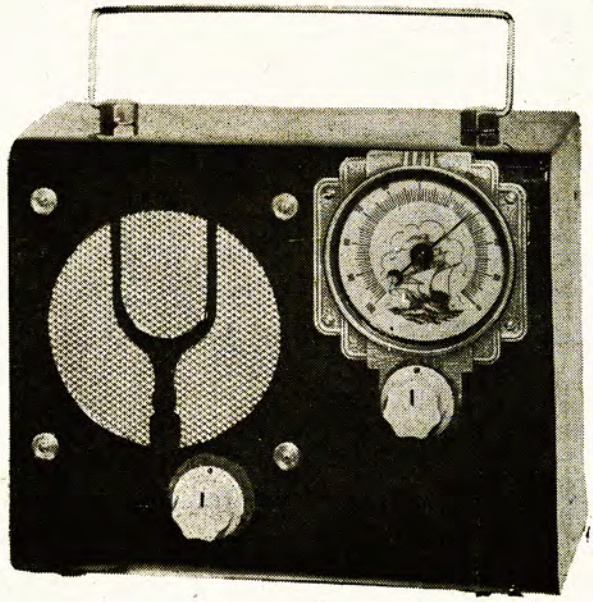
RÁDIO e TELEVISÃO

ANO XXIII — N.º 267 — JULHO DE 1970

UM RECEPTOR REGENERATIVO MONOVALVULAR



D'Orta

Histórico

Poderá parecer cómpletamente anacrônico, um titulo como o epigrafado. Tais títulos figuraram frequentemente, há mais de duas décadas. Porém, receptores regenerativos oferecem facilidades de construção, requerem poucos componentes, condições estas que os indicam aos experimentadores e neófitos.

Em contraposição, seus desempenhos são de fracos a medíocres, na maioria dos casos.

Com o pequeno receptor que estamos apresentando neste momento, pretende a Revista Monitor de Rádio e Televisão, encerrar a era de tais circuitos, isto é, receptores regenerativos a válvulas, pelas suas páginas.

É a despedida. Como tal, torna-se necessário que essa despedida seja condigna, constituindo mesmo uma homenagem aos antigos estudiosos de rodiotelefonia.

Procuramos apresentar um receptor de ótimas qualidades, em função do limitado número de componentes. A idéia de sua construção nasceu do interêsse despertado pelo circuito superheterodino monovalvular, apresentado na Revista n.º 239, de março de 1968, página 23, cuja construção envolvia ajustes de difícil execução pelos amadores destituidos de aparelhagem conveniente.

Requisitos

1 — Ter desempenho comparável ao de um superheterodino. isto é, capacidade de receber e separar tôdas as estações locais de ondas médias. Reprodução através de alto-falante.

2 — Possuir sòmente uma válvula e não empregar semicondutores, a não ser um diodo retificador de corrente.

3 — Dispensar antena externa e ligação à terra.

4 — Alimentação pela linha domiciliar de 110 V.

5 — Possuir apenas contrôle de sensibilidade (associado ao interruptor de corrente) e o contrôle de sintonia.

6 — Ser robusto, leve, portátil e hábil para funcionar 24 horas por dia.

7 — Empregar componentes padronizados e, consequentemente, de fácil obtenção.

8 — Não carecer de ajustes (calibração), exigindo emprêgo de quaisquer aparelhos.

9 — Não irradiar sinais interferentes, de qualquer natureza, ao funcionamento de receptores vizinhos.

10 — Não ser instável, seja pela aproximação do corpo do operador, pelas variações habituais de tensão da linha de alimentação ou ainda pela posição do fio que funciona como antena.

