessários.

Desejando-se espaços de tempo maiores, substitui-se o capacitor eletrolítico C2, de 100 uF, por outro, de 200 uF ou mais.
Contrariamente, para usar o aparelho somente como regulador, em não se instalando C2 consegue-se resposta mais rápida.

EM SÃO PAULO... HOSPEDE-SE NO LAR DA FRATERNIDADE

HOTEL MINISTER

RUA BARÃO DE PIRACICABA, 105 — Tel. 220-4012

Além de estar juntinho à Rua S. Efigênia, onde se localiza o maior número de casas especializadas em eletrônica, fica fronteiro à Estação Rodoviária

RELAÇÃO DE MATERIAL

IDIM-KIT 03 - REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO

RESISTORES

R1 6K2 fio
R4 4K7
R5 1 M
R6 2K2
R7 1 M
R8 470 Oh.
R9 47 Oh.

POTENCIÔMETROS

R2 10K linear
R3 4M7

CAPACITORES

C1 0,047 uF x 630 V poliéster
C2 100 uF x 25 V eletrolítico
C3 0,1 uF x 250 V poliéster
C4 0,047 uF x 630 V "
C5 0,047 uF x 630 V "

DIODOS

D1 1N4004
D2 1N4004
D3 1N4004
D4 1N4004
D5 zener 1N4744

TRANSISTORES

TR1 PD1002
TR2 PD1002
TR3 2N2646 unijunção

DIVERSOS

Triac
Choque
T1 transformador pulsos
Interruptor
Pulsador
2 knobs
Rabicho com tomada
Borracha passa-fios
Porta-fusível
Fusível
Tomada saída
Conector pulsadores
Radiador
Circuito impresso
4 separadores
Caixa serigrafada
Fio ligações fino (1m)
Fio ligações grosso (0,5m)
Fio solda (estanho)
5 parafusos auto-atarrachantes
7 parafusos 1/8 x 5/16
4 parafusos 1/8 x 1/2
9 porcas 1/8
8 conectores

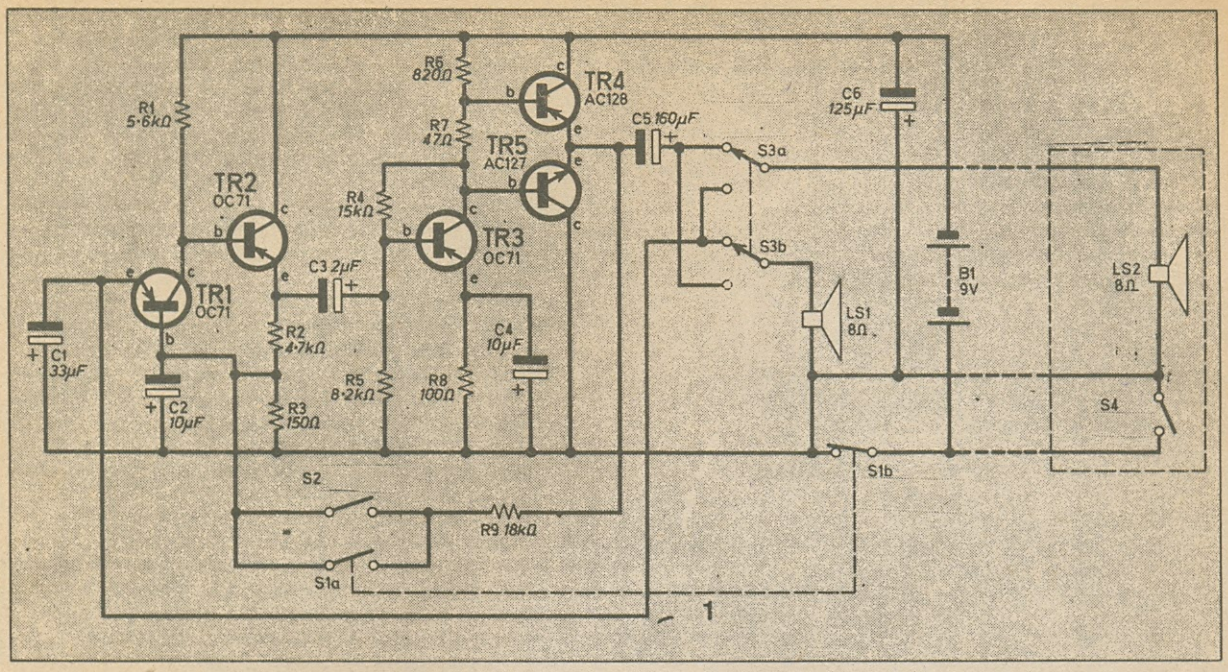
A "IDIM" reserva-se o direito de substituir os componentes relacionados neste kit, não havendo prejuizo para o perfeito funcionamento do aparelho.

Tabela de dimensões de antenas

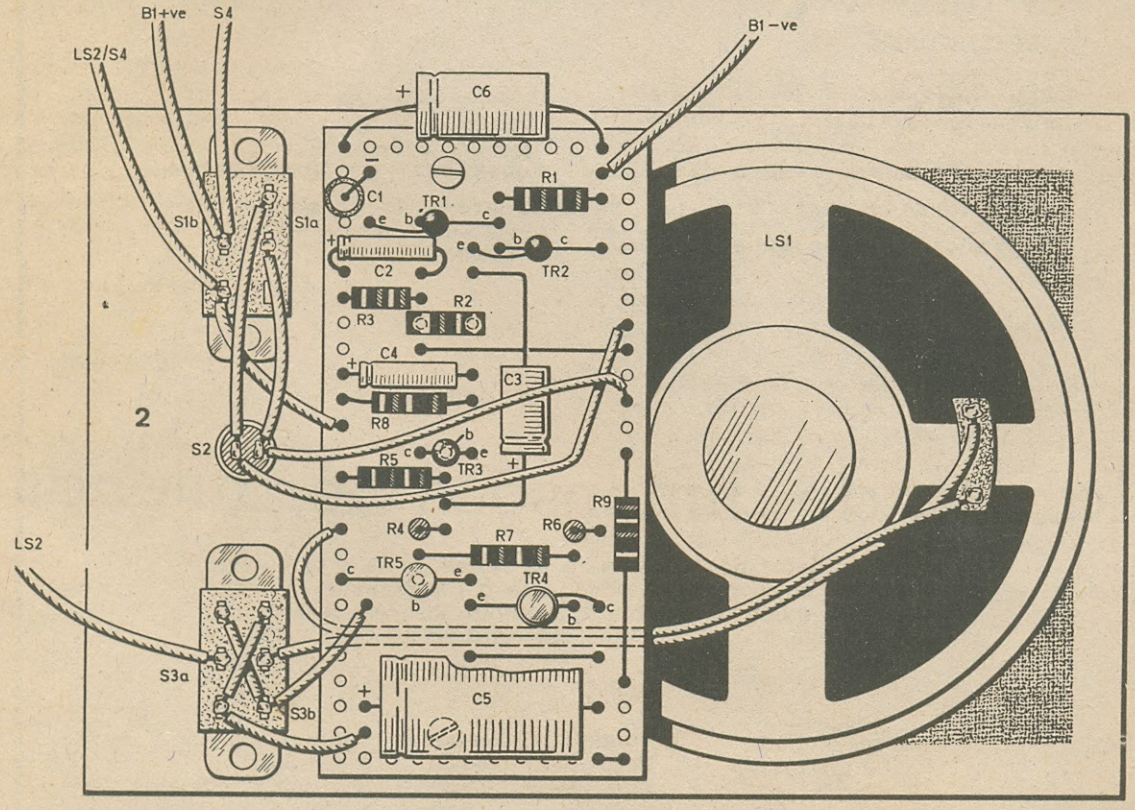
Dimensões de dipolos para as faixas de 15 a 80 metros, para 1/2 onda e 1/4 de onda, com o comprimento do cabo coaxial devendo ser um múltiplo inteiro da medida indicada. Medidas em metros e fração em centímetros.

Frequência ressonância	1/2 onda	1/4 onda	Extensão linha coaxial (ou múltiplo)
80 metros	39,70	19,85	28,00
40 "	20,75	9.80	13,62
20 "	10,15	4,95	6,95
15 "	6,6	3,3	5,10

As medidas indicadas para o dipolo são para cada seção do mesmo. Assim para 80 metros, em 1/2 onda são duas seções de 39,70 mts., a descida e, cabo coaxial poderá ter a extensão de 28 mts. ou qualquer múltiplo inteiro de 28 mts.



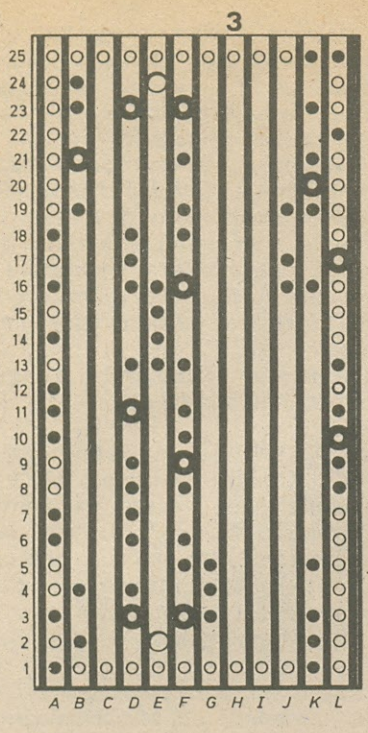
INTERCOMUNICADOR SIMPLES

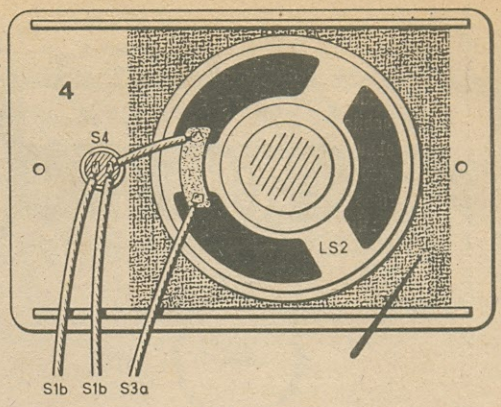


Descrevemos um simples sistema de intercomunicação que pode ser usado para fins domésticos ou comerciais.

Como se pode observar no esquema da figura 1, existe uma estação central, com alto-falante-microfone LS1 e uma estação remota com alto-falante-microfone LS2. Na estação central a chave S2 que deve ser um pólo 1 posição, de pressão quando ligada temporariamente, produz um sinal de chamada na estação remota. Da mesma forma, na estação remota, quando a chave S4 é pressionada temporariamente, produz um sinal na estação central.

A chave S3 é para as operações Falar-Escutar, estando também situada na unidade central. A chave S1 é para ligar o aparelho.





Os alto-falantes-microfones são do tipo miniatura, de 8 ohms de impedância. Os transistores são comuns e toda a unidade central pode ficar em uma pequena caixa de 155 ÷ 105 ÷ 60 mm de plástico, madeira ou metal. A unidade extra pode ficar em uma caixa de idêntico material com as medidas de 115 ÷ 70 ÷ 35 mm. Na figura 2 temos a disposição chapeada do circuito utilizando chassi impresso Veraboard, que para orientação de nossos leitores damos detalhes na figura 3. Notem que certas lâminas do chassi impresso têm sua continuidade interrompida para efeito de conexão dos componentes deste circuito, como é o caso das lâminas B posição 21; D posições 3,11 e 23 etc. Naturalmente na falta de um chassi Veroboard o leitor pode usar outro qualquer. Na figura 4 temos a disposição da unidade remota com os fios saindo para as ligações das chaves. Notem que S1b e S3a são ligados aos pólos das respectivas chaves ao passo que o lado do pólo de S4 é ligado a posição S1b na unidade central.

Para instalar o interfone basta ter três fios ligados à unidade remota a seção central, que são indicados no esquema da figura 1 como linhas pontilhadas. Para operar o interfone procede-se da seguinte forma: A chave S3 deve estar na posição ESCUTA (no esquema da figura 1 a posição de S3 está de forma que a unidade central FALA para a unidade remota); a chave S1 deve estar na posição desligada. Nesta posição a unidade remota pode chamar a central, apertando S4 a estação central usará S3 para a posição FALA e S1 para ligar a fim de falar para a estação remota. Para a estação central receber a mensagem da unidade remota a chave S3 deve estar na posição ESCUTA.

Para a estação central chamar a estação remota a chave S2 deve ser apertada quando S1 está ligada e S3 em FALA. Quando a conversação termina S1 deve ficar na posição desligada e S3 na posição ESCUTA. Com um pouco de prática o leitor dominará o manejo dos controles. Interessante é ao fim das comunicações dar uma indicação que a mesma terminou.

A chave S1 deve ser de dois pólos, duas posições, tipo deslizante.

S2 deve ser do tipo que faz contato quando pressionada.

S3 deve ser dois pólos duas posições do tipo deslizante.

S4 deve ser idêntica a S2.

Os condensadores, todos eletrolíticos devem ser para 9 volts ou mais. Todos os resistores devem ser de 1/4 w 10%.

O OSCILOSCÓPIO E SUA APLICAÇÃO

Cr$ 10,00

Já nas bancas este importante livro que ensina ao técnico como usar o osciloscópio. Escrito de modo claro, sem complicações, mostra como aplicar o osciloscópio para medidas em rádios, transmissores TV, TVC, alta fidelidade, estéreo, quadrafonia, circuitos eletrônicos etc. Primeira obra em português. Escrita pelo veteraníssimo que todos leitores de publicações técnicas já conhecem A. FANZERES.

Cx. Postal 2483 — ZC-00 20 000, Rio, GB

LIVROS EM REVISTA

A. FANZERES C. Postal 2483-ZC-00



4 CHANNEL STÉREO FROM SOURCE TO SOUND—Ken Sessions. A polifonia, quadrifonia ou simplesmente 4-canais está em voga. É mais uma tentativa da tecnologia suprir as limitações (inevitáveis) dos sistemas de reprodução e dar uma "sensação" de realidade à música de gravação. O livro é muito atualizado e traz entre outros capítulos, um contendo lista de gravações especiais para demonstração de efeitos polifônicos. Muito bom mesmo.
Ed. TAB BOOKS, 4,95 dólares

ELECTROACOUSTICS-Microphones, Earphones and Loudspeakers-M.L.Gayford. Eis uma obra que deve fazer parte da biblioteca do engenheiro, do professor, do projetista e do técnico estudioso. Livro sério, correto, escrito por uma das mais abalisadas pessoas no setor, permite uma visão ampla do campo da eletroacústica, tratando em particular com a teoria, projeto e realização prática dos vários tipos de microfones, fones e alto-falantes usados na reprodução do som, telefonia, radiodifusão e medidas acústicas. E, ao que sabemos, o único livro que além da parte atual fornece fatos históricos relativos ao descobrimento e desenvolvimento. Outros capítulos tratam da redução de ruído, análise da linguagem, condução óssea, problemas de conversão submarina etc. Excelente publicação que cativa o leitor desde a primeira página.
Ed. The Butterworth Group, 4,50 libras

SPECIALIZED COMMUNICATIONS TECHNIQUE FOR THE RADIO AMATEUR. Já dissemos antes e repetimos. Ler os livros publicados pela ARRL, a Liga dos Radioamadores americanos é um verdadeiro prazer. Alto nível técnico, assuntos que abrangem todos os setores do amadorismo, bem ilustrados, são verdadeiros cursos completos de técnica que nada ficam a desejar em relação aos níveis profissionais de muitas regiões. Neste livro são tratados os sistemas de comunicações para amadores usando televisão de varredura lenta, fac-símile, teletipo, comunicação espacial e outras técnicas avançadas. Nossos amadores bem podem inspirar-se nestes livros para melhorarem seu nível técnico, quer nas transmissões comuns como para entrarem no campo fascinante das comunicações especiais, utilizando teletipo fac-símile e TV lenta. Em seu 1º capítulo, a publicação acha que a época é de especialização, o que não deixa de ser certo, porém só depois que adquirimos uma certa base politécnica, senão a falha de um elo na cadeia, principalmente nos países em desenvolvimento, pode fazer parar toda a estrutura. Achamos que as entidades brasileiras dedicadas ao radioamadorismo deveriam buscar um entendimento com o INL (Instituto Nacional do Livro) do MEC para obter a tradução e impressão deste livro, em baixo preço, a fim de que todos os amadores brasileiros se beneficiassem da leitura do mesmo.
Ed. The American Radio Relay League, Newington, Connecticut, 3 dólares

RTTY HANDBOOK-Wayne Green
O autor que é editor da revista norte-americana "73 Magazine" nos dá um excelente trabalho sobre a emissão tipo F-1 ou seja para os não iniciados é a forma de emissão que associada a A-1 ou A-2 permite a transmissão de sinais de teletipo nas faixas de amadores (exceto em 160 metros lá). Muita gente se pergunta porque transmissão em teletipo (RTTY) se temos CW,AM,SSB e FM. para comunicação. A resposta é simples – amadorismo, por acordo internacional é um serviço destinado a melhorar a tecnologia das comunicações em todo o mundo. Entre os amadores se incluem todas as religiões, políticas, cor, idade e condição social. É uma das provas evidentes de que pode haver fraternidade universal... E o amador não pára de experimentar novos processos e portanto, quando as primeiras máquinas de teleimpressão começaram a ficar ao alcance das bolsas (quase sempre magras dos amadores) pensaram eles em utilizá-las em seus comunicados. E assim surgiu a transmissão RTTY. O presente livro trata em detalhes dos sistemas, circuitos e regulamentos sobre transmissão RTTY. Oportuno.
Ed. TAB BOOKS, 5,95 dólares

DIODE APPLICATIONS-Courtney Hall
Os diodos são componentes simples e versáteis. Neste livro o Autor não esgota o assunto porém fornece bastantes exemplos práticos do uso e aplicação dos diodos, incluindo Zener, LED, túnel diodo, varactor e laser semicondutor. Bem ilustrado e com circuitos práticos contendo os valores dos componentes.
Ed. Howard W. Sans & Co. Inc., 3,50 dólares

ELECTRONICS FOR SHUTTERBUGS-Robert M. Brown e Mark Olsen
A eletrônica está praticamente em todas as atividades tecnológicas e também invade a área artística. A fotografia é uma destas atividades que hoje depende muito da eletrônica. Desde os circuitos para o quarto escuro, medidores de exposição, termômetros, teste para flashes, eliminadores de bateria, sincronizadores de diapositivos, fotocélulas etc. este livro é um verdadeiro compêndio de aplicações de eletrônica na arte de fotografar, revelar, expor, reproduzir etc. Mais um campo de trabalho para o técnico estudioso.
Ed. TAB BOOKS, 5,95 dólares

PHILCO Ford

Philco Rádio e Televisão Ltda.

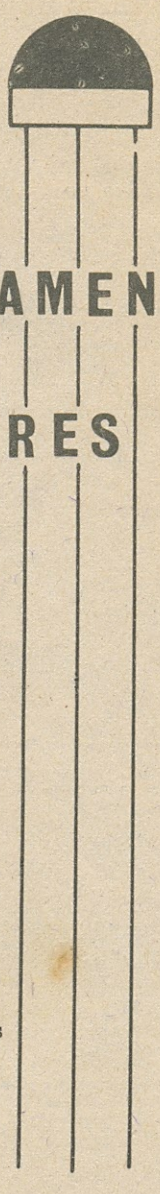
Departamento de Serviços Nacional

PHILCO RADIO E TELEVISÃO LTDA
Departamento de Serviços Nacional

Rua Ururai 95 - Tatuapé - 03084 - fone 295-3011

São Paulo - SP

ELABORADO PELA SEÇÃO DE TREINAMENTO



CURSO DE TREINAMENTO DE TRANSISTORES

BIBLIOGRAFIA

1 - Transistor Circuit Analysis

Alfred D. Gronner
Simon and Schuster - tech outlines

2 - Transistores - Curso Intensivo

George C. Stanley Jr.

3 - Television Transistor and Eletronics (Japão)

4 - Curriculum do Curso de Eletrônica Industrial 2º e 3º anos

Liceu Eduardo Prado - S.P.

5 - Boletim de Informações Técnicas

Deptº de Transistores da PHILCO-FORD-BRASIL

41 - CLASSES DE AMPLIFICAÇÃO

Podemos classificar os amplificadores em 4 classes - de amplificação, divididas em A, AB, BeC.

CLASSE "A"

Diremos que um amplificador de potencia transistorizado funciona em classe A quando a tensão de polarização VBE é tal que o ponto de repouso está situado-próximo da metade da parte quase reta da característica IC x VBE = ponto P1 da fig. 40-1A.

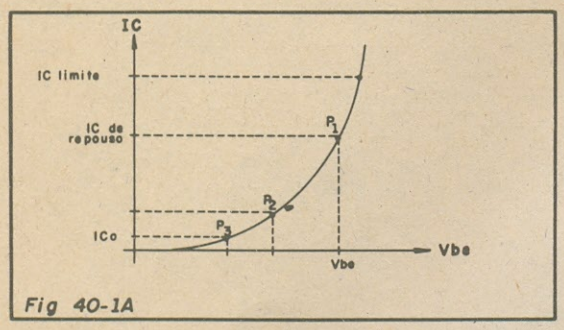


Fig 40-1A

O ponto de repouso assim escolhido, se situará igualmente próximo da metade da reta de carga dinâmica, mostrada na lição anterior (cap.37).

Observe agora as figuras 40-1 B e 40-1 C. que exemplificam dois transistores polarizados em classe A para-se obter a mesma amplificação, pois ΔIC nos dois casos são iguais, porem existe a diferença nas correntes de repouso.

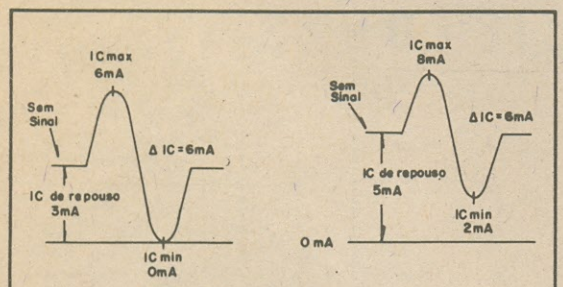


Fig 40-1B Fig 40-1C

Note que a variação da corrente de coletor Δ IC dos dois transistores são iguais (Δ IC = 6mA) porem as correntes de repouso são diferentes; para o 1º transistor 3mA e para o 2º 5mA.

CLASSE "AB"

Diremos que um amplificador de potencia transistorizado funciona em classe AB, quando a tensão de polarização VBE é tal que o ponto de repouso está situado na região do cotovelo da característica IC x VBE = Ponto P2 da fig. 40-1 A.

Observamos que na ausencia de sinal senoidal, circula pelo coletor do transistor uma corrente D.C. muito pequena.

Isto faz com que se evite a chamada distorção de "Cross-Over" na saída dos amplificadores em "push - pull".

Observe agora, a figura 40-1 D.

Nesta classe de amplificação, mesmo sem sinal A.C. - no coletor, ainda existe uma certa corrente.

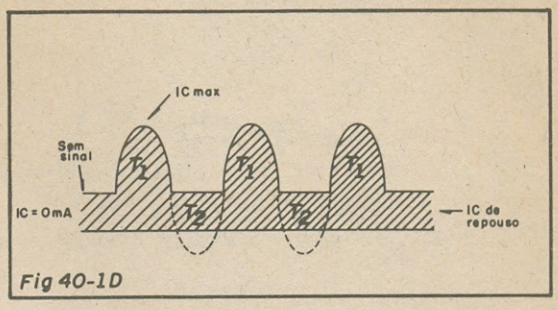


Fig 40-1D

CLASSE "B"

Diremos que um amplificador de potencia transistorizado funciona em classe B quando a tensão de polarização VBE é tal que o ponto de repouso está situado-muito perto do eixo de tensão (eixo VBE): Ponto P3 da figura 40-1A

Teoricamente, a polarização em classe B deveria corresponder a uma tensão VBE nula. Mas a tensão VCE - não sendo nula, a corrente IB é igual a zero, para - um valor de VBE um pouco superior a zero. Se VBE diminuir até zero, a corrente IB se inverterá.

A experiência mostrou que o funcionamento dos amplificadores em classe B era ótimo quando IB tinha um - valor muito próximo de zero. Consequentemente a tensão de repouso é escolhida nesse ponto.

A corrente de repouso IC tem em consequencia um valor muito próximo daquele da corrente residual ICO.

Na prática, fala-se ainda em classe B quando a corrente de repouso, é as vezes, nitidamente mais elevada que a corrente ICo. Trata-se então na realidade de um amplificador classe AB com baixa tensão de polarização.

Isto nos mostra que a divisão entre os tipos de amplificadores não é rigorosamente definida.

A figura 40-1 E nos mostra um exemplo de classe B - real; isto é sem sinal na base, a corrente IC = 0.

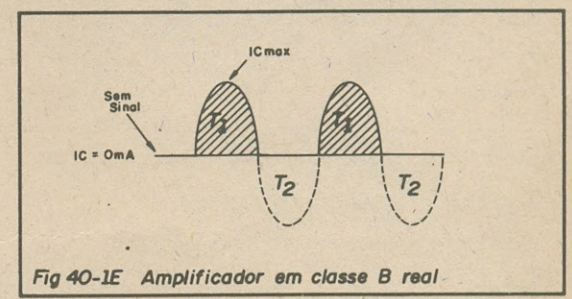


Fig 40-1E Amplificador em classe B real

CLASSE "C"

Diremos que um amplificador de potencia opera em - classe "C" quando só circula corrente de coletor nos sinais positivos de base.