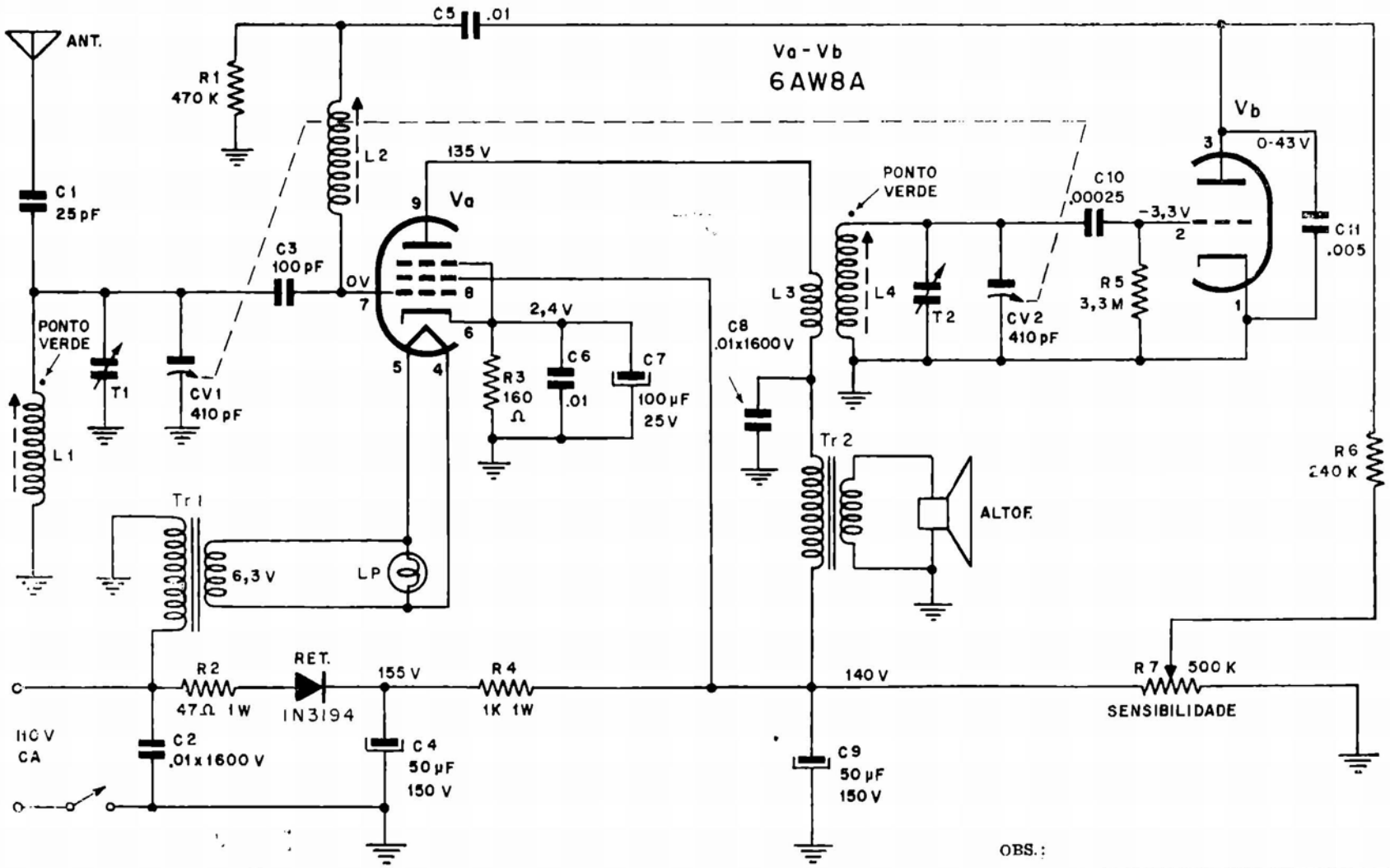


Figura 1

Diagrama esquemático do regenerativo monovalvular.

OBS.:

TENSÕES MEDIDAS COM VOLTÍMETRO ELETRÔNICO.

LIGAR O PINO N.º 4 DA VÁLVULA À MASSA.

A válvula

A única válvula que desempenha tôdas as funções neste receptor, é a de tipo RCA-6AW8A, miniatura de nove pinos (cujas ligações aos elementos estão consignadas no diagrama esquemático), possuindo um triodo de elevado coeficiente de amplificação e um pentodo de alta transcondutância e corte agudo.

O único elemento comum às duas seções, é o filamento, de aquecimento indireto por corrente alternada ou contínua, sob 600 mA a 6,3 V. O triodo pode dissipar até 1,1 W e o pentodo, 3,75 W em placa e 1,1 W na grade auxiliar. O triodo a 200 V e 2 V negativos na grade de contrôle, oferece uma transcondutância de 4000 μmhos. O pentodo, a 150 V em placa e grade auxiliar, com um resistor de 150 ohms, polarizando o catodo, oferece 9500 μmhos.

Desejamos lembrar que a válvula RCA-6AW8A, tem um tipo similar a RCA 8AW8A, diferindo daquela, apenas no filamento, alimentado com 450 mA, sob 8,4 V. Ambas têm o filamento construido com o tempo de aquecimento controlado, de 11 segundos, característica essa imprescindível para a boa operação de alimentação de calefação em série.

Outrossim, os tipos RCA-6JV8 e RCA-8JV8, são semelhantes aos antes enunciados, porém, com a vantagem de apresentarem maior dissipação de placa, 5,5W, no pentodo. Habitualmente, o tipo RCA-6AW8A, é usado nos receptores de televisão. O triodo, nos circuitos de sincronismo. O pentodo, nas funções de amplificador de vídeo ou amplificador de freqüência intermediária de vídeo ou válvula de contrôle automático de ganho ou de válvula de reatância.

Outro uso, embora menos vulgar, está nos transceptores da faixa do cidadão, em 11 m. Tôdas as funções de radiofreqüência na emissão, ficam a cargo de uma RCA-6AW8A, apenas. O triodo funciona como oscilador controlado a cristal de terceiro sobretom, excitando a seção pentodo, trabalhando em classe C, com 5 W de entrada, alimentando a antena através de circuito em pi.

Descrição do circuito

O exame do circuito esquemático, (ver figura 1), demonstra tratar-se de receptor possuindo dois circuitos sintonizados, cuja freqüência é selecionada por contrôle único (condensador variável duplo, CV1 e CV2).

O primeiro dêsses circuitos, constituido por L1, T1 e CV1, recebe os sinais da antena, representada por um simples fio flexível de número 16, de 4 m de extensão e revestido de plástico, sôlto pelo chão. Enviados êsses sinais à seção pentodo, são intensamente amplificados. Daí, por L3, são indutivamente transferidos para L4. O condensador C8 destina-se a completar o circuito de radiofreqüência, à massa.

Especial referência deve ser consagrada aos indutores L1 e L4, não devendo o interessado na montagem, procurar substituí-los por outros, de inferior qualidade. Recomendamos as excepcionais "Bobinas de Antena de Quadro Ferrite", fabricadas pela "Solhar Eletrônica S/A", as quais são responsáveis pelas qualidades de ótima seletividade do aparelho descrito.

Pelo exposto, temos, até aqui, um circuito neutrodino ou radiofreqüência-sintonizada (R.F.S), de dois estágios. Agora, perguntarão os nossos