Tal tipo de amplificador, apresenta grande distorção de sinal. São usados em transmissores de rádio frequencia, compensados por circuitos resonantes.

Em tal classe de amplificação não possui corrente de saída se o sinal aplicado ao amplificador não ultrapassar a região "A" mostrada na figura 40-1 F.

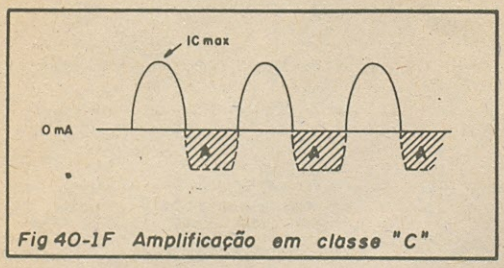


Fig 40-1F Amplificação em classe "C"

42 - AMPLIFICADORES DE POTENCIA EM CLASSE "A"

Podemos classificar os amplificadores de potencia de saída classe "A" como eles são aclopados a carga:

42.1 - Amplificadores com acoplamento direto.
42.2 - Amplificadores com acoplamento a transformador.

No caso de amplificadores com acoplamento direto, a carga é ligada diretamente ao coletor do transistor.

Esquematicamente é o que pode ser representado pela figura 42.1

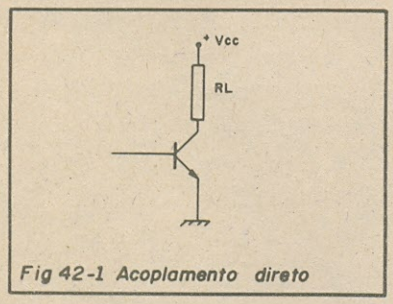


Fig 42-1 Acoplamento direto

Consideramos para um estado primário, o caso ideal em que as características do transistor, apresentam linearidade até os eixos da característica VCE; IC.

No caso de amplificadores com acoplamento a transformador, a carga é acoplada ao coletor do transistor de potencia, mediante um transformador, utilizando-se com isso, a propriedade de transformação de impedâncias, fazendo com que a resistencia do falante "case" com a "resistencia" de coletor do transistor de saída, conseguindo-se assim a maior transferencia de potencia possivel.

Também neste caso, consideraremos um transistor ideal linear.

Esquematicamente é o que se pode mostrar na figura 42.2

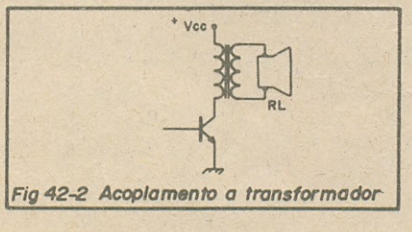


Fig 42-2 Acoplamento a transformador

42-1 AMPLIFICADORES COM ACOPLAMENTO DIRETO

Como já foi mencionado a polarização do amplificador deve ser feita no meio da reta de carga do transistor (Vide lição anterior) como mostra a figura 42-3.

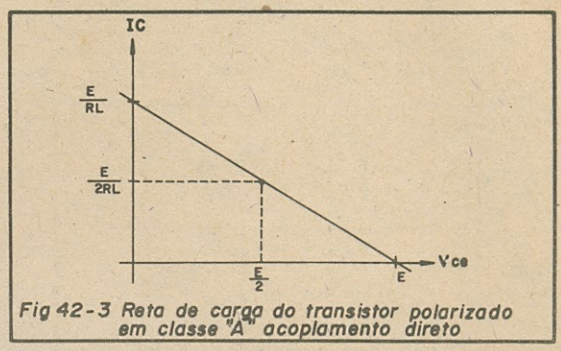


Fig 42-3 Reta de carga do transistor polarizado em classe "A" acoplamento direto

Onde E = tensão da fonte
RL = Carga

A potencia de saída na carga será:

$$PS\ max. = \frac{(V\ pico)^2}{2\ RL} = \frac{(E/2)^2}{2\ RL} \qquad \boxed{PS\ max = \frac{E^2}{8\ RL}} \quad (1)$$

A potencia fornecida pela fonte de alimentação deverá ser:

$$\boxed{Pf = \frac{E^2}{2\ RL}} \quad (2)$$

Iremos definir como rendimento (η) do estágio de potencia como sendo a relação entre a potencia entregue a carga e a potencia fornecida pela fonte de alimentação.

Assim, para o caso de amplificadores com acoplamento direto temos:

$$\eta = \frac{PS\ max}{} = \frac{\frac{E^2}{8\ RL}}{\frac{E^2}{2\ RL}} = \frac{8}{2} = 4 \qquad \boxed{\eta = 25\%} \quad (3)$$

A máxima potencia dissipada no coletor do transistor será:

$$PC\ max. = \frac{E}{2} \cdot \frac{E}{2\ RL} = \qquad \boxed{PC\ max = \frac{E^2}{4\ RL}} \quad (4)$$

Comparando-se as equações 1 e 4 concluimos que um transistor de potencia montagem classe "A" acoplamento direto de carga, que pode dissipar no coletor uma potencia PC max, na temperatura máxima de funcionamento, permite obter na carga uma potencia máxima de saída igual a $\frac{PC\ max.}{2}$

Do mesmo modo, comparando-se as equações 2 e 4 percebemos que a fonte de alimentação do amplificador em questão deve ter uma potencia de pelo menos 2 PC max.

Com esta comparação observamos que para o caso de amplificadores de potencia classe "A" devemos ter uma fonte de alimentação, de potencia compativel, e percebeu-se que na ausencia de sinais alternados, é a condição em que há maior consumo de potencia.

42-2 AMPLIFICADORES C/ ACOPL. A TRANSFORMADOR

Supondo-se que o transformador a ser usado seja ideal (resistencia de enrolamento do primário e secundário nulas), a resistencia dinâmica (para sinais alternados) no primário é igual a :

$$Rac = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 . RL,$$

enquanto a resistencia estática é zero (visto que as resistencias dos enrolamentos foram consideradas igual a zero.)

Onde : Rac = resistencia dinâmica do primario
n_1 = nº de espiras do primário
n_2 = nº de espiras do secundário
RL = carga

Temos então no gráfico VCE, IC. (fig. 42-4).

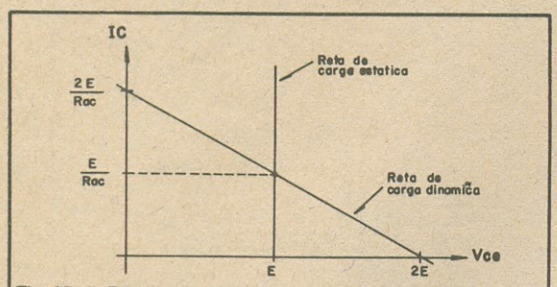


Fig 42-4 Retas de carga estatica e dinâmica do transistor em classe "A" acoplamento a transformador

Potencia de Saída Máxima :

$$PS\ max. = Vef \cdot Ief. = \frac{V\ pico \cdot I\ pico}{2} = \frac{\frac{E}{E.Rac}}{2}$$

$$\boxed{PS\ max. = \frac{E^2}{2\ Rac}} \quad (5)$$

Potencia da fonte:

$$Pf = \frac{E \cdot E}{Rac.} \qquad \boxed{Pf = \frac{E^2}{Rac.}} \quad (6)$$

Rendimento:

$$\eta = \frac{PS\ max}{Pf} = \frac{\frac{E^2}{2\ Rac}}{\frac{E^2}{Rac}} = 2 \qquad \boxed{\eta = 50\%} \quad (7)$$

Potencia de dissipação de coletor :

$$PC\ max. = \frac{E \cdot E}{Rac.} \qquad \boxed{PC\ max. = \frac{E^2}{Rac}} \quad (8)$$

Percebe-se, então, que um transistor que pode dissipar no coletor uma potencia PC max, na máxima temperatura de funcionamento, permite obter uma potencia de saída igual a

$\frac{PC\ max}{2}$ (Comparando-se a equação 5 e 8), sendo alimentado por uma fonte de PC max (comparando-se as equações 6 e 8).

De posse das conclusões tiradas das equações que acabamos de deduzir, perguntamos: Qual seria a pior condição de funcionamento de um transistor de potencia na montagem classe "A" acoplamento transformador sem sinal A.C. ou com máxima excursão de sinal A.C. ?

Sabemos que :

Pf = PC + Ps e que Pf max = PC max + PS max

Onde : Pf = potencia da fonte
Pc = potencia de coletor
Ps = potencia de saída

Pf max = potencia da fonte máxima
Pc max = potencia de coletor máxima
Ps max = potencia de saída máxima

Se a potencia de saída (Ps) é igual a zero (sem sinal A.C.)

temos : $\boxed{Pc = Pf = Pc\ max}$

Se a potencia de saída for igual a $\frac{Pc\ max}{2}$ (com máxima excursão de sinal A.C.)

temos : $Pc = Pf - Ps = Pc\ max - \frac{Pc\ max}{2} = \frac{Pc\ max}{2}$

Observamos então, que o transistor trabalha muito mais folgado quando tem máxima excursão de sinal A.C. no coletor enquanto que sem este sinal, dissipa toda potencia de fonte.

Deste modo, se quisermos um amplificador que nos de 5 W de saída de áudio, com montagem classe "A" acoplamento a transformador, deveremos utilizar uma fonte de 10 W e um transistor que dissipe 10 W no coletor.

43 - EXEMPLOS DE ILUSTRAÇÃO

Vamos examinar agora alguns exemplos, utilizando os conceitos que deduzimos para que possamos compreende-los melhor.

43.1 - Projetar um amplificador de potencia com 1 W de saída em classe "A", com uma resistencia de carga igual a RL = 5 Ohms.

Para tipos de projeto de amplificadores de áudio em classe "A", com acoplamento a transformador, temos sempre dois principais graus de liberdade, podendo se escolher posteriormente o transistor a ser utilizado.

- Escolher a carga (alto falante) dada a fonte;
- Escolher a fonte, dada a carga.

Solução 1 - Por carga acoplada a transformador:

No exemplo são dados a carga RL= 5 OHms e a potencia máxima de saída PS max.= 1 Watt. Podemos então escolher a fonte; por exemplo Vcc = E = 10 Volts.

$$PS\ max. = \frac{E^2}{2\ Rac} \quad \text{portanto} \quad 1\ W = \frac{10^2}{2\ Rac}$$

$$\boxed{Rac = 50\ Ohms}$$

Relação de espiras:

$$Rac = \left(\frac{n\,1}{n\,2}\right)^2 . \ RL$$

Temos então:

$$50 = \left(\frac{n\,1}{n\,2}\right)^2 . \ 5 \ ; \ \text{portanto} \left(\frac{n\,1}{n\,2}\right)^2 = 10$$

e finalmente $\boxed{\frac{n\,1}{n\,2} = 3{,}2}$

Sabemos então que o transformador a ser utilizado deve ter uma relação de espiras de 3,2.

Determinemos agora as características do transistor:

Potencia Máxima de Coletor :

$$PC\ max. = \frac{E^2}{Rac} = \frac{10^2}{50} = 2\ W \quad \text{ou}$$

PC max. = 2 PS max = Pf = 2 W

Tensão Máxima de Coletor :

Vc max. 20 V ou BVcbo $\geq$ 20 V
BVces $\geq$ 20 V

Onde BV cbo = tensão de ruptura entre coletor e base com emissor aberto.
BV ces = tensão de ruptura entre coletor e emissor com a base em curto com o emissor.

Corrente de Saída de Coletor:

$$IC\ max. \geq \frac{VC\ max.}{Rac} \geq \frac{20\ V}{50\ Ohms} \geq 0,4\ A$$

Com os dados encontrados, podemos escolher em um manual de transistores inumeros opcionais dos quais - citamos o AD 149 (Ibrape) ou AR 17 (Philco).

Solução 2 - Por Carga Ligada Diretamente

Para amplificadores com acoplamento direto de carga, não podemos ter os dois graus de liberdade do acoplamento a transformador, pois agora não temos mais um casador de impedâncias que nos garante a variável escolhida.

Para o mesmo exemplo comentado anteriormente são fornecidos : RL = 5 Ohms e PS max. = 1 W.

Cálculo Da Tensão Da Bateria

$$PS\ max. = \frac{E^2}{8\ RL} \Longrightarrow 1\ W = \frac{E^2}{8.5} \quad portanto$$

$$E^2 = 40 \qquad \boxed{E = 6,5\ V}$$

Determinação das Características do Transistor

Potencia Máxima de Coletor:

$$PC\ max. \geq \frac{E^2}{4\ RL} \geq \frac{40}{4.5} \geq 2\ W$$

Tensão Máxima de Coletor

$VC\ max. \geq E \geq 6,5$

então teremos que ter:

BV cbo $\geq$ 6,5 V (tensão de ruptura entre coletor e base com emissor em curto).
BV ces $\geq$ 6,5 V (tensão de ruptura entre coletor e emissor com base em curto com emissor).

Corrente Máxima de Coletor

$$IC\ max. \geq \frac{E}{R} \geq \frac{6,5V}{5\ Ohms} \geq 1,3\ A$$

E por inspeção de manual de transistores, encontramos novamente os transistores AD 149, AD 139 e AR 17.

Estudaremos agora, um segundo tipo de problema onde se tem as características do transistor e quer-se saber a potencia útil conseguida e o valor da carga que deverá ser adotado para aquela potencia.

Formulamos por exemplo, o seguinte problema:

- Um transistor apresenta as seguintes características:

VC max. (tensão máxima de coletor) = 30 V e
PC max. (potencia máxima de coletor) = 20 W

Calcular qual o valor máximo de potencia útil que se pode atingir na carga e o valor mínimo de carga que se pode adotar.

1a. Solução : Acoplamento Direto:

Dados: VC max. = 30 V=E e PC max. = 20 W

Cálculo da Potencia de Saída :

$$PS = \frac{PC\ max.}{2} = \frac{20\ W}{2} = 10\ W \qquad \boxed{PS = 10\ W}$$

Valor de Carga Mínimo :

$$PS = \frac{E^2}{8\ RL} \quad portanto \quad RL = \frac{E^2}{8\ PS} \geq 11,25\ Ohms$$

$$\boxed{RL = 12\ Ohms}$$

2a. Solução - Acoplamento a Transformador

São dados : VC max.= 30 V e PC max.= 20 W

Cálculo da Tensão de Bateria

Observamos que na 1a. solução o valor da tensão de bateria era igual a tensão máxima de coletor; porem com o acoplamento a transformador, esta será de :

$$E = \frac{VC\ max.}{2} = \frac{30\ V}{2} = 15\ V \qquad \boxed{E = 15\ V}$$

Cálculo da Máxima Potencia Útil de Saída

$$PS = \frac{Pcm}{2} = \frac{20\ W}{2} = 10\ W \qquad \boxed{PS = 10\ W}$$

Cálculo do Valor de Carga Mínimo :

$$PS = \frac{E^2}{2\ Rac} \quad portanto \quad Rac \geq \frac{E^2}{2\ PS} = \frac{225}{2.10}$$

$$\geq 11,25\ Ohms \qquad \boxed{Rac = 11,25\ Ohms}$$

lembramos que Rac = resistencia dinâmica do enrolamento primário do transformador.

44 - CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS

As expressões que foram deduzidas anteriormente, como dissemos tem um carater inteiramente teórico pois consideramos o transistor com características de saída lineares até os eixos, desprezamos a resistencia de saturação e a corrente de fuga do mesmo.

Em consequencia dessas aproximações, na prática, a potencia de saída conseguida será evidentemente menor.

Note que adotamos tambem o transformador como ideal, sem resistencia de enrolamentos , o que não é verdadeiro.

Então, se quisermos utilizar estes cálculos deveremos adotar coeficientes de segurança da ordem de (1,1) a (1,2) para obtermos resultados mais condizentes com a realidade.

As fontes de alimentação de amplificadores "Classe A" transistorizados, alem de apresentar as características de potencia e consumo, precisam apresentar boa regulação e boa filtragem.

Entretanto, como o consumo da fonte é permanente quer com sinal A.C. no amplificador, ou não, a carga que a fonte enxerga é aproximadamente sempre a mesma, não exigindo então características ótimas de regulação, o que não acontece com amplificadores "Classe B".

44-1 EXEMPLOS DE PROJETO CONSIDERANDO AS LIMITAÇÕES DE COMPONENTES

Vimos até agora, deduções e exemplos onde supusemos o

transistor um componente ideal, não levando-se em conta a corrente de fuga Icbo, a tensão de saturação (VCE sat.) e a resistencia de saturação (RS) -.

Supusemos tambem o transformador ideal, isto é, os enrolamentos do primário e secundário não apresentavam resistencia ohmica.

Vamos então, impor para estes tipos de projetos alguns coeficientes de segurança que nos permitirão levar em conta as limitações destes componentes e ao mesmo tempo utilizar as expressões comentadas anteriormente.

A título de exemplo, podemos lembrar que os fabricantes de resistores, transformadores etc., os fabricam com certa tolerância de especificações que geralmente estão em torno de 10%.

Iremos resolver o seguinte problema: Projetar um amplificador de potencia, polarizado em classe "A" com acoplamento a transformador, tendo 2 W de potencia de saída, alimentado com uma fonte de 14 Volts e operando com um alto falante de resistencia 4 Ohms.

O circuito do amplificador em questão, é o mostrado na figura 44-1.

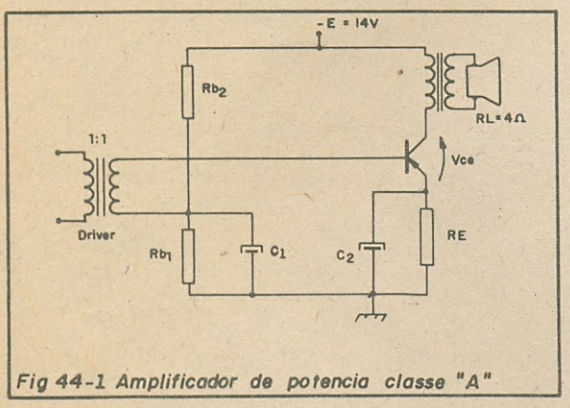


Fig 44-1 Amplificador de potencia classe "A"

São fornecidos os seguintes dados:

Potencia de Saída : PS = 2 W
Tensão da fonte : E =14 V
Resistencia do alto falante : RL = 4 Ohms

Solução: Admite-se que o rendimento do transformador de saída seja de 80%, isto é 20% da potencia entregue ao primário é perdida no transformador por perdas de joule (perdas de calor), perdas de Foucaut e perdas de dispersão de indutancia, de modo que no secundário tiramos 80% da potencia entregue ao primário

Portanto se quisermos ter uma potencia de saída de 2 W, o coletor do transistor, deverá fornecer 20% a mais da potencia desejada ou seja:

$$PS = \frac{2\ W}{0,8} = 2,5\ W$$

Tomando-se um fator de segurança de 15%, (1,15) para levar em conta a tensão de saturação e a corrente de saturação, deveremos ter o projeto baseando-se numa potencia de saída igual a :

PS= 1,15 x 2,5 W ≅ 3 W

Lembrando-se da equação da potencia de saída temos:

$$PS = \frac{Vce^2}{2\ Rac} \quad \text{portanto} \quad Rac = \frac{Vce^2}{2\ PS}$$

Tomaremos para a equação acima Vce=E - V 1 ario-Vre

onde E = tensão da fonte

V 1 ario = Queda de tensão D.C. devido a resistencia ohmica do transformador.

Vre = queda de tensão no resistor de emissor, necessário para limitar a corrente de coletor e dar mais estabilidade ao circuito.

Vamos fazer:

Vce = E - Vl ario - Vre
Vce = E - 1 V

$$\boxed{Vce = 13\ V}$$

Portanto:

$$Rac = \frac{Vce^2}{2\ PS} = \frac{13^2}{2.3} = \frac{169}{6} \cong 28\ Ohms$$

$$\boxed{Rac = 28\ Ohms}$$

A corrente de coletor (Ic) no ponto de polarização será de :

$$Ic = \frac{Vce}{Rac} = \frac{13}{28} = 465\ mA$$

$$\boxed{Ic = 465\ m\ A}$$

Com os dados calculados, pode-se escolher agora o transistor:

Pcm = 2 Psm ≥ 6 W
Vcm = 2 E ≥ 28 V
Icm = 2 Ic ≥ 0,93 A

De posse das especificações acima, poderemos escolher inúmeros transistores como por exemplo o AD 162 que possui as seguintes características:

Vcbo max. = 32 V
Vceo max. = 32 V
Ic max. = 3 A
Pc max. = 6 W
Tjmax . =100ºC
B =150

A relação de espiras do transformador de saída será:

$$Rac = \left(\frac{nl}{n2}\right)^2 . \ RL \ \text{portanto} \ \left(\frac{nl}{n2}\right)^2 = \frac{Rac}{RL}$$

$$\left(\frac{nl}{n2}\right)^2 = \frac{28\ Ohms}{4\ Ohms} = 7 \ \text{portanto} \qquad \boxed{\frac{nl}{n2} = \sqrt{7}}$$

44.1. a - Cálculo do circuito de polarização do amplificador.

Devemos inicialmente fixar uma resistencia de emissor de modo a ser pequena o suficiente para não absorver acentuadas parcelas da potencia de saída, e deve ser grande o suficiente para limitar a corrente de repouso de coletor, e facilitar a estabilidade termica do estágio.

Normalmente, tal valor varia de 0,5 Ohms a 12 Ohms

Para o nosso caso iremos adotar 3 Ohms

Considerando-se que a resistencia do secundário do transformador excitador seja igual a 10 Ohms pois normalmente a relação dos "drivers" é de 1:1 teremos o circuito mostrado na figura 44-2.

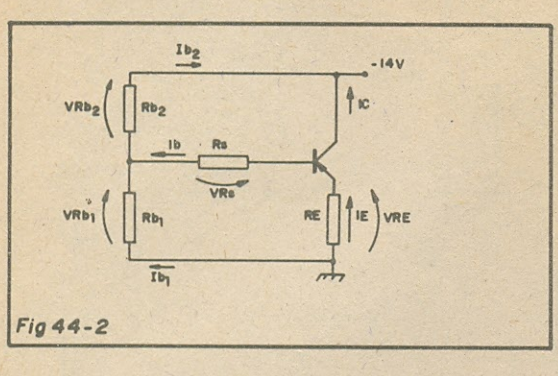


Fig 44-2

Tendo-se o valor de Ic=Ie= 465 mA, e β (fornecido pelo fabricante do transistor) calculamos o valor de Ib.

$$Ib = \frac{Ic}{\beta} = \frac{465\ mA}{150} = 3,1\ mA$$

Sabemos pela lição anterior que:

$Ib_1 = 10.Ib$ e

$Ib_1 = Ib_2 - Ib$

Calculamos então o valor de Rb_1

$$Rb_1 = \frac{Vrb1}{Ib1} = \frac{Vre+Vbe+Vrs}{10.Ib} = \frac{465mA.3+0,6+3,1mA.10}{10.3,1mA}$$

$$Rb1 = \frac{1,4+0,2+0,03}{31\ mA} = \frac{2,03}{31\ mA} \cong 65\ Ohms$$

$Rb_1 = 65$ Ohms

e finalmente calculamos o valor de Rb_2

$Ib_2 = Ib_1 + Ib$

$Ib_2 = 31\ mA + 3,1\ mA$ $\quad Ib_2 \cong 34\ mA$

$$Rb_2 = \frac{Vrb2}{Ib2} = \frac{E-Vrb1}{Ib2} = \frac{14 - 2,03}{34\ mA} \cong 420\ K$$

$Rb_2 \cong 350$ K Ohms

45-AMPLIFICADOR DE POTENCIA, ESTÁGIO DE SAIDA EM SIMETRIA COMPLEMENTAR

Neste capítulo, veremos as vantagens do uso dos estágios de saída de potencia na forma complementar / "push-pull" em relação aos estágios Classe "A" vistos anteriormente.

Na saída empregamos transistores complementares, ou seja, de mesmas características, mas de tipos diferentes. (um PNP e um NPN).

Vimos que no estágio relativo a saída em Classe "A" o máximo rendimento teórico que atingíamos era de 50%.

Tendo em vista o aumento de rendimento procurou-se uma maneira de fazer com que houvesse um rendimento melhor dos transistores, de forma que a parcela de potencia dissipada no coletor na ausência de sinal fosse a mínima possível.

Desta forma, pensou-se em projetar um circuito em Classe "B" em que, na ausencia de sinal incremental, o transistor estivesse cortado e deste modo tornaríamos desprezível a dissipação no ponto de repouso do coletor.

Se fosse utilizado somente um transistor, o mesmo conduziria apenas no semi-ciclo que polarizasse diretamente a junção base emissor do mesmo; daí a necessidade da utilização dos dois transistores (PNP e NPN) com bases interligadas e recebendo o sinal senoidal.

Quando um transistor conduzir, o outro estará cortado e vice-versa para cada um dos semi-ciclos da senoide, e teremos na carga um sinal senoidal de forma semelhante ao sinal de entrada nas bases interligadas, a menos de possíveis distorções causadas pela não linearidade das características de entrada dos transistores em questão.