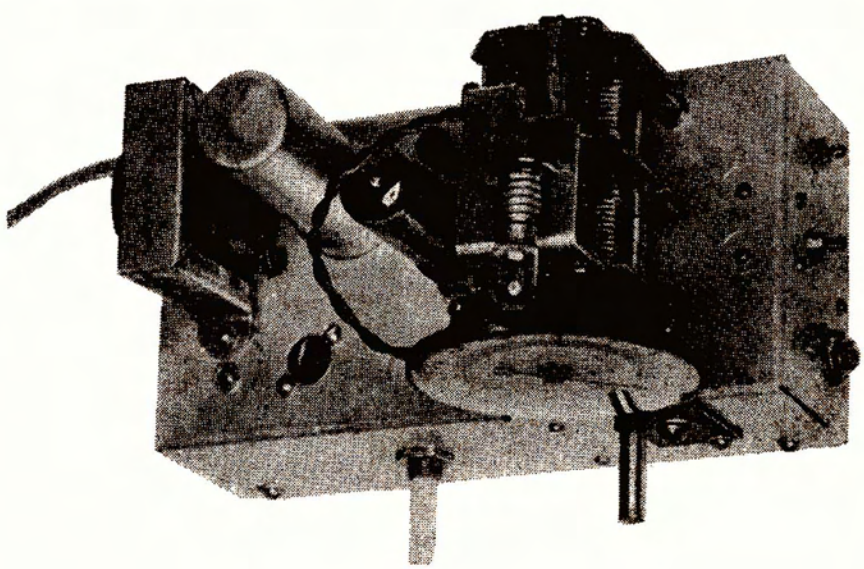


Figura 2

Aspecto da parte superior do chassi.

leitores: “Onde está a parte regenerativa do circuito?".

Tudo está a indicar que o autor equivocou-se! Mas o circuito é regenerativo, muito embora, tal não pareça. A regeneração processa-se em L4, pelas capacitâncias inter-eletródicas da válvula.

É o que se constata, caso efetuemos uma inversão dos reóforos* de L3. Na posição correta, o ganho e a seletividade, são bons. Na posição incorreta, o ganho diminui pronunciadamente e os sinais das estações de freqüências vizinhas, são recebidos concomitantemente, sem qualquer possibilidade de separação. Portanto, no primeiro caso, estabelece-se uma regeneração necessária e suficiente.

No segundo caso, o receptor funciona como simples R.F.S. Seguindo-se às instruções con-

tema de escape de grade, sistema esse que proporciona alta sensibilidade, com pequeno sacrifício de seletividade.

Poderíamos adotar o sistema de detecção por polarização de grade, dando menor ganho e maior seletividade. Como não pudéssemos desperdiçar a amplificação disponível, optamos pelo primeiro.

Temos na placa do triodo, os sinais de audio- freqüência. C11, descarrega para a massa as radiofreqüências que estiverem presentes, pela baixa reatância que lhes oferece.

A sensibilidade do aparelho pode ser variada pelo potenciometro R7, de curva logarítmica, atuando suave e efetivamente, alterando o potencial de placa e, consequentemente, o ganho do mesmo triodo, de cuja placa os sinais passam novamen-

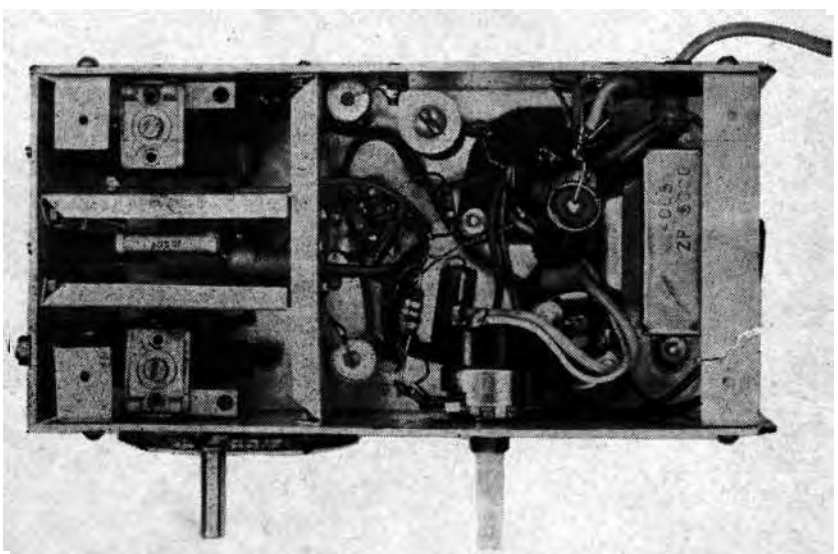


Figura 3

Aspecto da parte inferior do chassi.

signadas sob o subtítulo de “Montagem”, a recepção dever-se-á fazer corretamente. Se surgir dúvida, pratique-se a inversão experimental, dos mencionados reóforos.

Se procedêssemos a uma pesquisa de sinais com um investigador de sinais, (tal como o descrito na Revista n.º 225, de janeiro de 1967, página 29), dotado de ponta detectora e de pequena capacitância, teríamos em CV2, todos os sinais sintonizados, claros, fortes e completamente separados. Se o fizéssemos em CV1, teríamos sinais fracos e uma cacofonia de sons, das emissoras de freqüências próximas, tudo misturado.

Vemos que resta detectar os sinais presentes em L4, desiderato confiado ao triodo, pelo sis-

te pelo pentodo, que trabalha em circuito reflexo, agora, na baixa freqüência. Daqui, pelo transformador de saída, ao alto-falante.

Outra alternativa para que se pudesse controlar o ganho do radiozinho, seria mediante o uso de um circuito potenciométrico comum; mantido o potencial de placa constante. Constituiria resolução elegante, que experimentada, mostrou-se de operação menos suave que o sistema empregado. Por isso não foi a eleita.Algumas palavras merece o indutor L2, bobina de núcleo ajustável, fabricada pela “Indústria Eletrônica Stevenson S/A”, tipo 6001, núcleo esse ajustado para a indutância máxima, (cerca de 11 mH), não requerendo qualquer reajuste posterior.

Destina-se a levar os sinais de áudio do detector à grade de controle do pentodo, opondo- -lhes pequena reatância. Por outro lado, oferece muito grande reatância aos sinais que vêm do primeiro circuito sintonizado, sem carregá-lo

* Reóforo == condutor elétrico filiforme (N R)

pronunciadamente. De nôvo, alertamos aos leitores, que não pretendam substituir êste indutor, por outro de indutância menor.

Concernente à vulgar fonte de alimentação, pouco deve ser dito: o diodo retificador é do tipo RCA-1N3194, para tensão de pico inverso de 400 V e corrente retificada de 500 mA. Portanto, pròdigamente dimensionado para o circuito, que ao todo demanda apenas 15 mA a 140 V, isto é, a válvula trabalha absolutamente dentro das condições estabelecidas pelo fabricante

O condensador C2 destina-se a evitar que o diodo retificador possa exercer interferências, modulando com a freqüência de linha, os sinais das emissoras, incluindo os sintonizados por outros rádios. R2 é um resistor limitador, impedindo um surto de corrente muito elevado e quiçá, prejudicial ao retificador, no momento de ser ligado o aparelho, quando C4 esteja descarregado.

O transformador T1 deve fornecer 6,3 V a 750 mA (600 mA para o filamento da RCA-6AW8A e 150 mA para a lâmpada pilôto).

A título de curiosidade, mencionaremos que uma das válvulas antes referidas, tomando 450 mA no filamento (RCA-8AW8A) poderia ser alimentada diretamente pela linha de 110 V, em série com uma reatância, no caso, um condensador isolado a óleo, de 10 a 11 μF para 300 ou mais volts de trabalho.
Tal arranjo seria interessante, porém, tornar-se-ia muito oneroso, além do tamanho de tal condensador ser bem grande, muito maior do que o do transformador atrás preconizado.

Para terminar, desejamos apontar duas peculiaridades do circuito que vimos de descrever: uma, frente à sintonia de emissoras de sinais muito intensos, constatar-se-á sobrecarga da seção pentodo, manifesta por distorção, mesmo com o contrôle de sensibilidade pouco avançado, efeito êste que desaparece, enrolando-se o fio de antena ou dessintonizando-se um pouco o rádio.

Não consideramos tal coisa como defeito. Pelo contrário, é um atributo que afetava aos antigos receptores, sem C.A.S, dando mais autenticidade à nossa montagem.

Outra peculiaridade: avançando-se excessivamente o contrôle de sensibilidade, na audição de estações cuja portadora seja forte, ouve-se um ronco, misturado ao som, determinado pela interação e sobrecarga do circuito reflexo.

Montagem

A montagem foi executada num chassi de chapa de alumínio de 1,5 mm de espessura, especialmente confecionado. Mede, por fora, 5 cm de altura, 17 cm de comprimento e 8,4 cm de largura, possuindo além das abas frontal e posterior, mais uma, do lado direito.

Na sua face superior (ver figura 2) estão colocados, da esquerda para a direita: Tr1, a tomada tipo RCA para o alto-falante (montada afastada da superfície interna do chassi por duas buchas separadoras de 1 cm de extensão, com o propósito de evitar que o plugue correspondente, uma vez inserido, constituisse um prolapso e óbice à colocação do corpo do alto-falante, tangente à parte de cima do chassi), o eletrolítico duplo C4 — C9, a válvula RCA-6AW8A (ocupando aproximadamente o centro do chassi).

No extremo direito, montado rìgidamente por três parafusos, está o variável CV1 — CV2, marca "Evetron", de 410 mais 410 pF, cujos estatores são suportados por colunas de esteatite, conferindo-lhe tal construção boas qualidades eletro-mecânicas.

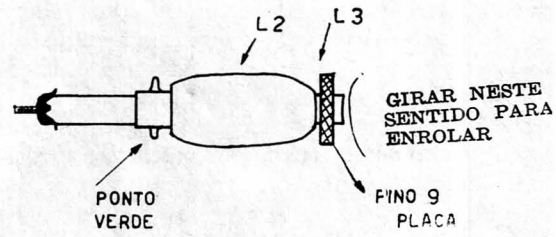


Figura 4

**Detalhe do enrolamento de L3.
(O fim do enrolamento vai à placa da válvula).**

Diretamente ao seu eixo, encontra-se conjugado um mostrador "Crowe", tipo aeroplano, com escala centesimal. Tal mostrador é antigo, da década de 1930 e nos foi cedido gentilmente pelo nosso amigo, Sr. Ruy da Silva Velho, de São Luiz do Paraitinga. Recebeu-o no grande acervo radioelétrico que lhe deixara seu pai, o ilustre engenheiro José Maria da Silva Velho, ex-PY2MP, que "apagou" definitivamente a 18 de novembro de 1951, havendo-se destacado profissionalmente na eletrificação da Estrada de Ferro da Companhia Paulista e na eletrificação do elevador Lacerda, em Salvador, Bahia. Aí, em parte, a razão da homenagem a que nos referimos no início.

Destarte nosso regenerativo ficou bem caracterizado, cronològicamente, no seu aspecto. Na parte inferior do chassi, (figura 3) à esquerda, temos um compartimento blindado, delimitado pela aba lateral e por parte das abas anterior e posterior e por um painel disposto verticalmente. Êsse espaço é subdividido em três partes por mais dois painéis menores. O meio de fixação é constituido de parafusos de latão de 3/32",

com porcas também de latão. A parte anterior abriga C1, C3, L1, T1 e o borne de antena.

No espaço seguinte, ficam C5, L2 e R1. No terceiro compartimento estão, C10, L3, L4 e T2.

Neste ponto cabe especial menção a L3. Consta de 42 espiras de fio esmaltado de n.º 35 AWG, com uma capa de sêda. A figura 4 demonstra bem. O enrolamento é do tipo ninho de abelha, acomodado na extremidade livre de L4 ("Bobina de Antena de Quadro Ferrite"), possuindo 4 mm de largura. Ao se bobinar, recomendamos uma relação de 23/24, do eixo principal da máquina, para o eixo de comando do excêntrico. Sendo observado o sentido de enrolamento e as conexões indicadas, o receptor deverá funcionar corretamente. O restante da parte de baixo do chassi abriga aos demais componentes.