Em estágios de saída complementar, usualmente os transistores são montados na forma "coletor comum", e como sabemos, tal montagem oferece um ganho máximo de tensão por volta da unidade, sendo intuitivo que o estágio de excitação ou "driver" deverá fornecer um sinal de excitação cuja amplitude pico a pico seja aproximadamente igual a tensão da fonte, para que seja obtida a máxima potencia de saída.

O circuito em simetria complementar em questão é ilustrado na figura 45-1.

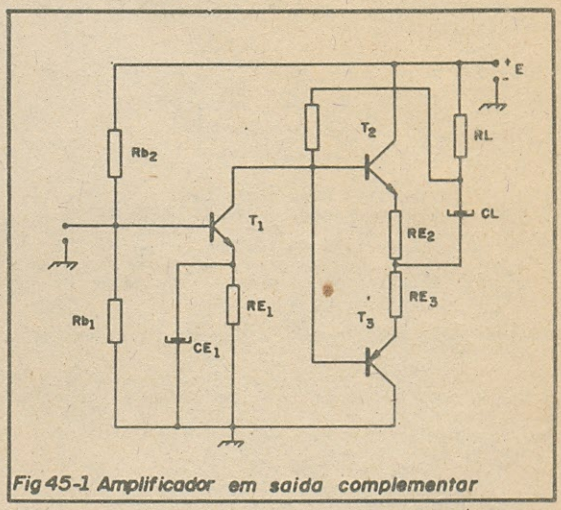


Fig 45-1 Amplificador em saida complementar

45-1 DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO ESTÁGIO DE SAIDA

Como os dois transistores de saída (T2 e T3) são tomados como "pares casados", é intuitivo que nas condições de polarização tenhamos metade da tensão da fonte sobre cada um dos dois transistores.

Deste modo, a característica de transferencia de cada um (T2 ou T3) será como mostrado na figura 45-2.

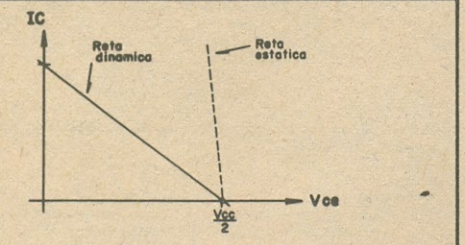


Fig 45-2 Caracteristica de transferencia

Nas condições estáticas, o capacitor CL apresenta-se em aberto, carregando-se através da corrente - vinda através de RL.

Como os valores ohmicos de Re e RL são muito bai - xos, podemos dizer que nas condições estáticas, CL está em paralelo com T2 tendo portanto, uma tensão de carga de metade da tensão da fonte $\left(\frac{Vcc}{2}\right)$ em séus terminais.

Portanto, ao injetarmos um sinal na base T1, toman do-se para exemplo apenas o semi-ciclo positivo, - isto é, polarizando-se diretamente a base de T2, te remos o mesmo com Vce de saturação.

Percebe-se então, um divisor de tensão d.c. entre CL que está carregado com $\frac{Vcc}{2}$ sobre seus termi- nais.

Nestas condições, a tensão alternada de pico vis - ta na carga será de :

$$VRL \cong VCL - Vce\ sat_2 \cong \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_2$$

$$\boxed{VRL \cong \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_2}$$

Supondo-se agora, o semi-ciclo negativo, T3 será - levado para a saturação, provocando Vce sat.$_3$.

Novamente, CL formará um divisor de tensão d.c. - com T3, fazendo com que este transistor fique esta ticamente polarizado com a metade da tensão da fon te ou seja $\frac{Vcc}{2}$.

Nestas condições a tensão alternada vista na carga será de :

$$VRL = Vcc - VCL - Vce\ sat_3 = Vcc - \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_3$$

$$\boxed{VRL = \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_3}$$

Com os valores de tensão em RL calculados, podemos concluir que:

1 - O capacitor CL, garante sempre uma tensão de polarização d.c. que vale $\frac{Vcc}{2}$ sobre cada um dos - transistores quer com sinal incremental ou não.

2 - Teremos na carga uma tensão pico a pico igual a:

$$VRLpp = \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_2 + \frac{Vcc}{2} - Vce\ sat_3 =$$

$$\boxed{VRLpp = Vcc - 2.Vce\ sat}$$

Tais fatos estão ilustrados na figura 45-3.

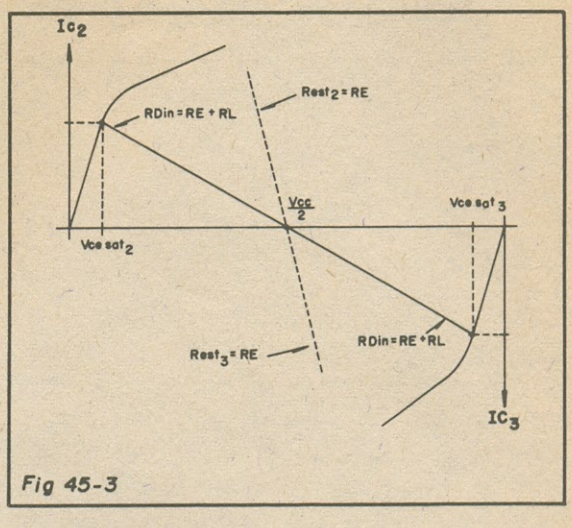


Fig 45-3

46 - ESTUDO DAS POTENCIAS EM JOGO NO ESTÁGIO DE SAIDA

46.1 - Cálculo da Máxima potencia na Carga

A potencia total na carga, admitindo os dois tran - sistores em condução, cada um no semi-ciclo corres- pondente é dado em termos eficazes:

$$PS\ max. = Vsef.Isef = \frac{Vspp}{\sqrt{2}} \cdot \frac{Ispp}{\sqrt{2}}$$

$$PS\ max. = \frac{Vcc - 2Vcesat}{\sqrt{2}} \cdot \frac{Vcc - 2Vce\ sat}{\sqrt{2} \cdot 2\ (Re+RL)}$$

$$\boxed{PS\ max. = \frac{(Vcc - 2\ Vce\ sat)^2}{4\ (Re+RL)}}$$

Onde

PS max.	=	Potencia máxima de saída
Vsef	=	Tensão de saída em valor efetivo
Isef	=	Corrente de saída em valor efetivo
Vcc	=	Tensão da fonte de alimentação

Se quisermos considerar apenas a potencia de saída para um dos semi-ciclos, ou seja, para apenas um - transistor teremos:

$$\boxed{\frac{PS\ max.}{2} = \frac{(Vcc - 2\ Vce\ sat)^2}{8\ (RE + RL)}}$$

46-2 - Cálculo da potencia máxima dissipada no cole- tor de cada um dos transistores de saída.

A potencia total de dissipação no coletor do transis tor em condução é dada em termos de valores médios.

Assim, o valor médio de tensão ou corrente de senoi de é dado por:

$$V\ médio = \frac{V\ max}{\pi} \quad e \quad I\ média = \frac{I\ max}{\pi}$$

portanto :

PC max = Vce médio . Ic médio =

$$PC\ max = \frac{\frac{Vcc}{2} - Vce\ sat}{\pi} \cdot \frac{\frac{Vcc}{2} - Vce\ sat}{\pi.(RE+RL)}$$

$$\boxed{PC\ max. = \frac{\left(\frac{Vcc}{2} - Vce\ sat\right)^2}{\pi^2.(RE+RL)}}$$

Podemos agora, comparando as duas equações de PS max e PC max. achar a seguinte relação entre elas:

$$\boxed{PC\ max \cong 20\%\ \ PS\ max.}$$

Concluimos então que a potencia máxima de coletor, corresponde aproximadamente a 20% da potencia máxima de saída.

46.3 Determinação da potencia de fonte:

Novamente tomaremos a corrente fornecida pela fonte em termos de valores médios, uma vez que sua tensão Vcc é fixa.

Tomando-se apenas um transistor de saída em condução teremos como potencia da fonte

$$Pf = Vcc \cdot \frac{\frac{Vcc}{2} - Vce\ sat}{(RE+RL)\ \pi}$$

$$\boxed{Pf = Vcc. \frac{(Vcc-2Vce\ sat)}{2\ (RE+RL)\ \pi}}$$

Onde Pf= potencia fornecida pela fonte

46.4 - Determinação do rendimento do sistema

Comparando-se as equações da máxima potencia de saída e a potencia fornecida pela fonte, podemos determinar o rendimento teórico do sistema.

$$\frac{Ps}{Pf} = \frac{\left[\frac{(Vcc - 2\ Vce\ sat)^2}{8\ (RE+RL)}\right]}{\frac{Vcc-(Vcc-2Vce\ sat)}{2\ (RE+RL)\ .\ \pi}} = \frac{(Vcc-2Vce\ sat).\ 2\pi}{8\ Vcc}$$

Onde : $\frac{Ps}{Pf} = \eta$

Como sabemos, Vcc é muito maior que 2Vce sat, então teremos:

$$\eta = \frac{Vcc.\ 2\ \pi}{8.Vcc} = \frac{\pi}{4}$$, o que equivale dizer que o rendimento do sistema (η) é de 78,5%

$$\boxed{\eta = 78,5\%}$$

46.5 - Determinação do Valor de Acoplamento de Carga

Para determinação do valor de acoplamento de carga - CL, levaremos em conta que este elemento, deverá fixar a frequencia de corte inferior do amplificador.

Desta forma:

XCL $\cong$ RL para fl ou seja : $CL = \frac{1}{fl\ RL}$

Onde:

XCL = reatancia capacitiva do capacitor CL
fl = frequencia de corte inferior do amplificador.

Um fato importante que se deve ressaltar, é que a vantagem principal na utilização do capacitor CL é de desacloparar a carga RL da corrente média que circula pelos emissores dos transistores de saída T2 e T3, permitindo passar por RL, apenas uma pequena corrente d.c.

Se tal fato não acontecesse, a corrente de polarização de aproximadamente 1 mA que temos nos transistores de saída e que se eleva para cerca de 150 mA na condição de pequena potencia de saída, passaria pelo alto falante dando-lhe uma deflexão de cone violenta, distorcendo todo sinal de som, cortando as altas frequencias por completo.

47- MÉTODOS DE ESTABILIDADE E NEUTRALIZAÇÃO DE "CROSS-OVER"

Uma das principais desvantagens dos amplificadores de potencia em saída complementar (push-pull) Classe "B", é a de os transistores de saída, nem sempre apresentarem características identicas, podendo-se mesmo dar uma tolerância de 20% de desvio nestas características.

Entretanto, a característica de entrada VbexIb é a que apresenta maior importancia, pois o ponto de joelho apresenta variações de transistor para transistor, principalmente para sinais de baixo nível.

Por esse motivo utilizamos os amplificadores em Classe A-B onde praticamente já trabalhamos fora do "joelho"e as curvas se assemelham dentro dos desvios bem mais favoráveis.

Tal fato é ilustrado na figura 47-1

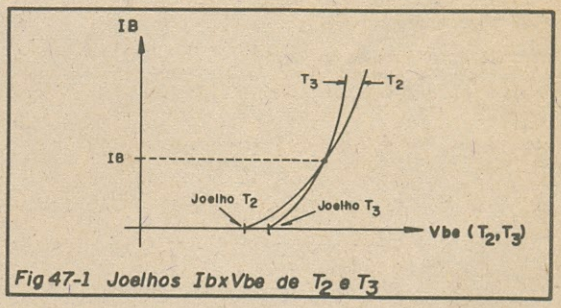


Fig 47-1 Joelhos IbxVbe de T_2 e T_3

A corrente quiescente (Classe A-B), será obtida como consequencia da inclusão de um resistor de baixo valor ohmico, colocado entre as bases de T2 e T3, de forma que, devido a circulação da corrente quiescente de T1, existirá sobre este resistor uma pequena queda de potencia, da ordem de Vbe$\cong$ 0,6 V (para transistores de silício) e Vbe$\cong$0,2 V (para transistores de germânio) polarizando diretamente os transistores de saída.

Como são dois transistores, deveríamos ter uma queda de tensão de 2. Vbe , de modo que o Vbe que falta será suprido pela tensão do diodo D_1.

Observe a figura 47.2.

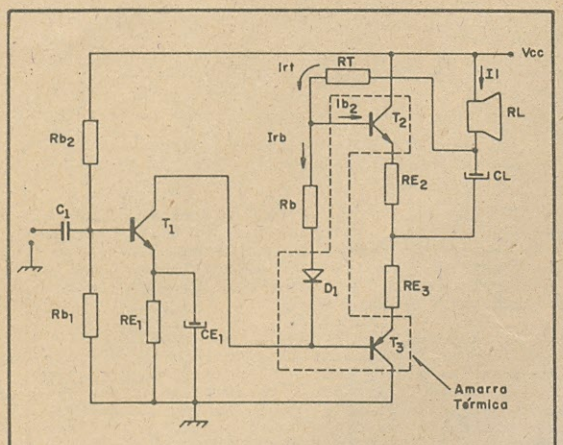


Fig 47-2 Circuito em classe "B"

Como o transistor T1, trabalha em classe A, Vce 1 será igual a metade da tensão da fonte ou seja:

$$Vce_1 = \frac{Vcc}{2}$$

portanto:

$$Vrt+Vre+VrL = \frac{Vcc}{2}$$

e como RT é muito maior que RE+RL, tiramos que

$$Vrt \cong \frac{Vcc}{2}$$

então, concluimos que $Irt = \frac{\frac{Vcc}{2}}{RT} = \frac{Vcc}{2\,RT}$

$$\boxed{IRT = \frac{Vcc}{2\,RT}}$$

$Irb = Irt - Ib2 \cong Irt$

portanto:

$$RB = \frac{0,6}{Irb} = \frac{0,6}{Irt} = \frac{0,6}{\frac{Vcc}{2\,RT}}$$

$$\boxed{RB = \frac{1,2\,RT}{Vcc}}$$

para os casos onde Vcc=12 Volts,

$$\boxed{RB = 0,1\,RT}$$

A compensação termica se dá atravez do diodo D1 que deverá estar amarrado termicamente, atravez de "heatsink" comum aos transistores T2 e T3.

Entretanto, existem tipos de amplificadores em que a "amarra termica" não existe, mas o diodo é colocado físicamente bem perto dos transistores de saída de modo que o calor seja distribuido igual mente por correntes de convecção nas particulas de ar adjacentes aos tres componentes (T2,T3 e D1).

Fazendo-se uma análise bastante suscinta, suponha mos que por qualquer motivo a temperatura ambiente aumente, e aumente também a temperatura do involucro dos transistores de saída dando como resultado um consequente aumento na corrente de polarização de coletor e base dos dois transistores.

Observe os pontos A e B da figura 47-3

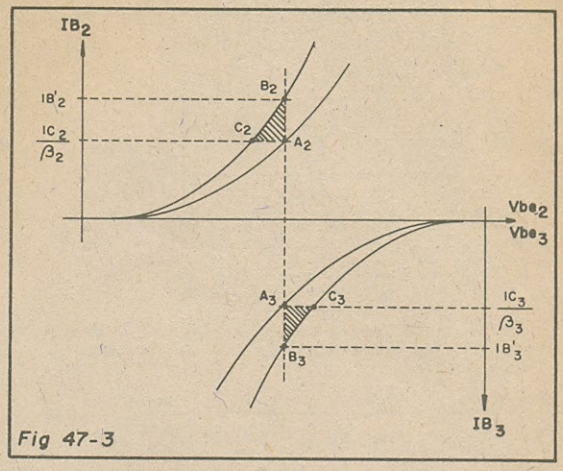


Fig 47-3

Vimos anteriormente que se as duas bases de T2 e T3 estivessem unidos em um só ponto (vide fig.45-1) os dois transistores estariam no corte, e não circularia nenhuma corrente d.c. de polarização pelos mesmos, mas apareceria a distorção de "cross-over".

Daí introduzimos entre as bases, o resistor Rb e o diodo D1 que dariam origem a uma pequena corrente de polarização, desaparecendo a distorção.

Ao aumentar a temperatura ambiente, a temperatura do involucro do diodo, cuja pastilha normalmente é a mesma dos transistores de saída, também aumenta.

A queda de tensão nos terminais do diodo diminue, fazendo com que a tensão entre as bases de T2 e T3 diminua, trazendo os dois transistores em direção ao corte diminuindo novamente suas correntes de coletor Ic2 e Ic3 e de base IbT2eIbT3, o que pode ser visto na figura 47-3, ponto C.

Uma vez estabelecida a normalidade na temperatura, os pontos de polarização de T2 e T3 que se encontrarem em C2 e C3 (fig.47-3)retornam a condição inicial A2 e A3, assim como a tensão nos terminais do diodo Vd2 retorna a condição inicial Vd1 mostrada na fig.47-4.

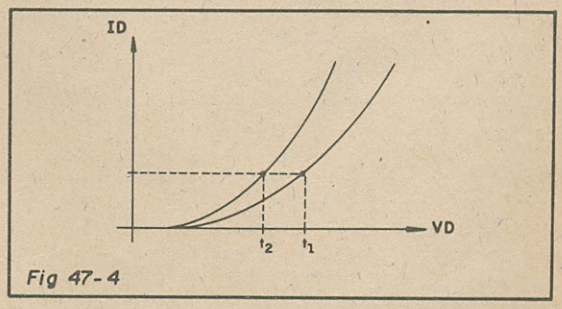


Fig 47-4

Pode-se notar perfeitamente o ciclo térmico de compensação que segue a polarização dos transistores de saída pela área hachuriada entre os pontos A,B e C da figura 47-3.

5ª LIÇÃO-PRATICA DE PROJETO

48 - PRATICA DE PROJETO

Neste capítulo, serão comentados "métodos práticos" de projeto de um amplificador, utilizando-se o diagrama esquemático mostrado na figura 48-1.

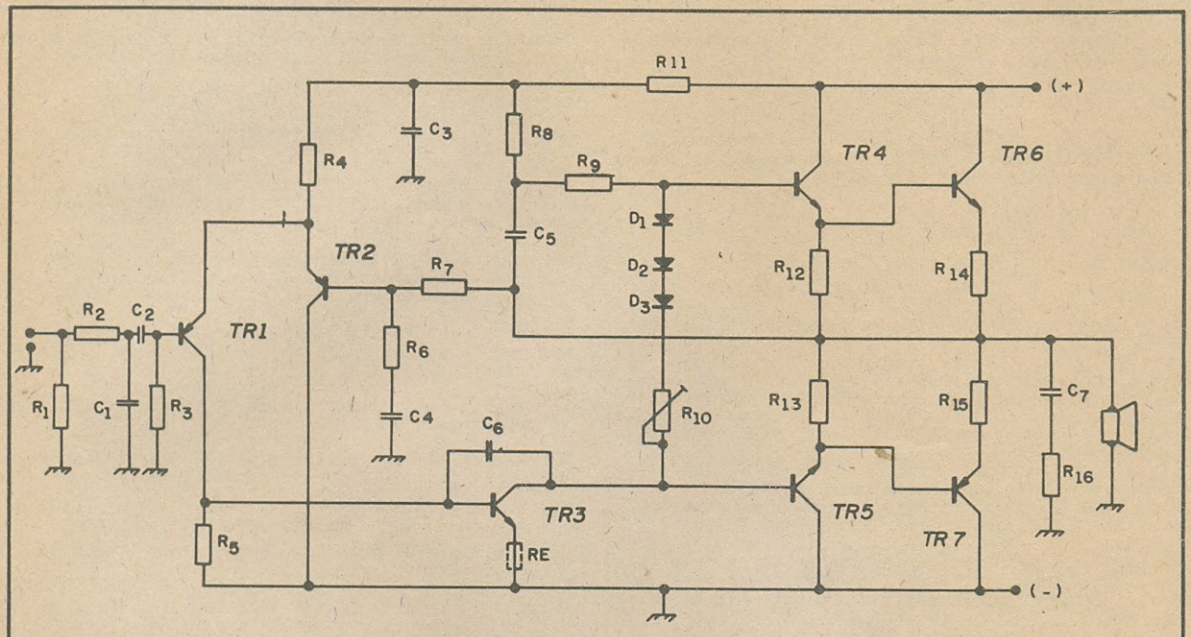


Fig 48-1 Amplificador de potencia em classe B

48-1 A FONTE DE ALIMENTAÇÃO

é muito comum, ao iniciarmos um projeto, começarmos pela escolha do transistor de saída.

Porém é também aconselhável começarmos pela fonte - de alimentação, devido a potencia de saída depender diretamente da fonte utilizada, agindo o transistor como elemento intermediário.

A corrente máxima considerada no alto falante é obtida dividindo-se o valor da tensão da fonte pelo - valor da impedância do circuito ou seja:

$$Imax. = \frac{Vcc}{Zo}$$ Onde: Vcc = tensão da fonte
Zo = impedância do circuito.

A potencia máxima de saída pode ser obtida pela expressão:

$$PS\ max. = \frac{Vcc^2}{RL}$$ Onde: RL = impedância do alto falante.

Considerando como 20 W a máxima potência de saída e 8 Ohms a impedância do alto falante, o valor de Vcc deverá ser igual a :

$$Vcc^2 = 2.R\ L.PS = 2.8.20 = 320$$

portanto $Vcc = \sqrt{320}$ $\boxed{Vcc \cong 18\ Volts}$

Considerando que utilizaremos um amplificador em saída complementar, necessitaremos de 18 V para cada - transistor de saída, portanto a fonte deverá fornecer 36 V.

A corrente máxima pico a pico consumida, será igual a:

$$Imax = \frac{Vcc}{RL} = \frac{18\ V}{8\ Ohms} = 2,25\ A$$

enquanto que a corrente média de consumo neste caso - será de :

$$Im = \frac{Imax}{\pi} = \frac{2,25\ A}{3,14} = 0,71\ A$$

Estes cálculos demonstram que, sem levar em conta as perdas no circuito, a fonte deverá fornecer uma corrente de 0,71 Amperes sob uma tensão de 36 Volts.

Porém para prevermos um valor de tensão que a fonte deve fornecer, devemos levar em conta perdas em geral que são inevitáveis na prática.

Em um transistor, mesmo saturado, sempre teremos um - certo valor de Vce mínimo, que passa a ser considerado como uma parte da tensão da fonte não aproveitada.

E tal valor varia de transistor para transistor e está compreendido entre 0,5 V e 3V . Como este valor é desconhecido, vamos considerá-lo igual a 2 Volts.

Ainda devemos lembrar que existe o resistor de emissor para assegurar uma certa estabilidade térmica no circuito; quanto maior for seu valor, mais estável será o circuito, porém, a perda será maior.

Como ponto de acordo, vamos convencionar seu valor em 10% do valor do resistor de carga, ou seja, 0,8 Ohms- (ou menos após experiência).

Considerando a corrente máxima com 2,25 A aparecerá uma queda de tensão no resistor de emissor igual a -

2,25 V x 0,8 Ohms = 1,8 V.

Logo a tensão exigida para a fonte será aquela já encontrada anteriormente (18 V) mais as quedas de tensão previstas em VCemin e VRE ou seja:

Vcc= 18 V + Vce min.+ VRE = 18 + 2 + 1,8

$$\boxed{Vcc = 21,8\ V}$$

Temos então que a tensão exigida para cada transistor é de 22 V.

Prevendo ainda mais as perdas de tensão correspondentes a própria fonte, tipo de acoplamento, energia perdida pelos transistores de saída em forma de calor etc. vamos adotar o valor de 25 Volts para cada transistor.

48-2 ESCOLHA DOS TRANSISTORES DE SAIDA

É importante saber, que embora haja indicação do valor de β dos transistores, devemos verificar com que corrente de coletor é demonstrado o referido valor.

Como exemplo, suponha-se que exista no mercado, um transistor cujo β seja 30, tendo a corrente de coletor em torno de 1 Ampere, provocada por uma determinada corrente de base.

Este fato não promete que este mesmo transistor, conserve o seu β no mesmo valor quando Ic atinge seu máximo valor ou seja, a corrente necessária para se obter uma potencia de saída em torno de 20 Watts, conforme discutido anteriormente.

A figura 48-2, mostra esta característica, onde o β de um determinado transistor muda o seu valor, conforme a mudança de Ib aplicada nele, conseqüentemente mudando o valor de Ic.

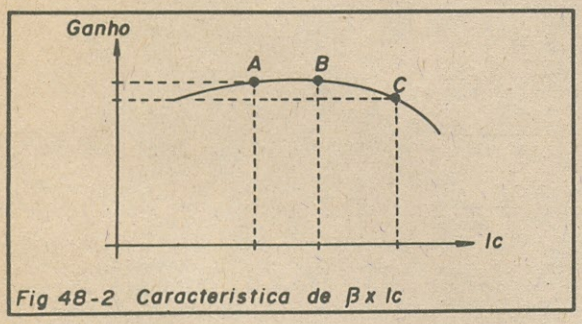


Fig 48-2 Caracteristica de β x Ic

Percebe-se que na região compreendida entre os pontos A e B, o valor de β se conserva relativamente igual, de crescendo gradativamente em direção ao ponto C, conforme o aumento de Ic.

Tratando-se de um circuito que usa um par complementar (PNP e NPN), surge como problema, a inevitável diferença de β entre os dois transistores escolhidos como os de saída.