Na extremidade aberta (sem aba lateral), encontra-se Tr2, transformador de saída. Tem impedância primária de 5000 ohms para 3,2 no secundário, igual à da bobina móvel do alto-falante. Cumpre-nos esclarecer que a impedância primária consignada, não é a teòricamente ideal para a válvula. Representa um valor conciliatório. O funcionamento do pentodo, dentro de uma linha de carga ortodoxa, traria como consequência, o aparecimento de correntes elevadas, não desejáveis a um funcionamento contínuo e absolutamente seguro, sem problemas de fadiga prematura do material.

O alto-falante de 4" e ímã de ferrite, foi fixado diretamente à caixa, também de chapa de alumínio, de 1 mm de espessura, revestida internamente com papelão de 2 mm de grossura, com o propósito de melhorar o rendimento acústico.

Ajustes

Concluída e conferida a montagem, o receptor deverá funcionar. Tente-se receber os sinais de emissoras de freqüências mais baixas, fechando-se quase completamente o variável. Ajustem-se os núcleos de L1 e L4 para a máxima sensibilidade em 530 KHz. Em seguida procede-se ao ajuste de T1 e T2, numa estação que funcione em 1410 KHz.

Êstes ajustes deverão ser repetidos, até que a recepção seja satisfatória em tôda a faixa.

A título de orientação, referimos alguns pontos de sintonia (graduação do mostrador/freqüência correspondente, em KHz): 0/530, 31/700, 50,5/890, 69,5/1130, 75/1200, 85,5/1360, 90,5/1410.

Observe-se que o ajuste de T2 é mais crítico do que o de T1, pois aquêle condensador ajustável está associado ao segundo circuito sintonizado, o regenerativo, por isso, o mais seletivo.

Insistimos no bom ajuste dos dois circuitos, com o intuito de obter-se o melhor sincronismo possível entre ambos, para qualquer posição do variável. Uma vez calibrado, o receptor deverá captar e separar perfeitamente a tôdas as emissoras locais. Serão recebidas estações de municípios vizinhos. Pela noite, também da Guanabara.

Para concluir, assinalaremos mais uma virtude do nosso regenerativo. Êle é bem menos sensível à captação das interferências oriundas de sinais harmônicos irradiados pelos circuitos de deflexão horizontal da maioria dos televisores. Êsses harmônicos ingressam na etapa conversora dos superheterodinos, mesmo dos aparelhos bem elaborados, originando um apito desagradável na recepção de tôdas as estações.

A Redação da Revista manterá o receptorzinho, pelo período de dois meses, após a publicação do presente número, à disposição dos leitores que o desejarem ver e experimentar.

Lista de material

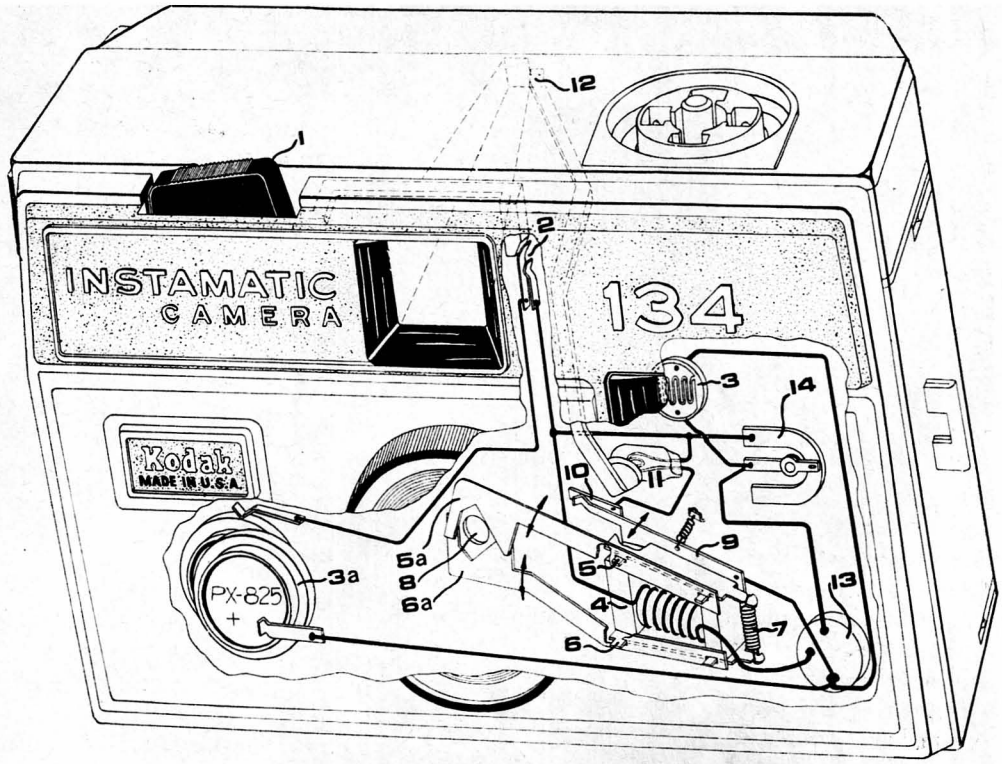
C1 — 25 pF, 500 V, cerâmica
C2 — 0,01 μF, 1600 V, óleo
C3 — 100 pF, 500 V, cerâmica
C4, C9 — 50 + 50 μF, 150, eletrolítico duplo
C5 — 0,01 μF, 400 V, poliester
C6 — 0,01 μF, 50 V (ou mais), cerâmica
C7 — 100 μF, 25 V, eletrolítico
C8 — 0,01 μF, 1600 V, óleo
C10 — 0,00025 μF, 500 V, cerâmica
C11 — 0,005 μF, 500 V, óleo
T1, T2 — Trimmer, 3 — 30 pF
CV1, CV2 — Variável duplo, 410 + 410 pF
R1 — 470 K
R2 — 47 ohms, 1 watt
R3 — 160 ohms
R4 — 1 K, 1 watt
R5 — 3,3 MΩ
R6 — 240 K
R7 — Potenciômetro, 500 K, com chave, log (de boa qualidade)
(Todos os resistores são de 1/2 W, a não ser os mencionados em contrário).

Tr1 — Transformador de filamento primário; 110 V, secundário 6,3 V, 750 mA (ou mais)

Tr2 — Transformador de saída, primário 5000 ohms, secundário 3,2 ohms (Willkason 4005)

L1, L2, L3, L4 — Ver texto
Retificador — RCA 1N3194 ou equivalente
Válvula — RCA 6AW8A
LP — lâmpada pilôto, 6,3 V, 150 mA
Alto-falante — 10 cm de diâmetro (4"), 3,2 ohms ímã de ferrite.

Ω



DISPOSITIVOS DE ESTADO SÓLIDO EM CÂMARAS FOTOGRÁFICAS

Novos circuitos de estado sólido:

- Obturador da Kodak 134
- Câmaras com circuitos integrados
- Fotômetros sem ponteiros

John R. Free

de RADIO-ELECTRONICS

Os dispositivos de estado sólido em câmaras fotográficas (bem como em outros setores de aparelhos eletrônicos) estão sendo cada vez mais difundidos, tanto nos aparelhos de baixo custo como nos aparelhos para amadores mais exigentes e profissionais.

Um exemplo recente das inovações de projeto e fabricação, que colocam nas mãos dos amadores os obturadores controlados eletrônicamente, é a câmara Kodak Instamatic 134 que se classifica como tipo popular. As figuras 1 e 2 mostram como funciona o simples dispositivo de contrôle.

Bàsicamente, o mecanismo da Kodak 134 combina o circuito da figura 1 com o simples sistema de diafragma da figura 2, de maneira a regular a intensidade de luz que atinge o filme. A primeira câmara com obturador controlado eletrônicamente (Polaroid 1963) também utilizava uma célula de sulfêto de cadmio e um sistema mecânico de abertura do diafragma.

Diferentemente do circuito da Polaroid, que utiliza diversos condensadores carregados através de um circuito de fotocélula para determinar a exposição, a Kodak 134 utiliza a variação da densidade de fluxo na bobina de um eletroímã.

Quando o botão (1) (da figura do cabeçalho) é parcialmente comprido, o interruptor S1 (2) fecha e Q1 (13) conduz de acôrdo com a luz que incide na fotocélula R2 (3). Numa

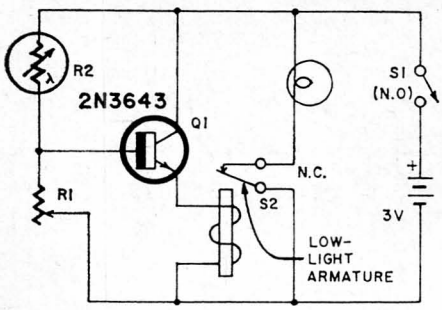


Figura 1

Circuito básico da Kodak 134.

cena bem iluminada a resistência de R2 é menor e uma corrente maior irá fluir através da bobina 4 do relé.

Êste relé possui três armaduras de maneira a proporcionar contrôle individual para as aberturas do diafragma (5-a e 6-a) comandadas pelas lâminas (5) e (6), e para o comutador da lâmpada. As três armaduras possuem diferentes entreferros com o núcleo do relé e, portanto, são comandadas por diferentes níveis de fluxos.

Assim sendo, para uma cena muito iluminada, a corrente através da bobina é suficiente para atrair as duas armaduras (5 e 6), fazendo com que o diafragma fique na mínima abertura, f/22 (figura 2-a). Para uma intensidade luminosa média (f/16) a resistência da fotocélula R2 aumenta e a corrente na bobina diminui. Em conseqüência, a armadura (5) é sôlta e (5-a) cobre parte da abertura das lentes (figura 2-b).

Sob estas condições de iluminação, a terceira armadura (9) é mantida retraída e mantêm aberto o interruptor, normalmente fechado, S2 (10).

Quando a iluminação do ambiente é fraca, a corrente que circula através da bobina do relé é baixa e insuficiente para atrair as armaduras (5) e (6), que são mantidas abertas pela mola (7); neste caso o diafragma fica em sua abertura máxima, f/11.

Em condições de iluminação deficiente, a corrente através do relé é tão fraca que nem a armadura (9) é atraída; assim sendo, o interruptor (10) é mantido fechado e a lâmpada (11) se acende. Um tubo de fibra óptica permite ao operador ver a luz emitida pela lâmpada, o que indica que as condições de iluminação são insuficientes sendo necessário, portanto, o uso de "flash".

O ajuste do potenciômetro R1 (14) é efetuado na fábrica, sob condições de iluminação controlada que corresponde a uma exposição correta do filme com uma abertura f/16.

Câmaras com circuitos integrados monolíticos

A firma alemã Prontor está usando em seus obturadores o circuito integrado TAA580 fabricado pela Valvo (também alemã). Êste circuito integrado possui 8 terminais em invólucro plano, e é suficientemente pequeno para ser montado internamente no anel de suporte das lentes. Se forem usados dois TAA580, um dêles pode ser usado para proporcionar contrôle de tempo.

A figura 3 apresenta uma aplicação típica do TAA580. Quando o interruptor S1 é comprimido, o solenóide é ativado desde que os transistores Q3, Q4, Q5, Q7 e Q9 estejam conduzindo e Q1 e Q2 estejam no corte. A luz que incide na fotocélula R1 determina o nível em que C1 será carregado.

Quando é atingido um nível predeterminado de carga, o "Schmitt-trigger" Q1 — Q4 (em configuração Darlington) leva Q1 e Q2 à condução. Isto leva Q9 ao corte, o qual mantinha o solenóide ativado e, em conseqüência o obturador se fecha.

Q5 é usado para deslocamento de nível, enquanto que os amplificadores de corrente Q7 — Q8 excitam o transistor de saída, Q9. D1 e D2 protegem o CI da fôrça contra-eletromotriz do solenóide.