Como o valor de β é a referência para se saber o tipo de transistor excitador que deve ser escolhido para excitar os transistores de saída, o nosso cálculo deve ser apoiado sempre, naquele que possui o menor valor de β como referência para a escolha do seu excitador.

Para este caso, vamos admitir que o menor β encontrado nos transistores de saída seja de 20, e que este valor corresponda ao transistor TR 6.

Assim, a corrente do transistor excitador (TR 4) que será tratada como Id_1 será conseguida da seguinte forma:

$$Id_1 = \frac{Ic\ máximo\ (TR\ 6\ )}{\beta\ mínimo\ (TR\ 6\ )} = \frac{2,3\ A}{20} = 115\ mA.$$

Obs.: A corrente Ic indicada como 2,3 A, é a que corresponde a potencia de 20 Watts; potencia máxima do amplificador a ser projetado.

No coletor de TR 4, além da corrente de 115 mA, que circula através da junção base-emissor de TR 6, existe outra que corresponde a do resistor R 12 (R 13).

Portanto, a corrente máxima do coletor de TR 4, considerada como Id_1, deve ser um pouco maior que aquela acima indicada.

Desta forma a corrente máxima do excitador (TR 4) será considerada como 130 mA.

A potencia máxima dissipada em TR 4 neste caso será:

$$Pd_1 = \frac{130\ mA\ .\ 23\ V}{2} = 1\ 495\ mW\ (ou \cong 1\ 500\ mW)$$

Nota - 23V= 25V-VRE(1,8V) $\cong$ 23V

Obs.: Dividiu-se por 2 para determinar-se a potencia efetiva.

Estando o transistor excitador TR 4 (ou TR 5) polarizado em classe B, a potencia dissipada no coletor do mesmo (PC) será 30% menor ou seja:

$$Pc_1 = 1\ 500\ mW\ .\ 0,3\ (30\%) = 450\ mW$$

A potencia de coletor encontrada (Pc_1) serve para se determinar o tipo do transistor a ser usado (no caso TR 4 ou TR 5), na temperatura ambiente de 25ºC.

Em uma temperatura mais elevada , será necessário um transistor com a potencia de coletor mais elevada.

Na prática, tal valor deverá ser considerado duas vezes maior que o valor da dissipação indicado, ou seja 900 mW aproximadamente.

Por outro lado, se for conseguido um outro par de transistores de saída, com β em torno de 60, a corrente de excitação para estes que será tratada de Id_2, , cairá para um valor bem inferior em relação ao anterior.

Assim:

$$Id_2 = \frac{2,3\ A}{60} = 38\ mA$$

Mesmo somando-se esta corrente, com aquela que circula em R_{12} , ainda é inferior a 60 mA.

Com estes transistores de saída, a potência de coletor do excitador que será indicada como Pd_2 fica :

$$Pd_2 = \frac{60\ mA\ .\ 23\ V}{2} = 690\ mW\ (ou \cong 700\ mW)$$

Assim, a potencia de coletor será :

$$Pc_2 = 700\ mW\ .\ 0,3\ (30\%) = 210\ mW$$

Uma forma bastante prática para determinar a potencia do coletor necessária para o excitador é dividir a potencia do coletor do transistor de saída pelo β do mesmo.

Considerando 6 watts a potencia do coletor de saí - da, a potência do coletor excitador passa a ser:

a) Com β = 20 (TR 5)

$$Pc_1 = \frac{6\ W}{20} = 300\ mW$$

b) Com β = 60 (TR 5)

$$Pc_2 = \frac{6\ W}{60} = 100\ mW$$

Comparando-se os valores acima, com os valores conseguidos anteriormente, notamos que são inferiores, devido a não consideração da corrente que circula - no resistor R 12 (R 13) já discutidos.

A tensão e corrente que os transistores excitadores deverão suportar é a mesma que os transistores de - saída ou seja: 50 Volts e 130 mA.

48-3 DETERMINAÇÃO DO VALOR DE R_{12} (R_{13})

Tanto R 12 como R 13, funcionam como resistores de base dos transistores de saída, conforme a figura- 48-3.

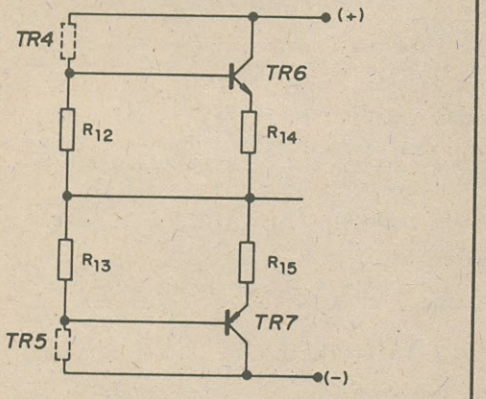


Fig 48-3 Polarização dos transistores de saida

Quando o valor de R 12 for muito acima do adequado, ocorrem os seguintes inconvenientes:

a) Provoca um excesso de corrente de coletor no tran sistor de saída TR 6 (TR 7).

b) Provoca a falta da corrente de repouso no transis tor excitador TR 4 (TR 5).

Por outro lado, quando o valor de R 12 (R 13) for - muito abaixo do valor adequado teremos:

a) Falta de corrente de coletor no transistor de saí da.

b) Excesso de corrente no excitador.

Eliminando-se os transistores TR 6 e TR 7 do circuito o resistor de carga de TR 4 será o R 12 em paralelo com "Ri", onde Ri é a resistência da junção base-emis sor de TR 6 mais a resistência de emissor R 12, mul- tiplicado por β.

Observe a figura 48-4.

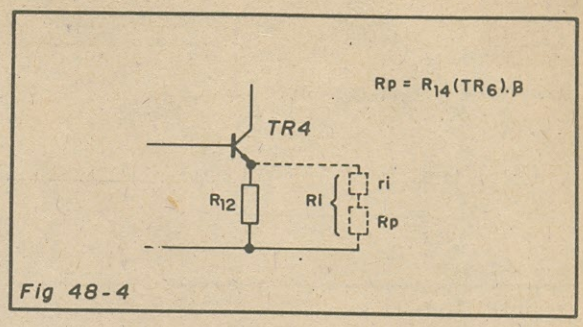


Fig 48-4

Se o valor de "Ri" for igual ao de R 12, a corren- te que passa por "Ri" é igual a metade da corrente total do TR 4.

Assim, ve-se claramente que, quanto maior for o - valor de R 12, aplica-se maior corrente na base - do TR 6, através do TR 4 conforme podemos ver na- figura 48-5

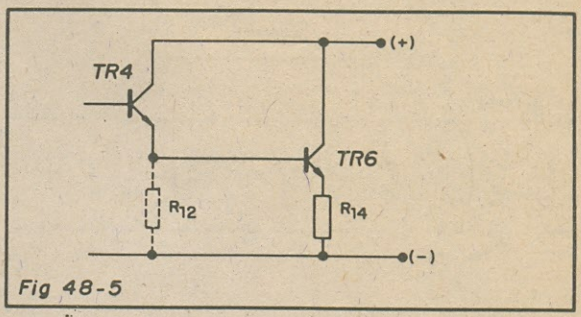


Fig 48-5

Portanto, até certo limite é conveniente que o va- lor de R 12 seja maior para se obter maior ganho - na saída.

No entanto, se o valor de R 12 for demasiadamente alto, implicaria na falta de corrente de coletor- no transistor TR 4.

Considerando a corrente de repouso de TR 6 como - sendo 15 mA, e β deste como 20, a corrente de ba - se (Ib) passa a ser:

$$Ib = \frac{15\ mA}{20} = 0{,}75\ mA$$

Por outro lado, se o referido β for 60, a corrente de base seria 0,25 mA.

É muito comum, escolher-se como excitador um tran- sistor de Ic em torno de 1 mA a 2 mA.

A função de R 12 portanto, é a de compensar a dife rença entre a corrente de coletor necessária para o excitador e a corrente de base de TR 6 a ser exci tado.

Esta condição é mostrada na figura 48-6 onde a cor- rente de emissor de TR 4 é tomada como a corrente- de coletor do mesmo.

Na prática o valor de R 12 chega a ser 5 a 10 vezes maior que "Ri_6" ("Ri" do TR 6)

O "Ri_6" por sua vez depende do valor indicado como- "ri_6" de TR 6 conforme figura 48-7.

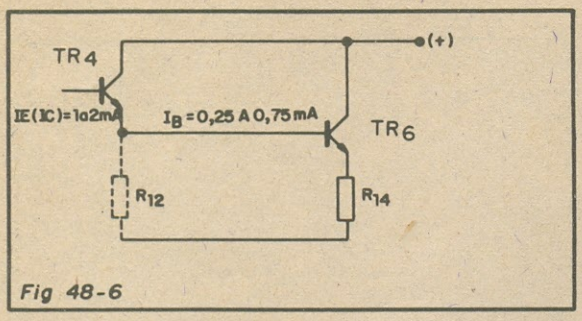


Fig 48-6

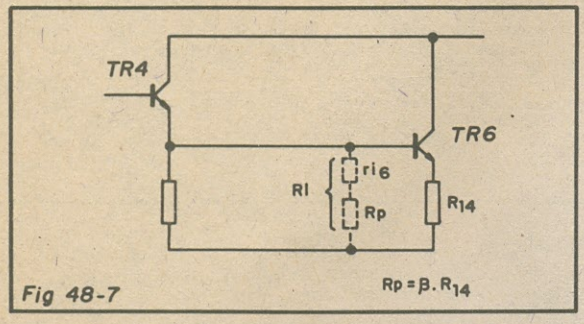


Fig 48-7

O valor de "ri_6" pode ser conseguido, através de gráficos semelhantes ao da figura 48-8 onde é mostrada a relação entre Vbe (Δ Vbe) e (Δ Ib) de TR 6.

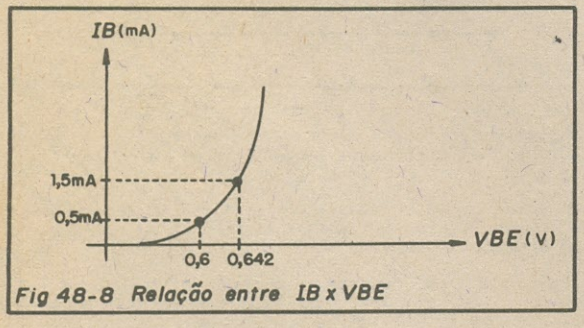


Fig 48-8 Relação entre IB x VBE

Considerando como 0,5 mA, a corrente média entre 0,75 mA (com β = 20) e 0,25 mA (com β = 60), encontramos no gráfico uma tensão Vbe de 0,6 V e ao alterar este valor para 0,642, a corrente de base desloca-se de 0,5 mA para 1,5 mA.

Com estes valores tomados como referência, o valor de "ri_6" é calculado da seguinte forma:

$$"ri_6" = \frac{\Delta \text{ Vbe}}{\Delta \text{ Ib}} = \frac{0,642-0,6V}{1,5mA-0,5 \text{ mA}} = \frac{0,042 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 42 \text{ Ohms}$$

Este mesmo transistor (TR 6), em condições de máxima excitação, ou seja, em torno de 20 Watts de saída como previsto anteriormente, terá o seu "ri_6" alterado para:

$$"ri_6" = \frac{\Delta \text{ Vbe}}{\Delta \text{ Ib}} = \frac{0,02 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 2 \text{ Ohms}$$

O Vbe e Ib conseguidos desta vez, referem-se a uma região onde a relação entre Δ Vbe e Δ Ib é sempre 0,02V e 10 mA respectivamente.

Nota-se que existe uma grande diferença entre aquele "ri" correspondente a TR 6 sem sinal e este último com máximo sinal, porém, como o "ri" esperado, é o que corresponde a máxima potência, tomaremos este último (2 Ohms) como referência para se obter "Ri_6" cujo valor serve para determinar R 12.

Para tornar mais prático o cálculo, se a categoria do amplificador for superior a 10 Watts, como "ri" é insignificante em relação a Rp (β . R 14) pode ser desprezado.

48-4 DEFINIÇÃO DE "RI"

O valor de "Ri" (Ri_6) será conseguido através do "ri_6" R 14 e β (TR 6) como mostrado na figura 48-8.

Assim temos :

$"Ri_6" = "ri_6" + (R\ 14 \cdot \beta 6)$

a) Com $\beta 6 = 20$

$"Ri" = "ri" + (R\ 14 \cdot \beta 6) = 2+(0,5.20)= 12$

b) Com $\beta 6 = 60$

$"Ri" = 2\ (0,5.60) = 32$

O valor de R 14, que implica diretamente no "Ri" corresponde a um décimo da impedância do alto falante ou seja:

$$R\ 14 = \frac{\text{(alto falante)}}{10} = \frac{8}{10} = 0,8 \text{ Ohms}$$

Mas para que se obtenha maior eficiência na potência de saída, o valor de R 14 obtido acima como 0,8 Ohms foi reduzido em 0,5 Ohms.

48-5 CALCULO DE R_{12}

Conforme já foi dito, o valor de R 12 na prática será correspondente a 5 ou 10 vezes daquele indicado como "Ri" já conhecido.

Assim teremos:

a) Com β (TR 6) = 20

$R_{12_1} = "Ri"_1 \cdot 5 = 20 \cdot 5 = 100 \text{ Ohms}$

ou $"Ri"_2 \cdot 10 = 20 \cdot 10 = 200 \text{ Ohms}$

b) Com β (TR 6) = 60

$R_{12_1} = "Ri"_2 \cdot 5 = 60 \cdot 5 = 300 \text{ Ohms}$

$"Ri"_2 \cdot 10 = 60 \cdot 10 = 600 \text{ Ohms}$

Ficando assim os valores de R 12 encontrados entre 100 e 600 Ohms, será calculada a corrente que circularia no excitador TR 4 (ou TR 5).

A tensão necessária para dar início a circulação de corrente Ib em TR 6 é da ordem de 0,6 Volts (em TR 7 esta tensão é de 0,65 V).

Somando-se esta tensão com aquela percebida em R 14, a corrente Ic do excitador TR 4 deve desenvolver em R 12, uma tensão de 0,62 V como mostrado na figura 48-9.

Se o valor de R 12 for de 100 Ohms, a corrente em TR4 será de :

$$Ic\ (TR\ 4\ ) = \frac{Vbe(TR6)+Vr\ 14}{R\ 12} = \frac{0,62 \text{ V}}{100} = 6,2 \text{ mA}$$

Nota-se que haverá uma excessiva corrente (Ic) em TR 4, muito acima daquela recomendada para um tipo como este.

Considerando que esta corrente deve estar em torno de

1 a 2 mA, como citado, o valor de R 12 ideal seria entre 300 e 600 Ohms.

Neste circuito, será escolhido R 12 como um de 400 Ohms.

Conforme a figura 48-9, o R 13 tem a mesma função - de R 12 para o TR 7, porém a tensão Vbe percebida - em TR 7 é de 0,65 V.

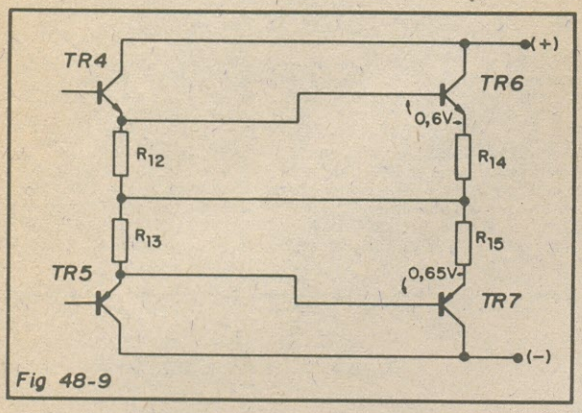


Fig 48-9

48-6 DETERMINAÇÃO DE R_9

A tensão desenvolvida em R 9, resistor de carga de TR 3, quando se altera para o semi-ciclo positivo, percebe-se uma corrente em TR 4 e no negativo, em- TR 5, através do capacitor C 5.

Portanto, até certo ponto, para se obter um maior- ganho na amplificação, é conveniente que o valor de R 9 seja maior que a impedância de entrada de TR 4.

Esta impedância, que será tratada como "Ri_4", pode- ser determinada, sabendo-se o "ri_4" e o β de TR 4.

O "ri_4" aqui mencionado, é o que se refere a resis- tência de entrada do TR 4 e conseguido através do - gráfico semelhante do da figura 48-10.

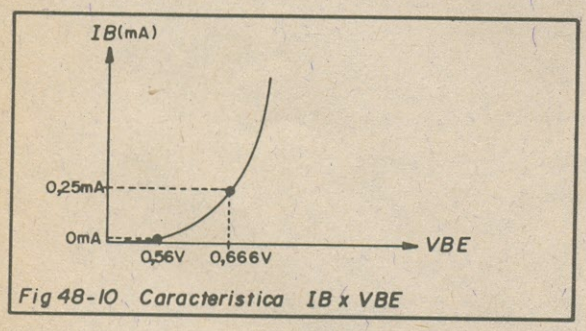


Fig 48-10 Caracteristica IB x VBE

Logo:

$$"ri_4" = \frac{\Delta\ Vbe}{\Delta\ Ib} = \frac{0,666-0,56\ V}{0,25\ .\ 10^{-3}} = 420\ Ohms$$

Sendo 420 Ohms o valor de "ri_4" e admitindo-se que o transistor possua um $\beta = 80$, o procurado "Ri_4" - para se obter o valor de R 9 será:

"Ri_4" = "ri_4" + (29. β) = 420 +(29.80)=2.320 (2K3)

Obs:

O valor 29 Ohms, corresponde a soma (em paralelo) de R 12 (400 Ω) e "Ri" de TR 6 (32 Ω).

Para tornar mais clara a explicação, mostramos a título de lembrete a figura 48-11.

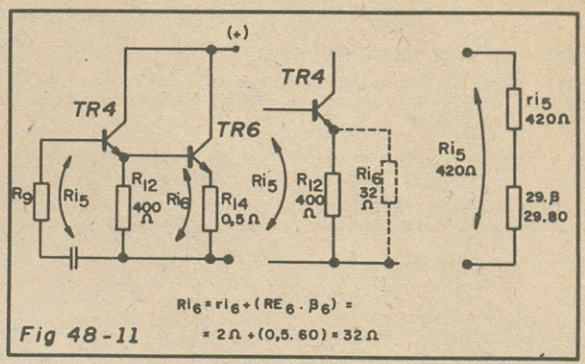


Fig 48-11

O valor de R 9, que se encontra em paralelo com "Ri_5" de 2K3 Ohms, já obtido, calcula-se como 5 ou 10 vezes maior que "Ri_5" ou seja:

R 9 = "Ri_5" . 5 = 2K3 . 5 = 11,5 K (12 K)
ou 2K3 .10 = 23 K

Como R9 implica diretamente na corrente do excitador TR 4 (TR 5), será determinado após a verificação de- R 8 que se encontra em série com R 9.

48-7 DETERMINAÇÃO DE R_8

Observe a figura 48-12.

Suponha-se que no circuito exista um único resistor - correspondente a soma de R 8 e R 9.

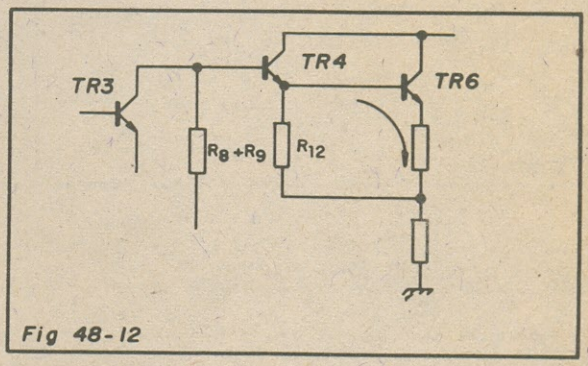


Fig 48-12

Neste caso, o acoplamento entre TR 4 e TR 6 passa a - ser um "seguidor de emissor", tendo um ganho inferior a 1 (< 0 db).

Com a introdução de R 8 e C 5, como se encontra originalmente, o circuito passa a ter um ganho em torno de 10 a 20 dB.

O valor total dos resistores R 8 mais R 9 deve ser - calculado, tomando-se como referência a corrente de - TR 4.

Na prática, este valor é calculado levando-se em consideração o capacitor C 5 que influi diretamente no va- lor de R 8; isto é C 5 será menor quanto maior for R 8 ou vice-versa.

Seja R 8 igual a metade, ou 30% do valor de R 9, e - considerando R 9 como 12 KOhms (5 "Ri_5") ; teremos :

a) R 8 = R 9 . 0,5 = 12 K x 0,5 = 6 K
R 8 = R 9 . 0,3 = 12 K x 0,3 = 4 K 6

Se o valor de R 9 é igual a 10 "Ri_5" teremos:

a) R 8 = 23 K . 0,5 = 11,5 K (12 K)

R 8 = 23 K . 0,3 = 6,9 K (7 K)

49 REVISÃO DO PROJETO

Com a experiência adquirida, serão revisados os assuntos, já tratados, levando-se em consideração os seguintes pontos:

a) O valor de β do transistor adquirido como TR 4 (TR 5) é de 40 e do TR 6 (TR 7), 20.

b) Os transistores TR 4 (TR 5) e TR 6 (TR 7) encontram-se polarizados em classe B.

c) O TR 3 deve ser polarizado em classe A.

Portanto, no coletor de TR 3, mesmo sem sinal, deverá permanecer uma certa corrente, que será igual a um valor médio daquela correspondente ao máximo e mínimo sinal aplicado.

De preferência, esta corrente média, deve ser calculada como sendo o dobro daquela provocada pelo sinal aplicado.

Em outras palavras, como na figura 49-1A, se a corrente média for inferior aquela variável com o sinal aplicado, quando este atingir seu ponto máximo teríamos uma inevitável distorção na saída de TR 3 o que não aconteceria por exemplo, o mostrado na figura 49-1B.

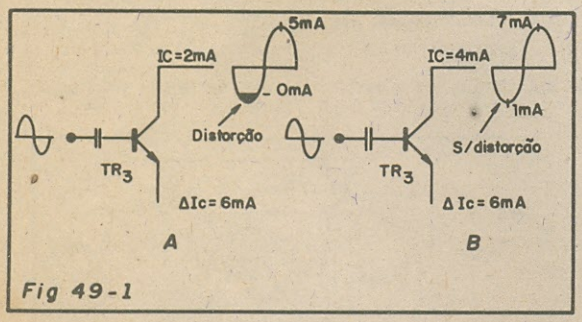


Fig 49-1

A potência máxima na saída do amplificador, corresponde ao momento em que a tensão entre o ponto de união dos resistores R 14 e R 15 passa a ser 23 Volts (ou - 23 Volts).

Portanto para um máximo rendimento, é necessário que a tensão sobre o alto falante seja nula (zero volts sem sinal).

Para que se consiga tal condição, na extremidade do resistor de carga de TR 3 (R 8 + R 9) deve ser encontrada uma tensão igual a metade da fonte ou seja 23 V conforme mostra a figura 49-2.

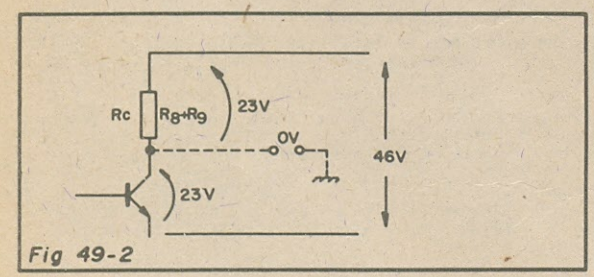


Fig 49-2

Supondo-se que a corrente de coletor máxima em TR 3 é de 4 mA e Vcc seja 23 Volts, o valor de Rc mostrado na figura deve ser:

$$Rc = \frac{Vcc}{Ic} = \frac{23\ V}{4\ mA} = 5.800 \quad (5K8)$$

Como foi mostrado, para se saber o valor de Rc de TR 3 (R 8 + R 9) é necessário antes saber a corrente média adequada para o transistor TR 3 e esta depende da corrente de base de TR 5 (TR 6).

49-1 DEFINIÇÃO DE RC (R8+R9) DE TR3

Através do 1º exemplo, tendo necessidade de 4 mA no transistor TR 3, a qual depende dos β de TR 4 (TR 5) e TR 6 (TR 7), conclui-se que o Rc adequado para TR 3 é 5,8 KOhms.

Por outro lado, como mostrado na figura 49-3, se os transistores escolhidos como TR 4 e TR 6, fossem os tipos de β bem elevados, necessitaríamos de uma corrente de coletor bem inferior a 4 mA em TR 3 passando o valor de Rc (R 8 + R 9) para 23 KOhms, um valor bem mais elevado em relação ao anterior 5 K 8 - Ohms.