Para o contrôle de tempo do obturador podemos usar um segundo TAA580, colocando

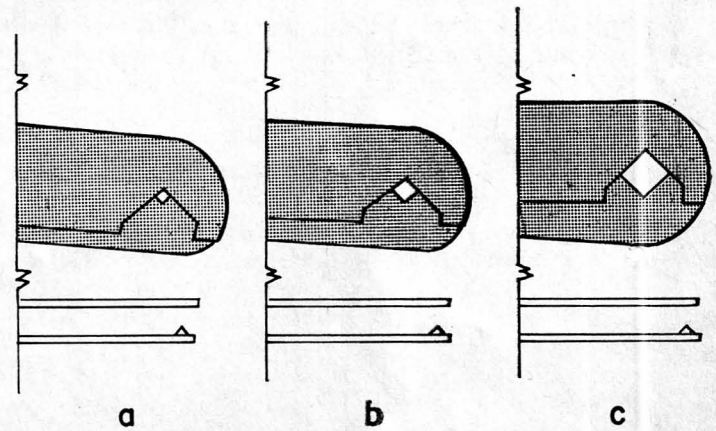


Figura 2
Aumento da abertura do diafragma.

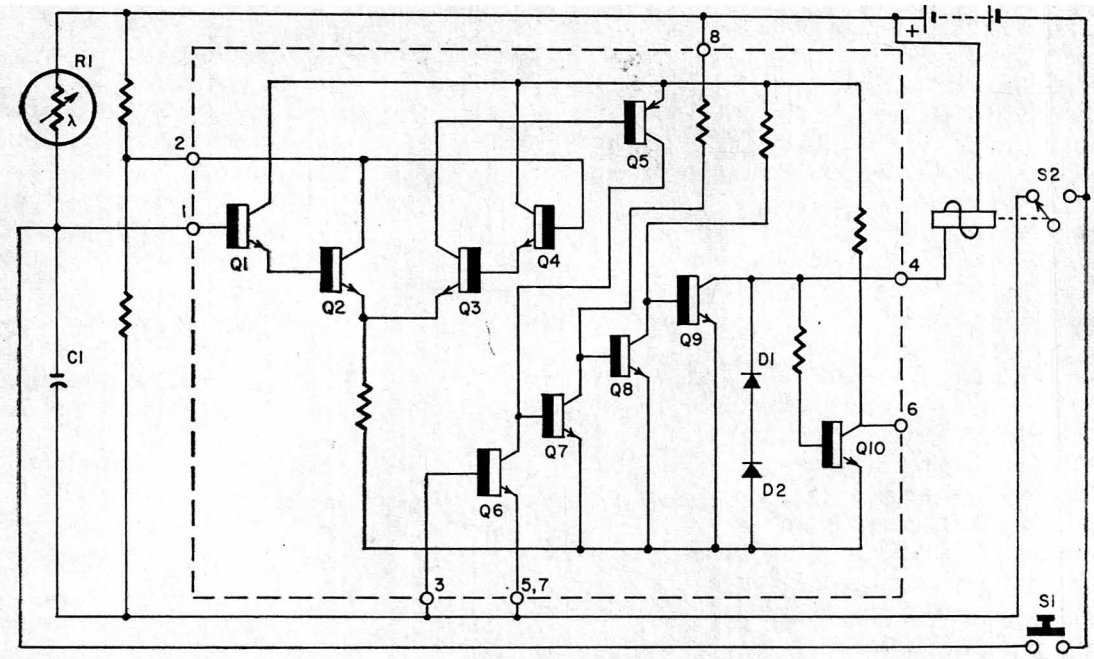


Figura 3

Contrôle de obturador com CI TAA580.