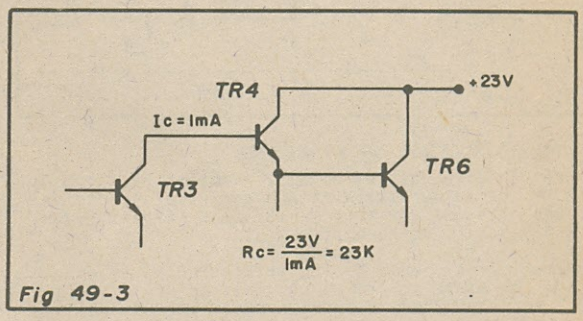


Fig 49-3

RELAÇÃO ENTRE OS VALORES DE R 8 e R 9

Embora os valores adquiridos com Rc de TR 3 estejam entre 5 K 8 e 23 K, do ponto de vista prático é conveniente manter a corrente Ic em torno de 3 mA e portanto, o valor de Rc adequado será:

$$Rc = \frac{Vcc}{Ic} = \frac{23\ V}{3.10^{-3}} = 7.700 \ (8\ KOhms)$$

A relação entre os R 8 e R 9 que representam o Rc provocado é:

R 8 : R 9 = 1 : 2 ∽ 2 : 3

portanto:

R 8 = 2,7 K e R 9 = 5,4 K ou R 8 = 3,2 K e R 9 = 4,8 K

49-2 COMO DETERMINAR C_5

Como já foi explanado, não havendo o capacitor C5, o ganho do estágio no TR 4 passa a ser inferior a 1 (< 0 dB).

Nesta condição, para que se obtenha uma potência máxima de 20 Watts, conforme a figura 49-4A é necessária a disponibilidade de 23 Volts como Vce e TR 3 e a outra do mesmo valor na extremidade de Rc (R 8 + R 9).

No entanto existem alguns fatores que diminuem estas tensões, tal como R 11 usado como filtragem da fonte e Re no emissor de TR 3, que é usado as vezes para a melhoria no circuito com relação a distorção.

Observe a figura 49-4B.

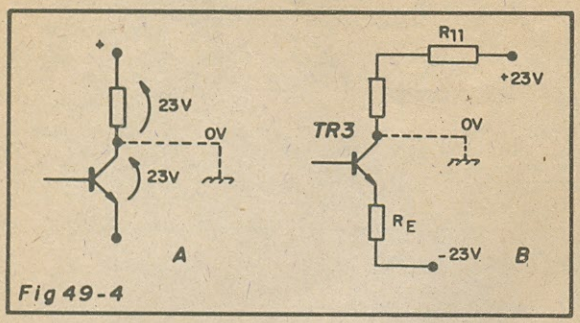


Fig 49-4

Por outro lado, aplicando-se um capacitor como C 5, verifica-se que a tensão necessária para se obter - uma condição ideal, não depende diretamente daqueles fatores anteriormente citados, passando a ser apenas 2,7 Volts aproximadamente a queda de tensão em R 9, a qual corresponde a soma das tensões emissor-base de TR 4 e TR 6 mais a queda em R 19, não havendo a influ ência de R 11 e Re.

Tais fatos estão ilustrados na figura 49-5-

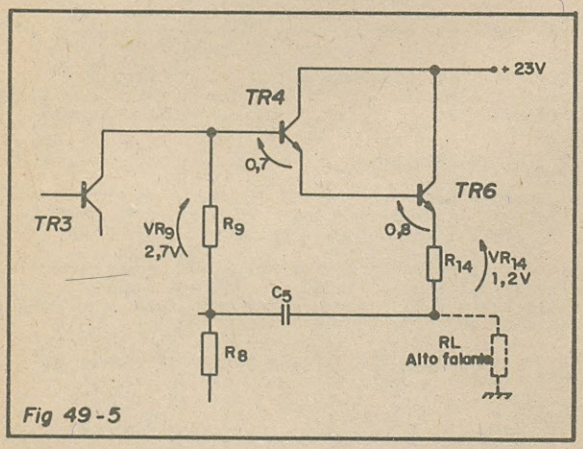


Fig 49-5

O valor de C 5 é escolhido em regra, levando-se em - conta que a reatância deste capacitor, seja mínima pos sível, até nas freqüências mais baixas a serem respon- didas pelo amplificador.

Como isto, depende muito do β dos transistores aplica- dos como TR 4 (TR 5) e TR 6 (TR 7), será determinado- através da seguinte forma:

$$C_5 = \frac{10^6 \cdot \beta\,(TR\ 4) \cdot \beta\,(TR\ 6) \cdot Rc}{2\pi\ fc \cdot R\ 8 \cdot R\ 9}$$

Considerando o β máximo em TR 4 como 100 e em TR 6, - β 30, o valor de C 5 escolhido pode ser do 100μF - aproximadamente.

O transistor TR 3 como já foi discutido, encontra-se - polarizado em classe "A" com IC = 3 mA aproximadamen - te, tendo Vce máximo em torno de 23 Volts.

Desta forma, escolhe-se um tipo de transistor que pos- sua uma potência de coletor de 200 mW, com isolação de 50 Volts ou mais.

50 REVISÃO DA POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES DE SAIDA

Rigorosamente falando, os transistores de saída, mes- mo sem sinal, encontram-se polarizados com uma peque na corrente.

Desta forma, a polarização dos mesmos que até aqui - consideramos como classe B , seria mais correto con- siderar como AB.

Esta pequena corrente constante, tem como finalida - de evitar a distorção "cross over" já comentada ante riormente.

A tensão total necessária para manter os 4 transis - tores (saída e excitadores) polarizados adequadamen- te está em torno de 2,5 Volts, como mostrado na fi - gura 50-1.

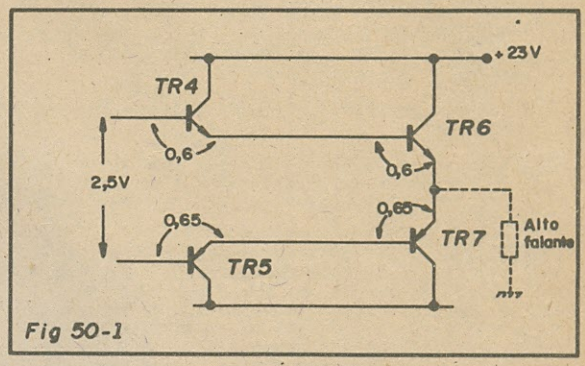


Fig 50-1

Esta tensão de 2,5 Volts é obtida da extremidade de um resistor Rb mostrado na figura 50-2 e portanto se a corrente em Rb for constante, constante será a ten são necessária para polarizar os transistores TR 4 - TR 5, TR 6 e TR 7 que dependerá unicamente do valor- de Rb ajustado adequadamente.

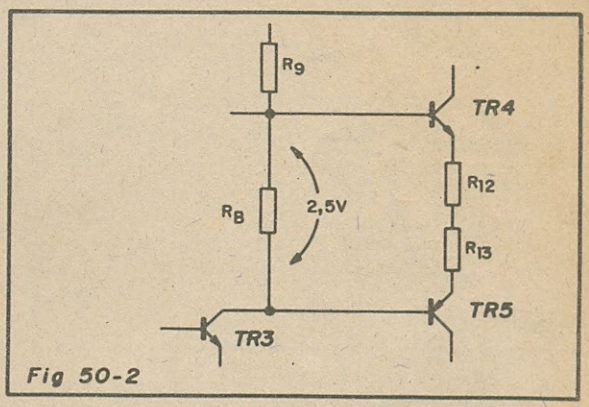


Fig 50-2

Porém para tal ajuste, este método, que é bastante - simples, tem o seguinte problema.

A corrente mencionada para manter polarizados adequa damente os 4 transistores, com este método só é viá- vel para uma determinada temperatura, (normalmente - 25ºC), visto que a corrente varia em função da subi- da ou queda da temperatura ambiente.

Para que se evite esta inconveniencia, no lugar de - um resistor comum, usa-se alguns diodos em série, po larizados diretamente, tendo desta vez uma tensão -

praticamente invariável com a mudança da temperatura ambiente.

Considerando como 0,6 V, a tensão percebida sobre cada um dos diodos, para manter polarizados os 4 transistores TR 4, TR 5, TR 6, TR 7 adequadamente necessitamos de 2,4 Volts sendo preciso usar 4 diodos.

Porém com uma tensão de 2,4 Volts, ainda existe a possibilidade de polarizar os 4 diodos na região de baixa condução e consequentemente a insuficiência de corrente em TR 3.

Na prática, usa-se um resistor ajustável em série com diodos em um número inferior (3 diodos).

50-1 ESCOLHA DOS DIODOS PARA RB

Para a função de Rb, devem ser escolhidos diodos de um tipo, cuja corrente seja bem próxima a corrente de coletor do TR 3 (Aprox. 3 mA).

Observando-se o gráfico da figura 50-3, encontraremos duas curvas, A e B.

A curva A, é a que corresponde a um diodo apropriado para uma corrente muito alta e está polarizado com uma pequena corrente, ou seja, 3 mA aproximadamente neste circuito.

Nota-se que no referido diodo, quando a corrente do mesmo varia de 3 mA para 2 mA, a tensão também se altera consideravelmente, de 0,6 V para 0,57 V, o que corresponde a uma alteração de 1,2 Volts nos 4 diodos em série para a função de Rb; enquanto que no outro, (aquele que corresponde a curva B) a variação da queda de tensão é mínima, quase insensível com a mudança de corrente, a qual é alterada em função da variação de temperatura no diodo.

Devido a isto, é sempre conveniente usar um diodo caracterizado como o da curva B para a junção de Rb.

Devem também ser escolhidos, tipos de diodos caracterizados por uma corrente máxima entre 50 a 200 mA.

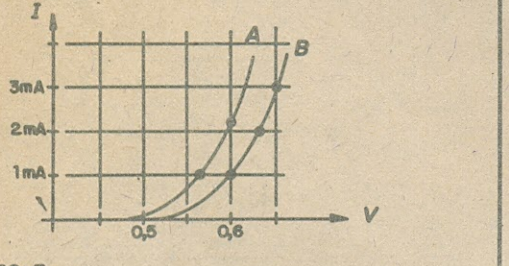


Fig 50-3

50-2 ESCOLHA DE TR1 E TR2

Basicamente, nos circuitos semelhantes a este, para que se mantenha a estabilidade da tensão de saída, é necessário que o valor do resistor correspondente a R 5 seja relativamente elevado.

Como isto implica diretamente na limitação da corrente dos transistores TR 1 e TR 2 associados a este resistor, devem ser escolhidos transistores que trabalham com a mínima corrente de coletor, com um β relativamente elevado, que permitem o uso de um resistor de um valor elevado como R 5.

Se os tipos escolhidos como TR 1 e TR 2 forem aqueles cuja corrente de coletor fica em torno de 0,4 mA, passaria por R 5 uma corrente de 0,8 mA.

O valor de R 5 seria então determinado como 30 K Ohms aproximadamente.

A tensão de polarização de TR 3, que depende de R 4, deve ser mantida ao redor de 0,6 Volts.

Desta forma, considerando a corrente de R 4 como 0,4 mA, igual a metade daquela em R 5, o valor de R 4 será de 1,5 K Ohms.

Porém, como esta corrente difere muito, dependendo do transistor escolhido, na prática usa-se um resistor fixo de 1 K Ohms em série com um outro variável do mesmo valor como mostrado na figura 50-4.

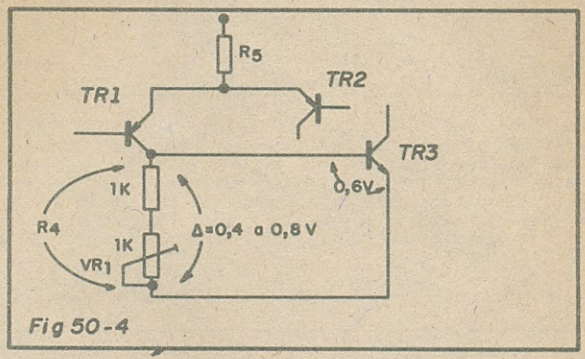


Fig 50-4

O Vr 1 deve ser ajustado em tal ponto, onde a tensão no terminal do alto falante passa a ser zero Volts em relação ao chassi, sem sinal na entrada do amplificador.

50-3 DETERMINAÇÃO DE R_{11} E C_3

Para tornar mais eficiente a filtragem da corrente da fonte de alimentação dos transistores TR 1, TR 2 e TR 3, foram aplicados aos circuitos R 11 e C 3.

Do ponto de vista de melhor filtragem, quanto maior forem os valores do resistor e do capacitor, mais eficiente seria a filtragem, porém isto implicaria em uma maior queda de tensão da fonte.

Calcula-se o circuito, limitando-se esta queda de tensão entre 2 e 5 Volts.

Sabendo-se que a corrente em R 11 está em torno de 4 mA, determina-se o valor deste entre 500 Ohms e 1,2 Ohms.

O capacitor C 3 neste caso, será de 30 a 50 μF ou seja:

$$Xc\ (C\ 3) \leq \frac{R\ 11}{10} \text{ em redor de 50 a 60 Hz}$$

51 CIRCUITO DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

Este circuito tem como finalidade, compensar a deficiência na amplificação causada pelos transistores, que resulta em uma distorção do sinal obtido na saída.

A realimentação é aplicada à base de TR 2 através de R 7, ligada ao terminal do alto falante.

Existem também R 6 em série com C 4, formando um divisor de tensão com R 7.

A realimentação aplicada na base de TR 2, provoca uma queda de tensão nos dois emissores através de R 4 e portanto, a mesma queda também se reflete no coletor de TR 1.

Para permitir que TR 1 e TR 2 sejam polarizados em uma condição de trabalho, os valores de R 3 e R 7 devem estar igualados.

Considerando que este valor está em torno de 20 K a 100 KOhms, os valores de R 3 e R 7 serão escolhidos como 50 KOhms.

51-1 GANHO DO AMPLIFICADOR

O sinal de entrada, correspondente a máxima potência de saída, deve estar entre 0,5 V a 1 Volt.

Considerando a máxima potência como sendo de 20Watts, a tensão desenvolvida no alto falante (8 Ohms) será de 13 Volts.

A proporção entre os sinais de saída e o de entrada, será de 26 vezes (28 dB).

Admitindo este número como sendo o ganho do circuito e o valor de R 7 de 50 KOhms, a relação que existe entre R 6 e R 7 é de :

$\frac{R6 + R7}{R6}$, determinando que o valor de R 6 deve ser escolhido entre 1,5 K e 2 KOhms.

O capacitor C 4 tem como finalidade, isolar c.c. do circuito.

Por outro lado, se C 4 for de um valor muito elevado haverá uma inevitável perda de ganho em c.a.

Deverá ser escolhido como C 4 um capacitor cuja reatância do mesmo, na frequência mais baixa, considerada (5 Hz) corresponda a um valor igual a R 6.

Este valor pode ser determinado através da seguinte expressão :

$$C4 = \frac{1}{2\pi f R6}$$

Muito embora obtenhamos um valor de 20 μF aproximadamente, do ponto de vista prático, usa-se um tipo de 47 a 50 μF.

O capacitor C 2, de acoplamento, será calculado com o mesmo critério adotado para C 4.

Considerando a impedância de entrada deste amplificador como 50 K, e a frequência mais baixa considerada como 5 Hz, será usado um tipo de 1 a 2 μ Fd.

O resistor R 1 é de carga para C 2, evitando desta forma, o ruído ("clic") provocado pela chave seletora de entrada.

Na prática, escolhe-se um valor igual a 10 vezes mais que R 3; portanto o mesmo será de 400 a 500 K.

R 2 e C 1, tem como finalidade evitar a interferência causada por rádio frequência.

Considerando a frequência mais alta como 20 KHz, o valor de C 1 será de 300 pF aproximadamente.

R 2 por sua vez, será determinado como sendo um décimo de R 3 e portanto será de 3 a 5 KOhms.

51-2 NECESSIDADE DO USO DE UM ESTAGIO DIFERENCIAL NA ENTRADA

Atualmente, estão muito em uso os amplificadores diferenciais, devido suas inúmeras propriedades das quais podemos destacar as seguintes:

a) O sinal de saída de um dos coletores, equivale a diferença dos sinais aplicados a cada uma das bases.

b) Apresenta maior linearidade de saída, reduzindo a distorção.

Esses amplificadores exigem valores de β bem próximos nos transistores (pares) da ordem de 10% a 20% de tolerância.

Neste circuito, foi utilizada a primeira propriedade para que se pudesse manter a tensão no alto falante-. o mais próximo possível de zero Volts, utilizando-se de uma realimentação negativa de c.c. (corrente contínua) sobre uma das bases deste amplificador (diferencial) e noutra, o sinal de entrada, reduzindo-se a distorção, mesmo com variações na tensão da rede.

Analisando-se apenas a parte referente a este circuito na figura 48-1, observamos que a tensão no coletor de TR 3 é igual a tensão no ponto de ligação do-alto falante. Considerando-se que esta tensão se torne positiva, neste caso a base de TR 2 também se tornará positiva, consequentemente diminuindo a corrente de coletor deste. (transistor PNP)

Isto faz com que haja também uma queda de tensão sobre R 4 em função da diminuição da corrente de coletor em TR 2.

O TR 1, por sua vez, como tem sua base ligada a massa através de R 3, sofre um aumento de Ic. (Maior VBE)

O acréscimo de Ic. provoca um aumento de corrente em R 5, aumentando a tensão sobre este, e esta tensão desenvolvida em sua extremidade (R 5) é aplicada à base de TR 3, tornando-a positiva em relação ao seu-emissor.

Este efeito, torna mais negativa a tensão do coletor de TR 3, em função ao aumento de Ic deste, consequentemente gerando a estabilidade na tensão de coletor.

52 ESPECIFICAÇÕES MAXIMAS

A preocupação do fabricante em fornecer esse grupo de informações é estabelecer os limites físicos e elétricos sob os quais o dispositivo não se deteriora, mantendo as características que permitem um bom funcionamento.

Portanto é ponto pacífico que nenhuma das especificações máximas, deve ser excedida sob nenhuma condição, assim como cada uma delas é uma limitação individual, não se garantindo, de forma alguma que duas ou mais especificações máximas possam-ocorrer simultaneamente.

Entre as especificações máximas mais comuns temos:

- Tensões máximas entre coletor e base, coletor - emissor e emissor base.

Muitas vezes este valor não é bem especificado quanto as condições em que é medido, mas indica uma rápida visualização a limitação em tensão do transistor.

- Dissipação máxima a uma determinada temperatura - ambiente.

- Dissipação máxima a uma determinada temperatura - da embalagem.

Com esses dados é possivel deduzir os valores da resistencia térmica entre junção embalagem e da resistencia térmica entre embalagem e ambiente que são os parâmetros que realmente caracterizam e delimitam o funcionamento do transistor do ponto de vista de dissipação térmica.

- Corrente máxima de coletor:

O fabricante procura normalmente limitar a corrente máxima de coletor, visando evitar alguns problemas-que possam ocorrer em uso normal tais como redução-do valor de beta abaixo de um certo valor mínimo etc.

- Temperatura máxima de junção

É a máxima temperatura que a junção coletor base suporta com o transistor operando. Esta temperatura depende do material de que é feito o transistor, do processo de fabricação e do tipo de encapsulamento.

- Temperatura de armazenagem

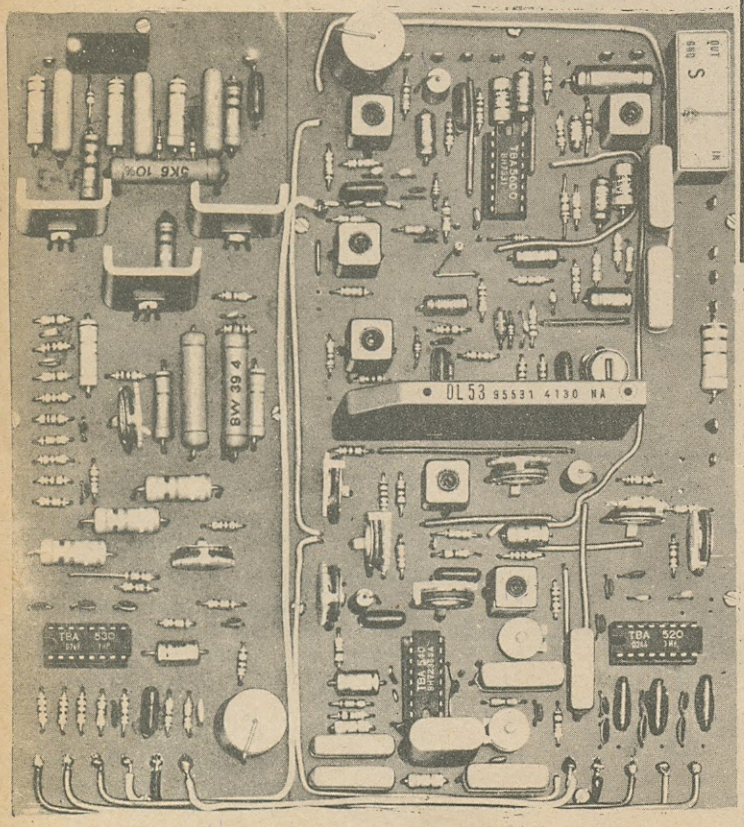
Especifica a faixa de temperatura dentro da qual o transistor pode ser estocado sem que as suas características se deteriorem com o tempo.

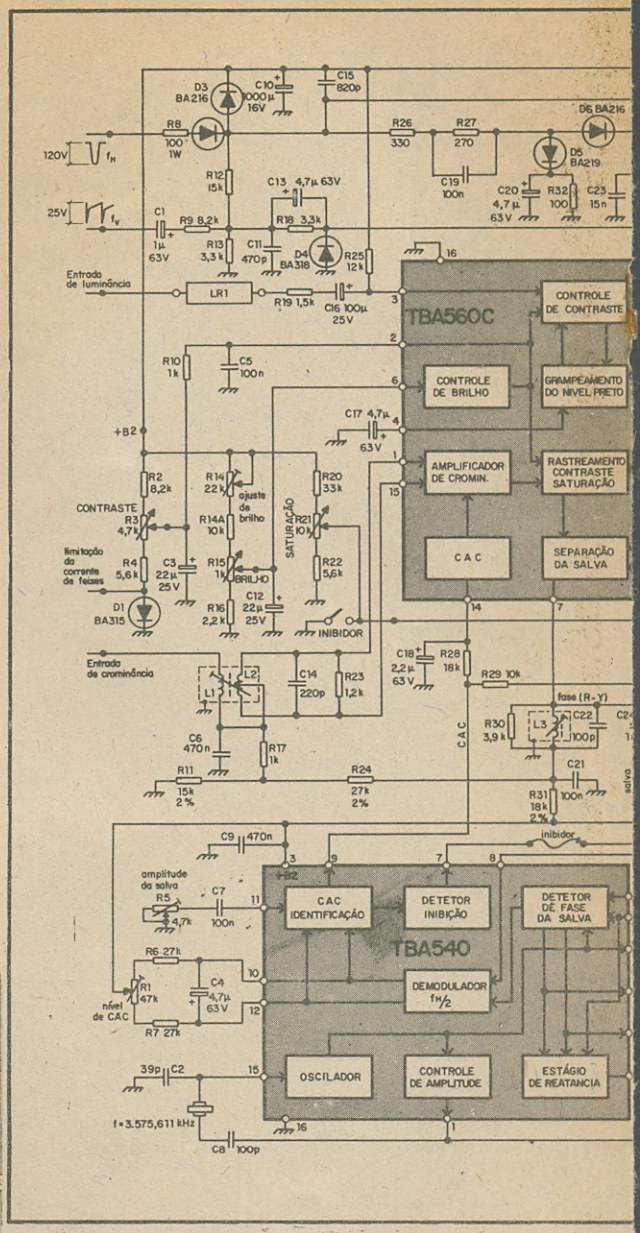
CIRCUITOS INTEGRADOS NO PROCESSAMENTO DE COR EM TVC

IBRAPE

Introdução

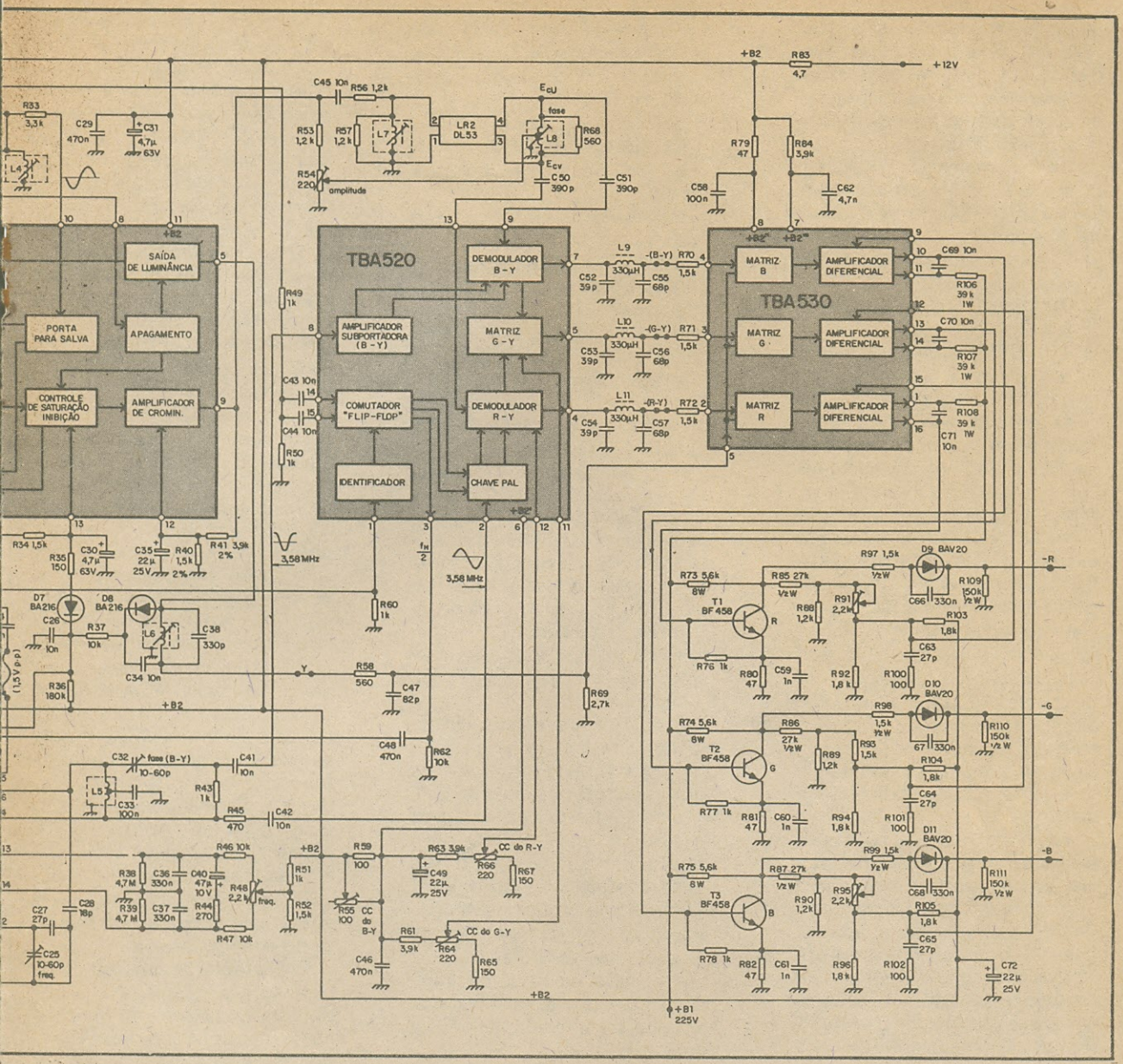
A decodificação de cor nos televisores cromáticos em geral, e nos do sistema PAL em particular, compreende um grande número de funções altamente complexas:





1 — processamento dos sinais de luminância, incluindo ajuste de contraste e brilho, grampeamento do nível preto, apagamento do retorno, limitação de amplitude para fixação de um nível máximo de corrente de feixes no cinescópio.

2 — processamento dos sinais de crominância: controle de saturação, apagamento, rastreamento contraste-saturação, adequação de níveis para matrixagem PAL, inibição de cor, controle automático de ganho (CAG).



3 — separação e amplificação da salva de sub-portadora.
4 — matrixagem PAL: decomposição do sinal de crominância em seus componentes E_{cU} e E_{cV}.
5 — processamento da salva ("burst"); deteção de fase e de amplitude, determinação da sequência da alternância da chave PAL.
6 — comando de CAC, de inibição e de correção da sequência do comutador da chave PAL.
7 — regeneração controlada da sub-portadora.
8 — defasamento da sub-portadora (quadratura).
9 — comutação alternada da chave PAL.
10 — demodulação síncrona R—Y e B—Y.
11 — matrixagem G—Y.
12 — matrixagem R, G, B.
13 — conformação de pulsos necessários à execução de algumas das funções acima relacionadas.

Nos últimos anos têm sido aplicados esforços cada vez maiores no sentido de simplificar circuitos complexos empregados nos receptores de TV em cores. O desenvolvimento de circuitos integrados para aplicação no decodificador PAL e estágios de baixo sinal a ele associados resultou numa série de vantagens:

— redução no custo dos componentes dos receptores.
— melhor desempenho, em comparação aos receptores transistorizados ou híbridos.
— simplificação dos aparelhos, resultando em vantagens para a manutenção.
— redução no custo de montagem e ajustes.
— maior confiabilidade.

Embora haja, teoricamente, um grande número de possibilidades quanto ao agrupamento de funções a serem executadas por um mesmo CI, algumas são, na prática, especialmente interessan-

tes, pela afinidade entre as funções agrupadas, pelo número reduzido de circuitos integrados necessários e pela compatibilidade entre estes no que diz respeito a níveis de sinais.

Uma combinação particularmente feliz para o processamento de cor compõe-se de 4 circuitos integrados:

a) TBA560C, que executa as funções dos itens 1, 2 e 3;
b) TBA540, para as funções 5, 6 e 7;
c) TBA520, para o desempenho das funções 9, 10 e 11;
d) TBA530, para a função 12.

O decodificador PAL, utilizando esses quatro CIs substitui de 150 a 300 componentes discretos. Como não é ainda possível integrar as linhas de retardo, o cristal oscilador, os filtros passa-faixas e os capacitores eletrolíticos, permanecem todavia, alguns componentes discretos. Entretanto, o seu número total pode ser drasticamente reduzido, com economia substancial no tempo de montagem, dimensões da placa impressa e custos. A redução do número de pontos de solda aumenta a confiabilidade e reduz a possibilidade de falhas.

Além da melhora no desempenho geral, pode-se obter grandes aperfeiçoamentos na parte de processamento dos pequenos sinais, graças ao máximo aproveitamento das possibilidades oferecidas pelo grande número de componentes ativos concentrados numa pastilha de circuito integrado. O desempenho, se igualado por transistores e componentes discretos, somente o será a um custo proibitivo. Consegue-se, assim:

- controle de contraste por CC, rastreado nos canais de luminância e crominância.
- controle de saturação por CC.
- controle de brilho por CC.
- limitação da corrente de feixe por meio da redução do contraste.

Outros requisitos obtidos são:

- detetor ativo para os sinais diferença-de-cor (elimina limitações de banda passante e reduz o número dos componentes de filtragem).

CAC equipado com demodulador síncrono (proporciona maior imunidade ao ruído).

- circuito inibidor, resultando em funcionamento correto mesmo em condições adversas de recepção.
- oscilador de subportadora e estágio de reatância com diversas características favoráveis:

ampla faixa de captura e retenção.
mínimas variações de fase.
maior imunidade às flutuações de tensão.
menor influência dos componenetes periféricos.
filtragem simples.

Luminância e crominância com TBA560C

A maior parte das funções exercidas pelo TBA560C relaciona-se à preparação dos sinais de luminância (para posterior matrixagem R, G, B) e de crominância (para posterior matrixagem PAL, através da linha de retardo de crominância). Os controles de brilho, contraste e saturação agem sobre esse circuito integrado.

O sinal de luminância é introduzido através da linha de retardo Y (LR1). Sua amplitude de saída é ajustada por meio do controle de contraste, que atua pela variação do nível CC. O nível preto, grampeado com auxílio de pulsos conformados no próprio CI, mantém-se praticamente inalterável ao longo da faixa de atuação desse controle.

A posição do nível de grampeamento, ou seja, do nível preto, pode ser alterada através do controle de brilho.

O estágio de saída de luminância contém seguidor de emissor, que possibilita a retirada desse sinal em baixa impedância. A amplitude desse sinal de luminância (ou seja, o contraste) é controlada automaticamente pelo sistema de limitação da corrente média de feixes do cinescópio.

Para isso, é conduzida ao diodo D1 uma informação (CC), recebida do estágio de saída horizontal, proporcional à corrente média dos feixes. Ultrapassado o nível desse sinal, o contraste será automaticamente reduzido, a fim de impedir um posterior aumento da corrente média total de feixes.

O sinal de crominância, obtido através do filtro L1—L2, que o separa do sinal de luminância, é inicialmente processado num amplificador controlado pelo CAC (Controle Automático de Crominância) a partir de informações recebidas do TBA540. Posteriormente, o sinal tem sua amplitude controlada automaticamente, através de um sistema de rastreamento com a variação da amplitude do sinal de luminância, seja ela causada pela atuação do controle de contraste, seja pela do sistema de limitação da corrente de feixes. Esse rastreamento resulta na manutenção da saturação de cor quando o contraste é modificado.

O ajuste manual da amplitude do sinal de crominância é feito através do controle de saturação (que atua por variação de nível de CC), associado ao sistema de inibição de cor. Após nova amplificação, o sinal de crominância aparece no terminal 9 do TBA560C, com amplitude adequada para excitar a linha de retardo de crominância.

O TBA560C encarrega-se também do processamento dos pulsos para o apagamento do retorno (injetados no terminal 8) e do sinal para separação da salva (injetado no terminal 10).

Pulsos negativos nas frequências horizontal (fH) e vertical (fV) são adicionados aos sinais de luminância e crominância, para o apagamento do retorno. Os pulsos de frequência horizontal são também utilizados para tornar a amplitude da salva independente da saturação, para correta atuação do CAC.

Saiba tudo sobre

TELEVISÃO A CORES

A. Fanzeres

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino, GB

A separação da salva é obtida por uma porta interna do CI, comandada por um sinal constituído por um ciclo de senóide, gerado externamente e ocupando o período de retorno horizontal. Após a separação, a salva é amplificada.

Matrixagem PAL

A matrixagem PAL é realizada de modo convencional, com uma linha de retardo ultra-sônica DL-53. O uso dessa linha de retardo possibilita a separação das componentes E_{cV} e E_{cU} do sinal de crominância pela soma e subtração dos sinais direto e retardado. R54 provê o controle da amplitude do sinal direto encaminhado ao somador-subtrator. O uso do indutor L8, com derivação central, na saída da linha ultra-sônica facilita a obtenção de sinais de crominância retardados e com fases opostas, para a adição e subtração com o sinal direto, introduzido na derivação. Os componentes E_{cU} e E_{cV} do sinal de crominância são obtidos nos extremos de L8. Os ajustes de R54 (amplitude) e L7/L8 (fase) permitem a separação correta desses componentes.

TBA540: oscilador de 3,58 MHz, inibidor, detetor para CAC e para identificação

As funções do TBA540 se relacionam às informações contidas na salva e à geração dos sinais a elas vinculados, necessários para a decodificação dos sinais de cor.

A primeira operação é a comparação das fases do sinal de salva (fornecida pelo TBA560C) e do sinal de frequência 3,58 MHz, gerado pelo oscilador interno. O detetor de fase é um demodulador síncrono, o que assegura boa imunidade ao ruído. Dois sinais de 3,58 MHz (em contrafase) são utilizados nessa demodulação: um gerado internamente, o outro, injetado através do terminal 6.

A tensão contínua resultante controla a frequência do oscilador, através do estágio de reatância. A frequência central é controlada pelo cristal, ajustada através do capacitor C25. Eventuais problemas causados pelas tolerâncias nos valores de componentes externos são compensados por um sistema automático de controle de amplitude. Dessa forma, a amplitude do sinal fornecido ao TBA520, para demodulação síncrona, está praticamente livre da influência de tais tolerâncias. A fase desse sinal é a correspondente a R–Y. A defasagem de 90°, necessária para a demodulação B–Y, é introduzida por L5, C33, C32 e R43, externos do TBA540.

O detetor de fase da salva fornece também uma onda quadrada com frequência igual à metade da frequência horizontal, resultante da alternância PAL. Essa onda quadrada contém informações sobre a amplitude da salva e sobre a *"posição"* da chave PAL do transmissor; pode, portanto, ser utilizada como referência para o CAC e para a identificação. Para melhorar a imunidade ao ruído (o que é de fundamental importância, nessas funções) é usado outro demodulador síncrono (demodulador fH/2), alimentado por duas ondas quadradas (uma, gerada pelo comparador de fase da salva e outra, obtida no comutador PAL do TBA520).

O sinal resultante dessa demodulação é processado internamente, para possibilitar o exercício das funções de inibição, identificação e CAC.

A inibição (realizada nos estágios de crominância do TBA 560C) desaparece quando, a um só tempo, o oscilador estiver *"amarrado"* à salva, a fase da chave PAL estiver correta e o nível do sinal de crominância for suficiente para uma atuação correta do CAC. O ganho e o ponto central de operação deste último são ajustados externamente.

TBA520: demodulador síncrono, identificador, chave PAL e matriz G–Y

As funções executadas pelo TBA520, da Figura referem-se à demodulação dos sinais de crominância separados E_{cU} e E_{cV}, obtidos através da matrixagem PAL.

O demodulador síncrono balanceado B–Y recebe o sinal E_{cU} e duas ondas quadradas, em 3,58 MHz, fornecendo em sua saída, o sinal B–Y demodulado. Essas ondas quadradas são obtidas do amplificador-limitador da subportadora com fase B–Y, alimentado pelo sinal senoidal recebido da rede defasadora externa, constituída por R43, C32 e C33.

O sinal E_{cV} é encaminhado ao demodulador síncrono balanceado R–Y, que recebe da chave PAL as ondas quadradas em 3,58 MHz, com a alternância de fase adequada. O sinal senoidal para a chave PAL é fornecido pelo TBA540, e sua fase é controlada pela fase da salva (L3).

A chave PAL é comutada por um multivibrador bi-estável, disparado por pulsos de retorno horizontal. A *"fase"* correta de comutação é conseguida através do identificador, que processa informações obtidas do TBA540.

Os sinais demodulados R–Y e B–Y são matrixados internamente, para resultar o sinal G–Y. Os níveis CC desses sinais são ajustados através de R55, R64 e R66 externos ao TBA520.

Matriz R, G, B: TBA530

Os sinais diferença-de-cor fornecidos pelo TBA520 e o sinal de luminância fornecido pelo TBA560C são matrixados pelo TBA530. Resultam os sinais R, G, B que, processados pelos respectivos amplificadores, discretos, são encaminhados aos catodos do cinescópio.

O TBA530, é constituído por três seções idênticas, cada uma contendo a matriz correspondente a um dos sinais e um amplificador diferencial. Em cada matriz, a respectiva diferença-de-cor é adicionada ao sinal de luminância.

Forte realimentação, da saída dos amplificadores externos (constituídos por transistores BF458) é introduzida nos amplificadores diferenciais; motivo: manter estabilidade com tempo e com temperatura (drift).
O elo de realimentação é projetado de maneira a permitir ajuste do ganho dos amplificadores de saída sem afetar substancialmente o nível preto.

Amplificadores R, G, B

À exceção da possibilidade de ajuste do ganho, apresentada pelos amplificadores R e B e inexistente no amplificador G, os três estágios são idênticos. O ganho de G é tomado como referência, sendo possível o ajuste do ganho de R (R91) e do de B(R95) para o balanceamento do *"branco"*.

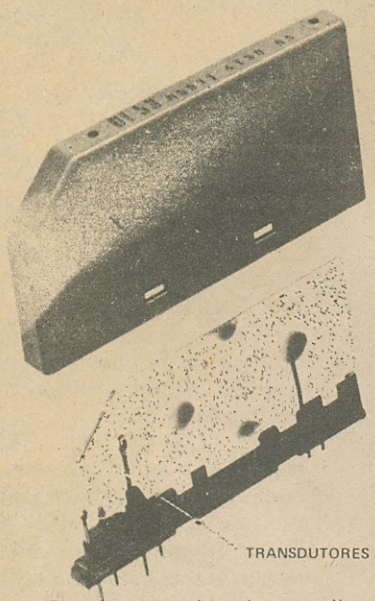
Como desde os demoduladores síncronos o acoplamento é de CC, o nível de preto, para uma determinada posição do controle de brilho, é ajustado no circuito associado ao TBA520 (R55 para B, R64 para G e R66 para R).

A atuação sobre R91 e R95 não deve influenciar a posição do nível preto, Para isso, durante a ocorrência desse nível, a tensão na junção R85 – R88 deve ser igual àquela na junção R92 – R103.

O mesmo deve acontecer em relação às junções R87 – R90 e R95 – R105.

Os sinais são injetados nos catodos do cinescópio através de R97/D9, R98/D10 e R99/ /D11, que limitam a corrente de feixes no caso de uma falha de componentes. Em condições normais a corrente de feixes é limitada pelo TBA560C, como visto anteriormente.

A LINHA DE RETARDO DE CROMINÂNCIA



TRANSDUTORES

Para que se obtenha a melhor fidelidade de cores, o televisor policromático PAL deve utilizar (além da linha de retardo de luminância comum a todos os sistemas) uma linha de retardo de crominância, a qual destina-se a atrasar, ou retardar, o sinal de crominância em um tempo virtualmente igual ao de um período de varredura horizontal, correspondente a 63,486 microssegundos no sistema PAL-M.

As linhas de retardo produzidas pela Ibrape são baseadas no princípio da propagação de vibrações ultra-sônicas em uma lâmina de vidro especial. (v. foto).

Em cada aresta oblíqua há um transdutor piezoelétrico. O transdutor de entrada converte a energia elétrica em ondas ultra-sônicas, cuja velocidade de propagação nos sólidos é cerca de 10.000 vezes menor do que a das ondas eletromagnéticas. Para tornar mais compacta sua linha de retardo, a Ibrape nela utiliza o princípio das ondas de cizalhamento, em que o movimento das partículas excitadas é perpendicular à direção da propagação da onda.

O transdutor de saída recebe a energia mecânica devidamente atrasada, reconvertendo-a em energia elétrica.

A fabricação inicia-se com blocos de vidro especial, com um alto teor de chumbo; duas de suas faces são metalizadas e recebem, por soldagem, os transdutores piezoelétricos. É feita a medição inicial do tempo de atraso, para, em seguida, serem cortados em lâminas individuais; após a decapagem química, são soldados os lides aos transdutores. A seguir realiza-se a fase mais importante de todas: o ajuste de cada linha de retardo, mediante o esmerilhamento de uma das extremidades da lâmina de vidro, diminuindo seu comprimento para que se obtenha o tempo de retardo previsto. É essencial a perfeita fasagem do sinal de saída com o sinal de entrada, havendo diferença de tempo de uma linha de varredura horizontal, entre os dois sinais. Este ajuste individual é comandado automaticamente, cessando o esmerilhamento no exato momento em que é obtida a fasagem necessária.

Após o fechamento em caixa plástica das linhas de retardo já prontas, são controlados os principais parâmetros: o tempo do atraso, a fasagem entre os sinais de entrada e saída, a faixa de passagem com os limites de atenuação, e a ausência de reflexos espúrios.

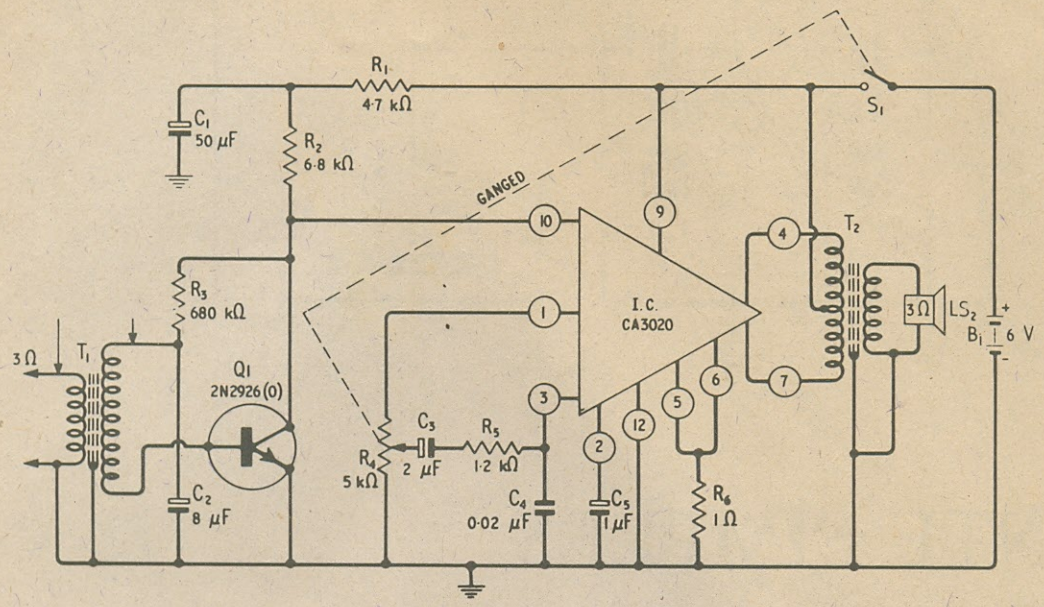
O OSCILOSCÓPIO E SUA APLICAÇÃO

Cr$ 10,00

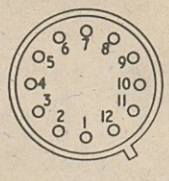
Já nas bancas **este importante livro que ensina ao técnico como usar o osciloscópio. Escrito de modo claro, sem complicações, mostra como aplicar o osciloscópio para medidas em rádios, transmissores TV, TVC. alta fidelidade, estéreo, quadrafonia, circuitos eletrônicos etc. Primeira obra em português. Escrita pelo veteraníssimo que todos leitores de publicações técnicas já conhecem A. FANZERES.**

Cx. Postal 2483 — ZC-00 20 000, Rio, GB

ALARMA PARA BEBÊ







Um sistema amplificador de grande ganho que fique instalado no quarto do bebe e que, por meio de um alto-falante leve ao quarto dos pais qualquer ruído anormal que ocorra é uma grande pedida nesta época de insegurança.

O circuito que apresentamos pode também ter outros usos. Usa um circuito integrado RCA CA 3020 ou similar, um transistor 2N2926 ou similar, dois alto-falantes (um para atuar como microfone) e poucos componentes.

Na figura temos o esquema completo. Um alto-falante pequeno, com bobina móvel de 3 ohms, é ligado através de um fio flexível, trançado, duplo, ao transformador T1, que é de saída, simples, sendo usado para casamento da impedância do alto-falante com o circuito de base de Q1, sua relação pode ser de 40: 1; T2 é de saída, push-pull, com uma relação de espiras de 7.1.

O circuito não apresenta dificuldades de construção ou ajuste. Uma vez pronto o alto-falante-microfone é colocado junto à cama do bebê e na unidade, no quarto dos pais ou outro local o controle R4 é ajustado para um ponto em que mal se perceba o respirar normal da criança. Qualquer ruído que faça, respiração entrecortada, tosse etc. será captado e transmitido com grande volume.

REPARAÇÕES DE RADIOS TRANSISTORIZADOS

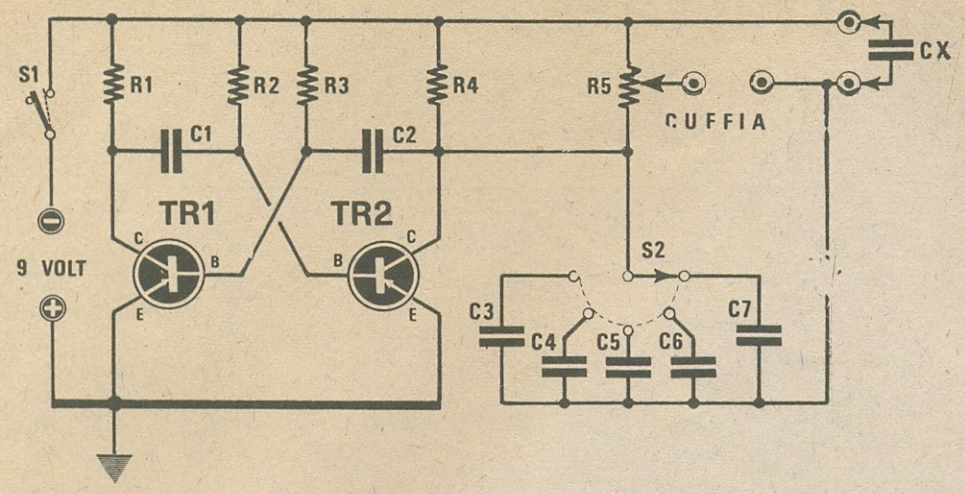
de

A. Fanzeres

4.ª edição revisada e ampliada

Em todas as bancas — Cr$ 7,00

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino, GB



PONTE SIMPLES PARA MEDIR CONDENSADORES

O instrumento se constitui de um multivibrador que fornece a corrente alternada necessária para operar a ponte.

O princípio de funcionamento se baseia na ponte de Wheatstone, modificada para operar em corrente alternada. Na prática, duas das "pernas" resistivas da ponte são substituídas por condensadores, um deles o padrão e o outro o componente que se deseja saber a capacidade.

Utilizando uma corrente alternada é possível medir a reatância do condensador (reatância é a "resistência" em corrente alternada). Acionando o potenciômetro R5 obtem-se o equilíbrio, para indicação do nulo. O nulo é indicado pela ausência do som produzido pela corrente alternada, nos fones.

O potenciômetro R5 deve ter uma escala calibrada, solidária com o eixo, a fim de que possam ser medidos os condensadores de 1 picofarad (pf) até 1 microfarad (mfd).

É importante que a escala de R5 e os valores de C3, C4, C5, C6, e C7 sejam de grande precisão pois deles dependem a precisão do instrumento.

Para calibrar a ponte é conveniente usar condensadores de valores conhecidos ou recorrer a uma ponte já calibrada. Naturalmente que esta é uma parte que apresenta certos problemas. Se o leitor conhece alguém que possua uma ponte calibrada é fácil. Senão terá que procurar obter a colaboração de escolas técnicas, centros de pesquisas, universidades etc. Em geral eles têm extrema boa vontade com os experimentadores e poderão em poucos minutos determinar a exata capacidade dos condensadores destinados a padrão do instrumento.

Para operar, coloca-se a chave S2 na escala que se julgue adequada para abranger a capacidade do condensador sob medida. Coloca-se na posição (Cx) o condensador a medir. Com os fones ligados na posição FF procura-se girar R5 para uma posição em que o sinal seja mínimo ou nulo. Aí se lê a capacidade na escala que foi calibrada com o uso de condensadores conhecidos, colocados em CX.

O fone deve ser do tipo usado em receptores transistorizados.

LISTA DE MATERIAIS

R1	10.000
R2	2.200
R3	2.200
R4	10.000
R5	100 potenciômetro linear
C1	250.000 pF
C2	250.000 pF
C3	10 pF
C4	100 pF
C5	1.000 pF
C6	10.000 pF
C7	100.000 pF

S1 interruptor 1 pólo 1 posição
S2 chave 1 pólo 5 posições
TR1, TR2 OC72, Ac 128 etc.

TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO - F E T

IBRAPE

TIPO	CANAL	V_{DSX}* (V)	$-V_{GSO}$ (V)	$-V_{(P)GS}$ (V)	I_{DSS} (mA)	$-I_{GSS}$ (nA)	P_{tot} (T_{amb}=25°C) (mW)	$\|Y_{fS}\|$ (f=1kHz) (mA/V)	Observações:
BFR84	N	25*1)					300	>10	MOS tetrodo p/VHF-UHF
BFS28	N	20*2)	8				200	13	MOS tetrodo p/ VHF
BFW10	N	30	30	<8	>8	<0,1	300	>3,2	FET de junção
BFW12	N	30	30	<2,5	1 a5	<0,1	150*3	>0,5	FET de junção
BFW61	N	25	25	<8	2 a 20	<1,0	300	>1,6	FET de junção
BF245	N	30	30	0,5 a 8	6 a 15	<5,0	300*4	3 a 6,5	FET de junção

Obs.: 1 – Para V_{GIS}=0 V e V_{G2S}=–4V 3 – T_{amb}=110°C
2 – Para V_{GIS}=V_{G2S}=+6V 4 – T_{amb}= 75°C

BFR84
BFS28
BFW10
BFW12
BFW61



BF245



O transistor de efeito de campo reune as melhores qualidades do transistor bipolar e da válvula, além de oferecer algumas características inexistentes nestes. Como o transistor, é de pequeno tamanho, não possui filamento e pode ser facilmente integrado. Como a válvula, apresenta alta resistência de entrada e seu ponto de trabalho pode ser fixado através de polarização automática sem consumo algum de potência.

Seu ruído é ínfimo em comparação aos transistores bipolares, sofre muito menos que estes a influência da temperatura e de radiações; não apresenta o fenômeno de *"avalanche térmica"* (thermal runaway), pois um aumento de temperatura produz uma redução na corrente.

Algumas de suas aplicações incluem, pré-amplificadores de vídeo para câmaras de TV, circuitos de impedância para microfones capacitivos, pré-amplificadores de faixa larga para osciloscópios, pré-amplificadores em aparelhos detetores de radiação, circuitos comutadores de alta velocidade, fontes de corrente constante, amplificadores diferenciais, estágios amplificadores de RF em receptores de comunicações de ondas curtas, VHF e UHF.

A linha Ibrape de transistores de efeito de campo (FETs) de junção para aplicações profissionais abrange os tipos BFW10, BFW12, BFW61 e BF245 de canal N e destinados a estágios de amplificação.

CADASTRO

Envie seu nome e endereço completos para registro grátis no cadastro, a fim de se habilitar ao recebimento de informações e folhetos técnicos.

C. Postal 2483 — ZC-00
20.000, GB

UMA CORUJA ELETRÔNICA

O presente circuito foi originalmente publicado na revista inglesa PRACTICAL ELETRONICS. Trata-se de um circuito com multivibrador capaz de produzir ruídos que se assemelham muito ao de uma coruja.

Aliás estes circuitos são muito interessantes e há vários tipos no mercado. O leitor poderá fazer variações nos valores dos componentes e conseguir outros sons.

O projeto mais simples pode ser apreciado na figura 1. Consiste em um multivibrador estável de uma só tonalidade, que é ligado ou desligado por um interruptor de mercúrio. Estes interruptores de mercúrio são umas cápsulas de vidro, com dois eletrodos, contendo mercúrio. Conforme a posição da cápsula o mercúrio faz contato com os dois eletrodos e fecha o contato. São muito usados em bóias conjugadas com bombas de água. Com este tipo de interruptor o circuito só funcionará quando o interruptor tomar uma certa posição. Se o conjunto é colocado dentro de uma imitação de coruja, quando se incline, a mesma emitirá o som.

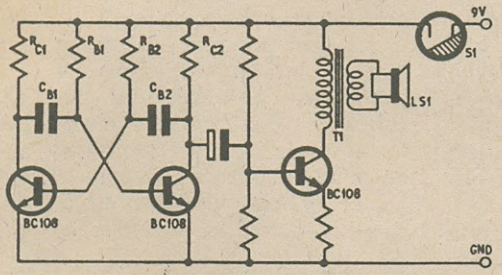


Fig. 1 — Apenas com um simples multivibrador e amplificador pode-se construir um brinquedo a imitar um animal e que emite um «grito» cada vez que é tocado

Ainda na figura 1 se vê um circuito amplificador de um só transistor, acoplado por condensador ao multivibrador. O alto-falante LS1 deve ser de 8 ohms de impedância e pequeno.

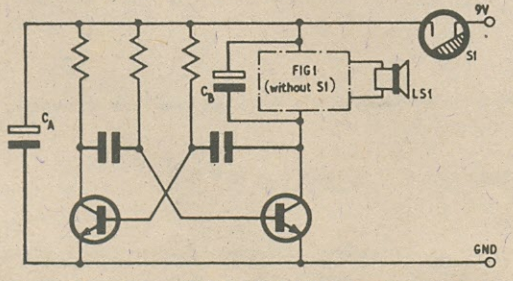


Fig. 2 — Com dois multivibradores em cascata, pode-se obter um som mais complexo que de certa maneira se assemelha ao miar de um gato

O próximo passo para melhorar a "coruja" e colocar um segundo multivibrador, como se vê na figura 2. Deste modo o som fica mais complexo e a imitação mais perfeita. Os valores indicados anteriormente para a figura 1 não são repetidos. Os condensadores CA, CB podem ser de 100 mfd cada um.

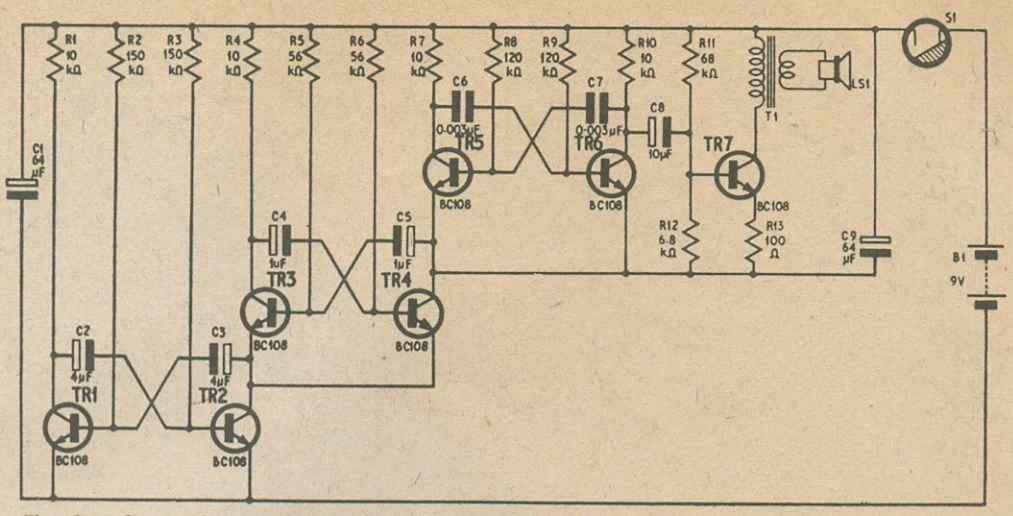
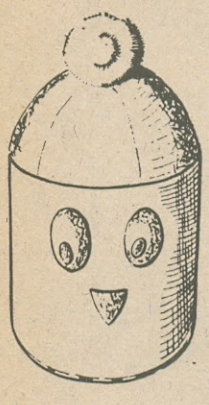


Fig. 3 — Com três multivibradores pode-se construir a coruja. Variações no valor das resistências de base ou dos condensadores em qualquer ou em todos os multivibradores produzirão sons diferentes

Finalmente na figura 3 temos o circuito definitivo de uma "coruja". Cada multivibrador alimenta o outro podendo-se obter sons mais complexos, que podem demorar muito a se repetir.



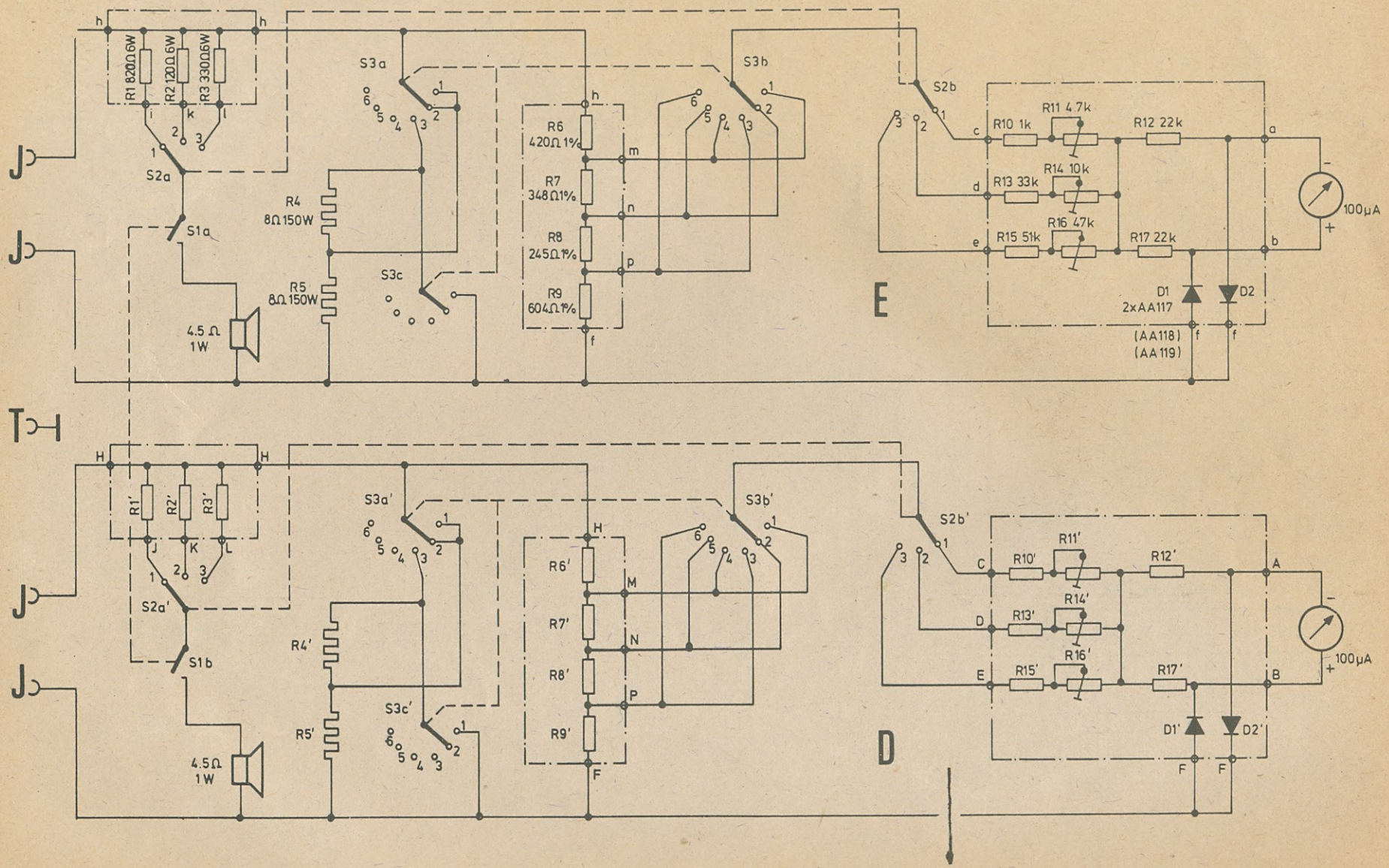
O conjunto pode ser encerrado numa lata, com o alto-falante na parte superior e por fora construindo um boneco ou animal de pano, como se vê na figura 4.



LISTA DE MATERIAIS

R1 . . . . . 10k
R2, R3 . . . . . 150k
R4 . . . . . 10k
R5, R6 . . . . . 56k
R7 . . . . . 10k
R8, R9 . . . . . 120k
R10 . . . . . 68k
R11 . . . . . 68k
R12 . . . . . 6,8k
R13 . . . . . 100k

Todos resistores de 1/4w. 10%
C1, C9 64 mfd x 10v. eletrolítico
C2, C3 4 mfd x 10v. eletrolítico
C4, C5 1 mfd x 10v. eletrolítico
C6, C7 0.003 mfd tubular
C8 10 mfd x 10v. eletrolítico
Transistores TR1 até TR7 BC 108 ou equivalente
TR1 transformador de saída simples para transistor
S1 interruptor de mercúrio (se não for desejado que a coruja funcione com inclinação, pode então ser usado um interruptor de pressão ou comum)
LS1 alto falante 8,7 cm
B1 bateria 9 volts


h
h
R1 820Ω 6W
R2 120Ω 6W
R3 330Ω 6W
i
k
l
2
3
1
S2a
J
J
S1a
4.5 Ω
1W
R4
8Ω 150W
R5
8Ω 150W
S3a
S3c
S3b
R6
420Ω 1%
R7
348Ω 1%
R8
245Ω 1%
R9
604Ω 1%
m
n
p
f
S2b
R10 1k
R11 4.7k
R12 22k
R13 33k
R14 10k
R15 51k
R16 47k
R17 22k
c
d
e
a
b
100μA
D1
2xAA117
(AA118)
(AA119)
D2
E
T
H
H
R1'
R2'
R3'
J
K
L
S2a'
S1b
4.5Ω
1W
R4'
R5'
S3a'
S3c'
S3b'
R6'
R7'
R8'
R9'
M
N
P
F
S2b'
R10'
R11'
R12'
R13'
R14'
R15'
R16'
R17'
C
D
E
A
B
100μA
D1'
D2'
D

VATÍMETRO PARA SAÍDA ESTEREOFÔNICA

Medir a potência de saída de um amplificador de áudio é muito interessante, porém nem sempre o leitor dispõem da quantia necessária para adquirir um instrumento comercial.

Damos o circuito de um vatímetro de construção amadorística porém de grande precisão e que permite nas suas três escalas medir de 0 a 5w; 0 a 50w e de 0 a 150w em freqüências passantes de 5Hz até 70KHz, dentro da variação de 1dB. Os valores dos resistores de carga são de 4,8 e 16 ohms servindo para praticamente qualquer tipo de amplificador.

Para efeito de controle, cada unidade medidora possui um pequeno alto-falante de 1w, para monitor.

Os medidores deverão ter suas escalas calibradas ou existir uma curva de correção, pois o movimento da agulha não é linear em função potência aplicada, sendo parabólica e mais exata nas medidas menores que nas maiores de cada faixa.

Porém isto não deve representar muito obstáculo ao leitor habilidoso. Basta medir no novo aparelho, potência de amplificadores cujo desempenho já conheça e efetuar a calibração das escalas.

Para medir a potência de um amplificador ao mesmo um sinal constante nas entradas "J", de preferência, inicialmente em 1.000Hz., e com a saída de cada canal aplicada as entradas do vatímetro a potência é obtida pela indicação dos micro-amperímetros de 100uA. O terminal "T" é terra da caixa metálica que conterá o vatímetro.

Notem que os resistores do canal direito são iguais as do canal esquerdo e por isto no esquema não têm os valores, porque são idênticos. O mesmo sucede com os diodos. Os resistores R11, R14 e R16 são ajustáveis para efeito de calibração inicial do vatímetro em cada escala.

BÔNUS DA UNESCO

IMPORTAÇÃO SEM SAIDA DE DIVISAS

A maioria de nossos leitores já deve ter sentido o drama que é desejar adquirir um livro, um equipamento no exterior e não saber como fazer para arranjar os dólares, libras, francos suiços e ainda ter de enfrentar o alto preço pedido pelos intermediários, ou seja, as firmas de importação. Ainda mais que elas olham com desprezo e quase raiva os «lambaris» que vão lá pedir para importar dois ou três livros, equipamentos de algumas dezenas de cruzeiros. A solução é apelar para os Bônus da UNESCO que além de tudo não gastam nossas reservas de moedas estrangeiras. É assim de duplo efeito. Sai barato para o leitor e economiza divisas para o país.

Os Bônus da UNESCO facilitam aos pesquisadores, educadores e estudantes dos países membros da UNESCO a compra, no estrangeiro, de publicações, de filmes e de materiais científicos. Os bônus facilitam também as viagens de estudo.

Que são Bônus da UNESCO? — São cupões com valor nominal em dólares americanos, emitidos pela Organização das Nações Unidas para Educação, Ciência e Cultura, — mais conhecida pela sigla UNESCO — destinados a facilitar a aquisição de livros, publicações periódicas, materiais audivisuais e técnico-científicos nos países membros daquela Organização e a facilitar viagens de estudo no estrangeiro.

Quem vende os bônus? — No Rio, GB, a Secretaria-Executiva da Comissão de Bônus, da UNESCO, Praia de Botafogo, 186, térreo, salas C 101 e 102 — Tel.: 266-2856.

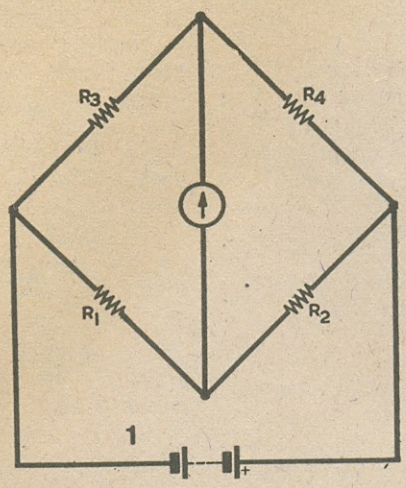
Em São Paulo, Av. 9 de Julho, 2029, Cx. Postal 5534, 01313 — Tels.: 36-1187 e 288-3893.

Em Brasília na Delegacia Regional da Fundação Getúlio Vargas, Superquadra 104, Bloco A, loja 11 — Tel.: 42-4689.

Como são adquiridos? — Os bônus são adquiridos mediante o pagamento da taxa oficial do dólar, na data da aquisição e mais uma taxa de 5%.

Os leitores interessados podem escrever à Comissão de Bônus, na GB, para maiores detalhes.

DEDETOR DE MENTIRAS



O nome popular detector de mentiras é por si uma mentira, pois o instrumento não discrimina entre verdade e mentira (o que é verdade afinal?...) mas sim indica um estado ou condição fisiológica da pessoa que está sendo submetida a prova ou teste. Seria melhor chamar ao instrumento de miógrafo rudimentar.

Suas aplicações são inúmeras e algumas delas que nos ocorrem são para estudos de psicologia, testes subjetivos como de audiometria para deficientes da audição etc.

O princípio da coisa é a seguinte. Quando uma pessoa procura alterar suas respostas voluntárias, animada de um certo propósito (enganar por exemplo) sofre um certo "stress", pressionamento, que altera suas condições fisiológicas. A temperatura pode aumentar ou diminuir, a umidade do corpo modificar-se e haver transpiração, palpitações etc.

Como todo o técnico deve saber, se aplicar as pontas de um ohmmetro, às mãos, haverá a indicação de uma certa resistência (entre 15.000 e 100.000 ohms é muito comum). Esta resistência varia em função do suor, sequidão da pele, circulação sangüínea etc. Estas variações são muito diminutas e só um teste especial poderá detectar quando as mesmas se alteram em função de emoções.

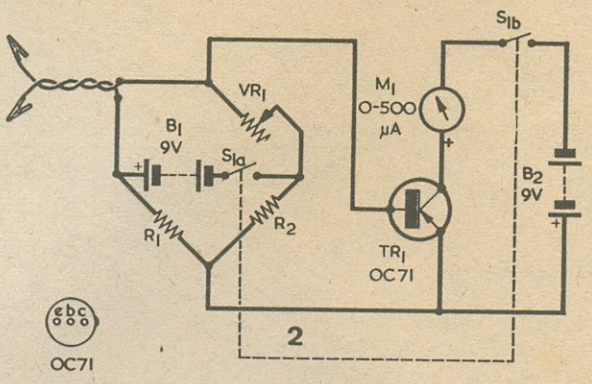
No detector de mentiras, ou melhor, miógrafo rudimentar, usa-se um circuito denominado de ponte de Wheatstone (pronuncia-se uiststone), cujo esquema básico se vê na figura 1. Quando os

CADASTRO

Envie seu nome e endereço completos para registro **grátis** no cadastro, a fim de se habilitar ao recebimento de informações e folhetos técnicos.

C. Postal 2483 — ZC-00
20.000, GB

valores dos 4 resistores se equilibram, não circula corrente no medidor M. A relação é a seguinte R1/R" é igual a R3/R4. Se o valor de um resistor ou "braço" da ponte é alterado, o equilíbrio é perturbado e circulará corrente no medidor. A posição de "nulo" ou não-fluxo de corrente no mecidor poderá ser recuperada se houver um ajuste em outro braço da ponte. Assim se R3 tem possibilidades de variar o valor, pode-se fazer que R4 seja variável a fim de manter o medidor na posição de leitura zero ou nulo.



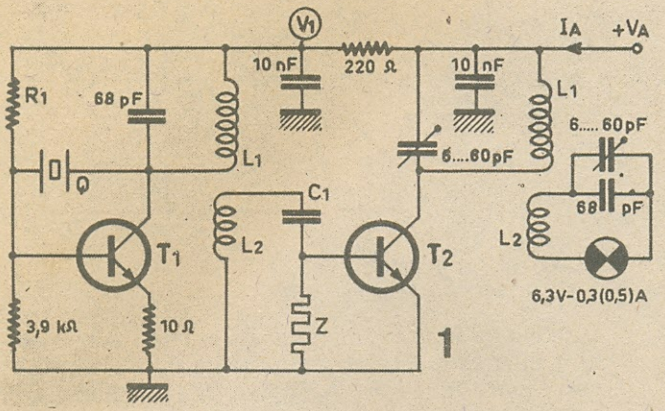
Este é o método usado no miógrafo que descrevemos cujo esquema se pode ver na figura 2 e que serve para medir as variações de resistência no corpo humano. O corpo humano se torna uma parte da ponte, através dos clipes crocodilos e VR1 substitui R4, servindo para reestabelecer o equilíbrio.

A desvantagem de uma ponte de Wheastone é que necessita um medidor sensível, o que torna caro o teste. Porém, neste caso, foi usado um transistor para aumentar a sensibilidade do instrumento, que pode ser um de 500 microampères.
O instrumento é muito simples porém muito efetivo. Os contatos com o corpo humano podem ser efetuados através de pequenas placas de alumínio, firmemente presas a parte do corpo (quase sempre palmas da mão) se bem certos experimentadores preferem usar os dedos mínimos de cada mão, através de elástico, possuindo de permeio um chumaço de algodão embebido em água ligeiramente salgada (para dar boa condução).
Uma vez ligado ajusta-se VR1 para balanço no meio da escala. Para fazer uma prova do funcionamento basta fazer um ruído inesperado atrás do paciente, sem que ele perceba. A agulha do medidor dará uma indicação da emoção ou distúrbio sofrido pelo paciente, pois haverá uma mudança na resistência do seu corpo.

LISTA DE MATERIAIS

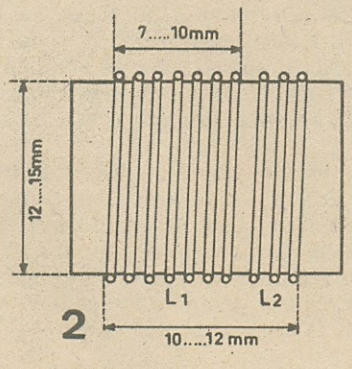
R 1 3 3 0 K 1 / 4
w. 10%R2 330K 1/4w. 10%V-
R1 Potenciômetro 1 megohm
TR1 OC71 ou similar
M1 microamperímetro de 500 uA
S1 2 pólos 1 posição
B1 e B2 9 volts cada

RÁDIO COMANDO EM 27 MHz

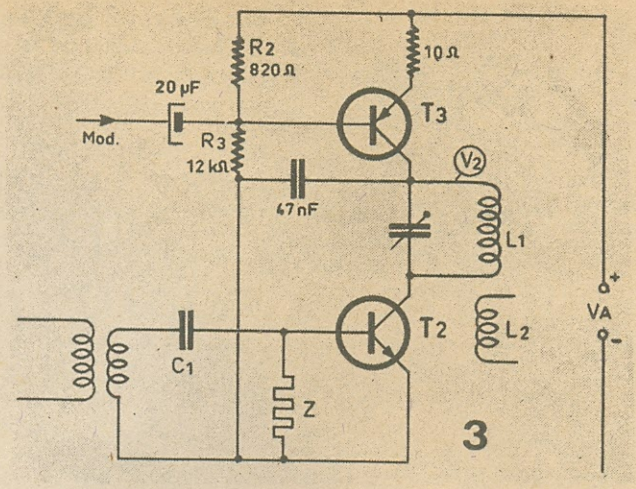


O transmissor que apresentamos destina-se a fornecer impulsos de ondas capazes de comandar um receptor de comando, deste usados em barcos miniaturas.

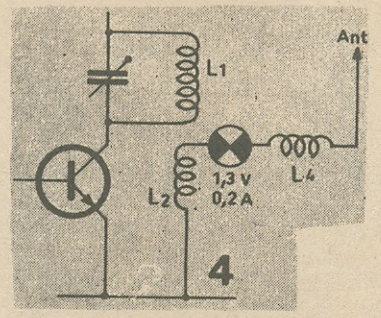
A potência é de 2,5w. e os transistores utilizados são do tipo 2n 3553 ou similar (recomendamos a nosso leitores que consultem as guias de substituição que publicamos periodicamente).
As duas bobinas são semelhantes. São enroladas como detalha a figura 2, sobre um tubo isolante de 12 a 15 milímetros de diâmetro. L1 tem 7 espiras de fio esmaltado ou nú, 0.8mm diâmetro, ocupando um espaço de 7 a 10mm. L2 tem 3 espiras do mesmo fio e deve estar afastada de L1 de modo que o enrolamento total não ultrapasse de 12mm sobre o tubo, como aliás mostra



claramente a figura 2. As bobinas devem ter núcleo variável, porém a freqüência é determinada pelo cristal (Q) da figura 1. É conveniente colocar dissipador em ambos transistores. O componente Z é um resistor de 470 ohms sobre o qual se enrola cerca de 40 espiras de fio 0.3 esmaltado, cujos extremos ligam-se com resistor.
Se for desejado modular este transistor tipo BC



139 para T3. O sinal de audio provindo do microfone seria aplicado em MOD. (figura 3)
Na figura 1 a bobina L2 de saída está ligada, em circuito fechado a uma lâmpada e condensador variável. Deste modo é fácil comprovar o funcionamento pois a lâmpada deve acender quanto o transmissor está emitindo.



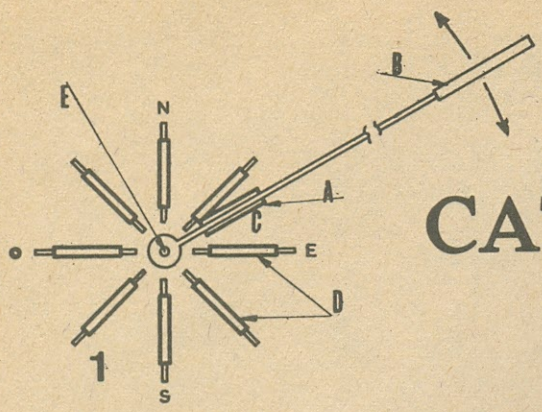
Na figura 4 temos a disposição final para irradiação. A bobina L4 deve ser de acordo com a antena. Por exemplo, para uma antena de vareta de 1 metro deve ter cerca de dez espiras de fio 0.8mm sobre tubo idêntico aos das bobinas detalhadas na figura 2. Se a antena é muito curta aumenta-se o número de espiras. Com uma antena de 2,75 metros não há necessidade de L4.

EM SÃO PAULO... HOSPEDE-SE NO LAR DA FRATERNIDADE

HOTEL MINISTER

RUA BARÃO DE PIRACICABA, 165 — (ATRÁS DA RODOVIÁRIA)

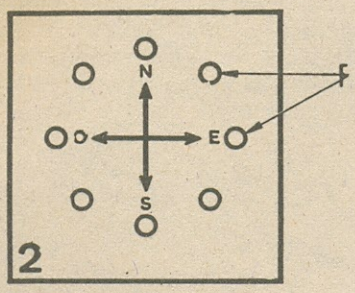
Tel. 220-4012



Vamos descrever para nossos leitores um indicador de posição que pode ser usado para mostrar a direção dos ventos ou outra aplicação similar.

CATAVENTO MAGNÉTICO

Como catavento disporá de uma haste (A); bandeirinha ou bolina (B); ímã permanente (C); e vários interruptores de lâmina, tipo "reed" (pronuncia-se rid) (D) conforme se vê na figura 1.

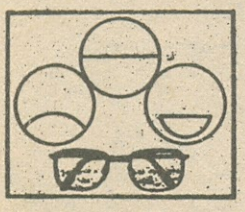


Quando o vento atuando na bandeirinha do catavento faz a haste girar no pivô (E) o ímã permanente passa sobre um dos reed e este fecha o circuito. Ao fechar o circuito comanda uma lâmpada (F) que acende em determinada posição da rosa-de-ventos (figura 2). Rosa-de-ventos é o nome que se dá ao mostrador que, além dos quatro ventos é o nome que se dá ao mostrador que, além dos quatro pontos cardiais, indica as posições de quadrantes entre os mesmos.

A alimentação das lâmpadas pode ser de pilha ou com um pequeno transformador, pois só acenderá uma lâmpada de cada vez, quando o ímã passe sobre o reed correspondente.

Os interruptores reed RI-12 da IBRAPE podem acionar potências de até 5w. de modo que a ligação dos mesmos para ligar diretamente as lâmpadas não constitui problema. A ligação é simples. Os reed atuam como interruptores que são acionados pela ação magnética do ímã fechando o circuito e permitindo que a energia da pilha ou do transformador faça acender a lâmpada situada na caixa indicadora. Assim quando o vento fizer girar o catavento, para a direção do vento que sopra no momento, a ação do ímã sobre o reed respectivo faz com que feche o circuito e a lâmpada acende na rosa-dos-ventos.

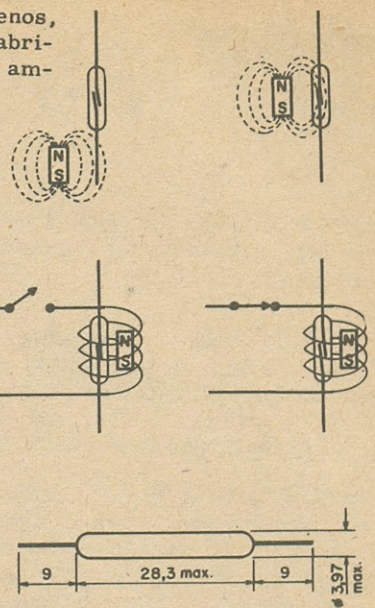
Para os leitores que não estejam ainda familiarizados com os reed, transcreveremos abaixo uma nota do fabricante, bastante ilustrativa.



SILEÓTICA
MATERIAL ÓTICO LTDA.
"A ÓTICA DOS GRANDES SERVIÇOS"

LARGO DE SÃO FRANCISCO DE PAULA, 28 grupo 223
ED. PATRIARCA - RIO, GB. TEL. 224-3760

O interruptor de lâminas ("reed switch") RI-12 é capaz de, pelo menos, 100.000.000 operações sem falhar. É um componente da era espacial, fabricado de acôrdo com as bossas mais avançadas: equipamento automático, ambiente super-limpo e "aquêles" contrôles de qualidade



Por isso, as qualidades do RI-12 são muitas e muito boas:

SEGURANÇA • Funciona em qualquer posição. Insensível a vibrações e choques, bem como a extremos de temperatura. Não requer manutenção.

DURABILIDADE • O revestimento de ouro das lâminas e o uso de gás inerte na ampola evitam oxidação dos contatos; a selagem hermética em vidro torna o RI-12 imune à poeira, ambientes corrosivos e umidade, assegurando perfeito desempenho por muitos e muitos anos..

RAPIDEZ • O RI-12 não perde tempo. Fecha em 1 mili-segundo. Abre em 50 micro-segundos.

SENSIBILIDADE • Um campo de 58 ampere-espiras, no máximo, garante o fechamento dos contatos.

VERSATILIDADE • Acione-o pelo deslocamento de um ímã permanente. Ou pela corrente através de uma bobina (enrolamento). Ou uma associação de ambos. Ou utilizando o deslocamento de uma peça ferromagnética. O RI-12 topa qualquer parada.

As características elétricas do RI-12 como chave são excelentes; por isso, é o complemento ideal para sistemas que empregam semicondutores, quando se fizer necessária a isolação total entre os circuitos acionado e acionador.

Existe um sem-número de aplicações à espera do RI-12: teclados, botoneiras, rêdes telefônicas, circuitos lógicos, codificadores e decodificadores, indicadores de posição, chaves de proximidade, detetores de sobrecorrentes, contagiros etc.

Graças às reduzidas dimensões, você poderá usá-lo nos mais compactos equipamentos, inclusive nas montagens em placas de fiação impressa.

CARACTERÍSTICAS	
Comutação	
Potência máxima	5 W
Tensão máxima	65 V
Corrente máxima (CC)	100 mA
Pico de corrente (duração 100 ns)	1,5 A
Resistência de contato	60 mΩ
Resistência em aberto	100.000 MΩ
Campo de fechamento (amp. esp.)	≤ 58 A
Campo de abertura (amp. esp.)	≥ 15 A
Freq. de ressonância mecânica	1650 Hz

REPARAÇÕES DE RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

de

A. Fanzeres

4.ª edição revisada e ampliada

Em todas as bancas — Cr$ 7,00

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino, GB

CARTAS

LUIZ ROBERTO PADILLA-RS – Seus números de revista estão sendo enviados. Reclame se não chegarem.

JOÃO PIUS-SP – Pergunta onde adquirir os primeiros números de nossa publicação. Se não encontrar nas bancas escreva-nos. Aí em S. Paulo tem a banca do JUAREZ, esquina de Stª Efigênia com Ipiranga que costuma ter estas publicações.

ROMÁRIO GOMES DE LELIS – Deseja executar um circuito telecomando para aeromodelo. Vamos ver se podemos publicar algo, possivelmente adaptado de alguma publicação estrangeira. Aguarde. Obrigado pelas boas palavras.

JOSÉ ROBERTO LANFREDI-SP – Deseja todos os exemplares de EPT. Acho difícil. Quem tiver hoje o nº 2 desta publicação fique sabendo que vale ouro (um dia eu conto...). Mas vamos ver o que é possível com os outros números.

JOÃO EDAR DIAS – Seu nome já está cadastrado. Espero que já esteja recebendo publicações que tenham aplicação no setor áudio-visual de sua organização.

FRANCISCO F. FERNANDEZ-SP – O cabo de indução para diatermia é um fio, quase sempre malha, sobre um núcleo de corda de algodão, e isolado exteriormente com borracha grossa mas flexível, do tipo "guta-percha". A dimensão é de aproximadamente 2,20 metros e necessita uns separadores de madeira, para manter o espaço das espiras.

OSVINO PINTO SOUZA FILHO – Desejaria obter a revista MULLARD TECHNICAL COMMUNICATIONS. Escreva para a Mullard Ltd., Mullard House, Torrington Place, London WC1E 7HD, England. Seu nome já está no cadastro. Os números antigos vamos ver o que se consegue.

LAÉRCIO B. DE ALMEIDA-SP – Sua carta teve resposta pessoal por causa dos ítens contidos. Não somos contra propaganda. O que sucede aqui é que "propaganda" é início de pressão. O anunciante se julga com o direito de opinar na orientação da publicação, caso contrário ele retira os anúncios. Nós não aceitamos de início os anúncios, assim nem há ensaio de pressão por este lado. Quanto à questão de hotel e sapato trata-se de inserção de pura cortesia de duas firmas que não estando no comércio ou indústria da eletrônica não podem exercer pressão. Aliás o hotel, em S. Paulo, está se tornando uma verdadeira praça de reunião quando vamos lá e encontramos dezenas de leitores que já sabem da nossa presença.

BENEDITO LUIZ CAPISTRANO PEREIRA – Seu nome já está registrado no cadastro. Breve começará a receber novidades. Envie notícias do Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí.

JOSÉ SALVADOR D'ANGELO-SP – Deseja fazer assinatura de nossas publicações. Não estamos ainda nesta fase. Tenha paciência e exija de seu jornaleiro que mande buscar as revistas.

WILSON GOMES SILVEIRA-Pi – Seu nome já está registrado. Tem razão quanto a ficar isolado sem notícias, mas estamos fazendo esforços para unir todos, em um mar de notícias. Tá? Escreva sempre que precisar.

VITÓRIO PEPATO-SP – Agradece revistas que recebeu e deseja adquirir livros nossos. Mande o valor dos mesmos em vale postal ou cheque pagável no Rio, para Apollon Fanzeres Cx. Postal 2483-ZC-00, Rio, 20.000.

FERNANDO J. TRAVASSOS VIEIRA-Rio – Deseja figurar no cadastro pois é aluno da UFRJ. Já está no cadastro.

LUIZ EDUARDO BURANELLO-SP – Pergunta o que significa AT no esquema do transmissor de 100w. publicado em Coletâneas nº 3. Significa Alta Tensão. Os condensadores C3 e C4 são dois, em um só eixo. O transmissor ideal para o principiante é um de 20 a 40w. porém este também serve. Importante é ter um bom receptor, para não perder as contestações.

A. WALTER ROTTA-RS – Agradece recebimento de publicações. Ainda não estamos fazendo assinaturas.

JOÃO RODRIGUES DE SOUZA-AM – Diz que adquiriu nosso suplemento de rádio por intermédio de uma outra publicação e solicita indicações para o transformador. Não dá para responder na seção de cartas, com desenhos sobre a janela do transformador. Vamos ver se preparamos um artigo como surgiu nos primeiros números de RTV.

LUIZ ROBERTO ZABA-SP – Elogia a revista, sugere uma seção dedicada ao rádioamadorismo e diz da dificuldade com certos componentes que são citados. Obrigado pelas boas palavras. O rádioamadorismo no Brasil, em que pese o caráter comunitário-social de seus membros, enveredou pelo caminho que se poderia denominar de "usuários de equipamento" e não de "técnicos experimentadores amadores". Uma seção exclusiva de radioamadorismo teria poucos leitores do tipo que experimenta e gosta de inovar e muitos do que denominamos tipo social. Para nós radioamadorismo é seguir a linha dos experimentadores de todo mundo e como tal não sucede aqui, deixamos este encargo de revista-café-society para outros. Quanto ao material é uma contingência, que procuramos contornar quando possível.

TRANSISTORES SOT-54

Mais watts por menos cruzeiros

Novo tipo de plástico (à base de *"silicone"*) e novo formato dos terminais caracterizam os transistores da série SOT-54, já fabricados no Brasil pela Ibrape, em substituição aos já conhecidos TO-18, SOT-30 e SOT-25 (veja tabela).

Eletricamente equivalentes aos anteriores, os novos tipos apresentam, entretanto, dissipação consideravelmente maior (500 mW ao invés de 300 mW), além de preço mais acessível, obtido graças ao emprego de processos automáticos de produção.

A tabela anexa relaciona a correspondência entre os tipos conhecidos e os novos.



	Ligações		ENCAPSULAMENTO			
	Metálico TO-18	Plástico	Metálico TO-18	Plástico SOT-30	Plástico SOT-25	Plástico SOT-54
Áudio NPN			BC107 BC108 BC109	BC237 BC238 BC239	BC147 BC148 BC149	BC547 BC548 BC549
Áudio PNP			BC177 BC178 BC179	BC307 BC308 BC309	BC157 BC158 BC159	BC557 BC558 BC559
RF NPN			BF184 BF185	BF254 BF255	BF194 BF195	BF494 BF495

CADASTRO

Envie seu nome e endereço completos para registro grátis no cadastro, a fim de se habilitar ao recebimento de informações e folhetos técnicos.

C. Postal 2483 — ZC-00
20.000, GB



LIVROS

A. Fanzeres
Cx. Postal 2483-ZC-00
Rio, GB. 20.000

Nesta seção são comentados os livros recentemente publicados. Não vendemos os livros. Os leitores interessados devem procurar as livrarias de sua preferência ou dirigirem-se aos editores.

ELECTRONIC EXPERIMNETER'S GUIDEBOOK – Don Tuite

A editora norte-americana TAB BOOKS é especialista na publicação de livros essencialmente práticos e objetivos. Se bem alguns componentes não sejam fáceis de encontrar no Brasil, é possível a substituição, como no caso dos semicondutores e deste modo o leitor pode construir vários aparelhos interessantes, inclusive transmissores, receptores de ondas curtas, geradores de sinais, pontes de medida etc. É o caso deste livro que além de circuitos tem muitas "dicas" e "macetes" para a oficina. Ed TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pensylvânia 17214, 4,95 dólares.

ELECTRONIC TEST EQUIPAMENT AND HOW TO USE IT-Joe Risse

Mais outro livro essencialmente prático da TAB BOOKS. Como usar os instrumentos de medida é uma coisa que a grande maioria dos técnicos não sabe fazer. Adquirem um VOM e não sabem tirar todo proveito do instrumento, que dizer do gerador de sinais, oscilador de áudio etc. Este livro além de descrever os circuitos de cada equipamento de teste trata da aplicação dos mesmos. Ed. TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pensylvânia 17214, USA, 4,95 dólares.

HANDBOOK OF SEMICONDUCTOR CIRCUITS – Armadas dos USA. Agora em versão popular é entregue pela editora para quem deseje uma obra séria que associa a parte teórica com a publicação de vários circuitos práticos, experimentados e aprovados pelas Forças Armadas daquele país. Há um total de 120 circuitos, com todos os detalhes. Muito bom este livro. Ed TAB BOOKS, Blue Ridge Sumit, Pensylvânia 17214, USA, 5,95 dólares.

EJEMPLOS DE CIRCUITOS COM OS SEMICONDUTORES SIEMENS

Trata-se de uma tradução do manual em inglês publicado pela própria Siemens. Circuitos de fácil construção e diversificada aplicação, num total acima de 50, são o conteúdo deste interessante livro.

Ed. RÁDIO CHASSI TV., Maipu 391, Buenos Aires, Argentina. Este livro pode ser encontrado também na Editorial Glem do Brasil Ltda., Rua Senador Dantas 118 A-Loja, Rio, 20.000

MATV SYSTEMS HANDBOOKS-Allen Pawlowski

Sistemas coletivos de antena tiveram sua popularidade no começo da TV no Brasil, mas devido ao "aventureirismo" que ocorreu caíram no descredito e hoje o que vê nos centros populosos é aquela floresta de antenas enfeiando os altos dos edifícios. Cedo, muito mais cedo do que se possa imaginar, as autoridades municipais vão "marretar" este estado de coisas. Nesta ocasião quem estiver tecnicamente preparado para projetar, instalar e manter circuitos coletivos de antenas de TV (MATV) sem dúvida irá projetar-se e ganhar dinheiro. O presente livro é muito interessante porque discute todos os aspectos dos sistemas coletivos de antenas para TV.

Ed. TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pennsylvânia 17214, USA 4,95 dólares

TV BENCH SERVICING TECHNIQUES – Art Margolis

Um livro escrito por um antigo profissional, muito prático. É dirigido para aqueles que têm que consertar TV a cores pelo sistema NSTC (o nosso é PAL-M). Porém certos estágios dos TVC são iguais, sejam eles NSTC, PAL, SECAN etc. Para o professor, para o técnico experiente, fácil será eliminar os ítens que não se adaptam ao nosso sistema. De qualquer modo é um livro para a bancada do técnico sério.

Ed. TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pennsylvânia 17214, 4,95 dólares

FM/STEREO/QUAD RECEIVER SERVICING MANUAL – Joseph J. Carr A FM cada vez assume maior importância no Brasil. Dos difíceis dias de 1946/48 um pugilo de abnegados tentava lançar a FM comercial à presente data, vai um longo tempo, mas enfim começa a freqüência modulada a sair da prateleira e os municípios já conseguem seus canais para instalação deste tipo de modulação. E os técnicos precisam estar preparados para a FM. Dentro de alguns anos, rara será a cidade de certa importância que não possuirá sua própria estação de FM e os receptores se multiplicarão por milhares e milhares. E junto com a FM surgem os princípios de alta qualidade, como o estereofônico e agora o quadrafônico.

No presente livro todos os processos são analisados, de modo claro, como sõem ser escritos os livros desta editora.

Ed. TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pennsylvânia 17214, 4,95 dólares

FEIRA ELETRÔNICA

Nesta seção serão publicados, sem responsabilidade da editora nem dos diretores da publicação, anúncios enviados pelos leitores. A publicação é gratis e nos reservamos o direito de modificar a redação para poupar espaço. Os leitores devem enviar seus anúncios, escrito de modo claro, com indicação do que desejam comprar, vender, trocar, pedir ou dar, acrescentando nome completo, endereço, código postal etc. Os anúncios serão publicados em duas edições consecutivas e depois retirados.

CONTROLE REMOTO – Necessito um circuito de controle remoto para movimentar um motor de 6,5 volts. Colegas que possuam favor entrar em contato dizendo preço do circuito. Marcos Antônio Menezes, Rua 18 nº 300, fone 2791, Ituiutaba, 38.300, MG Cx. Postal 66.

ESQUEMAS AMPLIFICADORES – Desejo esquema de amplificadores MUSTANG e Tranqüilo Gianini. Quem tiver favor entrar contato dizendo preço. Desejo corresponder-me com colegas para troca de idéias. José Carlos Araújo de Oliveira, Rua Alexandre Plemont nº 43, casa 2, São Cristóvão, Rio, 20.000

TROCA DE IDÉIAS – Coloco-me à disposição dos colegas para troca de idéias e informações. Vamos trocar correspondências e aumentar nossos conhecimentos. Jose da Silva Moreira, Rua Luiz de Souza Coelho 171, Ipauçu, 18950, SP

PHILCO TRANSGLOBE – 8 faixas transistorizado, abrangendo desde 13 metros, funcionando perfeitamente, revisado em oficina Philco autorizada. 500$. Apollon Fanzeres. Cx. Postal 2483-ZC-00, Rio 20.000

DESEJO ESQUEMAS – Se os colegas tiverem alguns esquemas e revistas sobrando, solicito que me enviem. Rosário Perricone, Av. Pereira Barreto nº 2086 – Jardim Paraíso, Stº André, SP 09.000

DISCOS – Quero prensar discos. Tenho tudo preparado para uma pequena fábrica de discos LP falta-me apenas entrar em contato com quem conheça processo de prateação de acetatos e confecção de matrizes em níquel. Quem tiver literatura a respeito também desejo fazer contato. Aldrovando Goes Ribeiro, Rua Marechal Deodoro 1011, Santo Antônio da Platina, Paraná CEP 86.430 tel 34-1109, DDD 0437

RECEPTORES – Tenho sempre receptores de comunicações, em ótimo estado de funcionamento e a preço razoável. Rádio Rei, Rua das Marrecas 41, atenção sr. Costa, GB 20.000

CATÁLOGOS – Desejamos receber catálogos de material técnico. Escola Técnica Professor Everardo Passos, Av. Barão do Rio Branco 882, Cx.P. 111, S.José dos Campos, SP, atenção de João Miguel Bassa.

SOCORRO – Nossa oficina sofreu incêndio e foram destruídos esquemas de rádios e TV. Pedimos ajuda aos colegas que tenham duplicatas que nos ajudem enviando para Nelson Rocha, Ed. Cidade de Aracaju, Av. Estados Unidos 27- 7º andar, Salvador, Bahia, CEP 40.000

CIRCUITO IMPRESSO – Estou apto a fornecer circuitos impressos, já prontos, por preços interessantes. Luis Carlos T.Ramos, Rua General Pondé 18, Caju, 20.000, GB

DX - VHF – Desejo manter contato com interessados em DX principalmente em VHF e UHF para discutirmos recepção de TV distante. Eleazar Fender Coelho, Av. Pedro II nº 581, Ferraz Vasconcelos, SP, CEP 08.500

COMPRO TRANSMISSOR – Desejo adquirir transmissor para faixa dos 11 metros (27MHz) com 3 ou mais canais, potência 5 w. para instalação em veículo. Pode ser usado, mas funcionando. Sérgio Nagel Benthien, Cx.P. 2451, Curitiba, Paraná CEP 80.000

TV EMERSON – Necessito o esquema do TV EMERSON 2366/2 (safra de 1958/1961). Quem tiver por favor entrar em contato com José Ricardo Motta de Oliveira, Rua Pedro de Carvalho 145 casa 3, Lins Vasconcelos, GB 20.000, tel 229-3667.

ESQUEMAS – Tenho bom número de esquemas de TV, rádios etc, que coloco à disposição de todos colegas de profissão espalhados pelo Brasil. Se precisarem é só pedir pelo correio. Antonio Carlos Lopes de Almeida, Rua Batista de Andrade 81, Grajaú, Juiz de Fora, Minas Gerais, CEP 36.100.

TROCA ESQUEMAS – Estou à disposição de meus colegas para troca de esquemas, informações etc. Humberto de Paula Le Petit Rua Araçatuba 152, Campinas, SP CEP 13.100

Nas bancas

Revista

RÁDIO TV TÉCNICO

GUIA DE SUBSTITUIÇÃO DE TRANSISTORES

O OSCILOSCÓPIO E SUA APLICAÇÃO

Revista

mundo eletrônico

REPARAÇÕES DE RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

SEMICONDUTORES

Revista

ELETRÔNICA PARA TODOS

Tudo sobre o assunto

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 – Quintino, GB