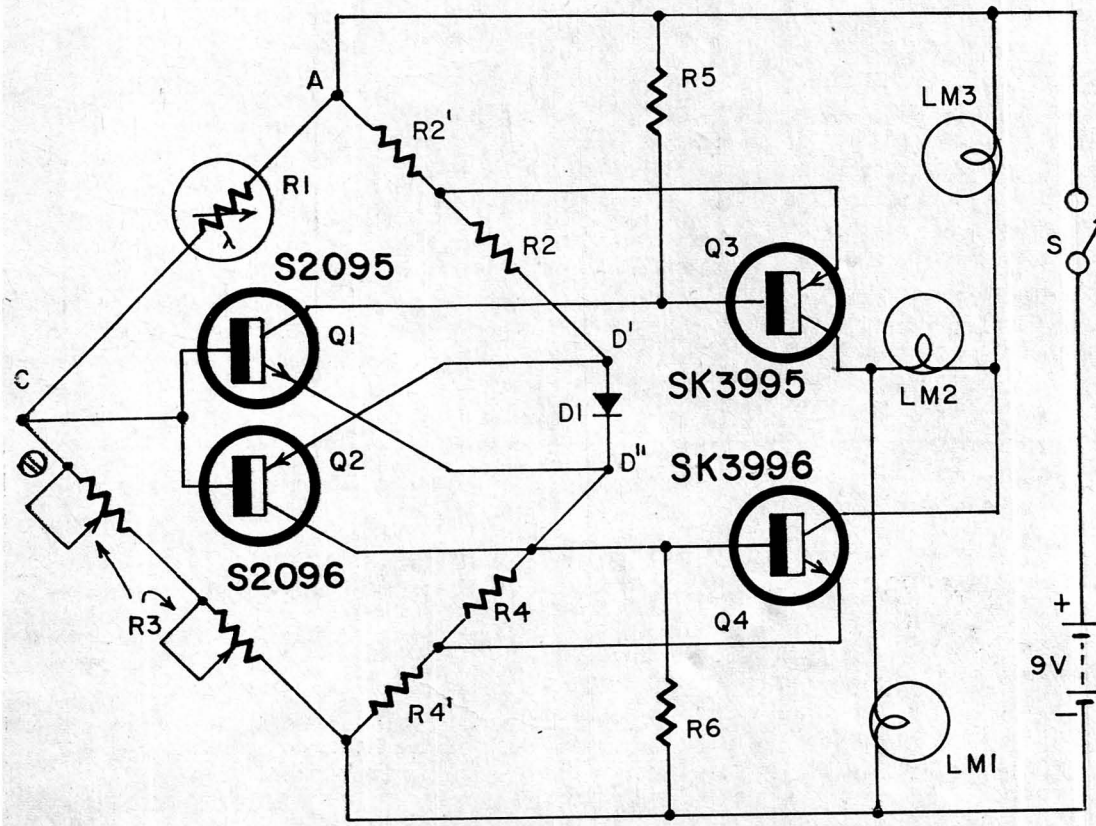


Figura 4

Circuito do fotômetro Ikophot T, da Zeiss Ikon.

um potenciômetro em lugar da fotocélula. O pino 6 do CI de contrôle de tempo é ligado ao pino 3 do CI de contrôle do obturador. O transistor Q10 do CI de tempo evita que Q9 do CI do obturador fique no corte (através de Q6) enquanto o condensador do CI de tempo estiver totalmente carregado.

Fotômetros sem ponteiros

O Ikophot T (da Zeiss Ikon AG) é um fotômetro controlado eletrônicamente que usa três lâmpadas, um circuito ponte e um amplificador indicador em lugar do galvanômetro convencional (figura 4).

A ponte é constituída de uma fotocélula (ou fotoresistor), R1, um resistor de balanceamento, R3 (que na realidade é constituído por 58 resistores independentes) e R2 e R4, dois resistores fixos de mesmo valor. A luz que incide em R1 pode desequilibrar a ponte.

Quando a lâmpada LM2 está acesa é sinal de que a ponte está em equilíbrio. As lâmpadas LM1 e LM3 indicam que a ponte está desequilibrada e em que direção deve-se girar R3 para se obter o equilíbrio.

O amplificador indicador possui dois canais complementares. As bases de Q1 e Q2 são

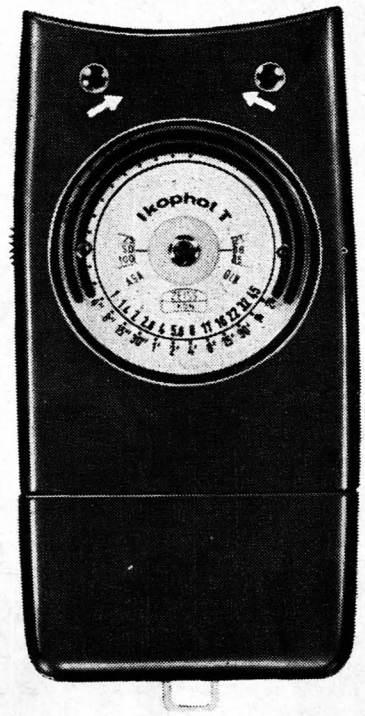


Figura 5

Aspecto do fotômetro Ikophot T.

ligadas ao ponto C e os emissores ao ponto D da ponte. Uma corrente, dependente da tensão, flui através de R2 — R2', R4 — R4' e D1.

Devido às características não-lineares corrente/tensão do diodo, a tensão através dêle é essencialmente constante. O potencial de polarização do diodo compensa a tensão de partida para os transistores, uma vez que não flui corrente de base abaixo desta tensão. Assim, mesmo diminutas correntes desbalanceadas entre C e D' ou D'' produzem um aumento na corrente de coletor de Q1 ou Q2.

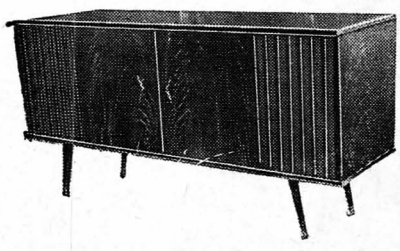
Se C fôr positivo com relação a D, Q3 conduzirá. Uma vez que a resistência do percurso emissor-coletor é consideràvelmente inferior à resistência de LM2 e LM3 ligadas em série, a lâmpada LM1 acenderá. Por outro lado, se C fôr negativo com relação a D, LM3 se acenderá.

As resistências a frio de LM1 e LM3 são muito menores que LM2. Uma vez que as três lâmpadas são ligadas nos percursos coletor-emissor dos transistores de saída (Q3 e Q4), através da tensão total da bateria, LM2 se acenderá com pràticamente tôda essa tensão a ela aplicada.

Quando LM2 acende é sinal de que a ponte está em equilíbrio e os tempos de exposição e abertura do diafragma podem ser lidos nos diais correspondentes. Temos indicações desde f/1 até f/45, para sensibilidades ASA desde 6 até 3.200.

Ω

LUIGI BACCHINI



CASA FUNDADA EM 1952

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

Fabricados em Imbuia, Pau-ferro e Jacarandá.

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

SOLICITEM CATÁLOGOS E LISTAS DE PREÇOS

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

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

CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA

20.3 — Circuito fundamental de amplificação de tensão

Um amplificador de tensão é um circuito que recebe em sua entrada uma tensão E_i e fornece em sua saída uma tensão E_o, a relação E_o/E_i constituindo o ganho de tensão do amplificador. O sinal na saída deve ser de mesma forma de onda que o sinal na entrada, isto é, o amplificador não deve distorcer apreciàvelmente o sinal.

Na figura 20.2 se apresenta o circuito fundamental de um amplificador de tensão de AF empregando um triodo. Os pentodos também são usados para êsse fim. A entrada do amplificador se faz na grade do triodo, havendo um resistor R_g de alto valor (50 KΩ, 1 MΩ) da grade para a massa. A entrada dos amplificadores de AF, tal como no circuito da figura 20.2, é de **alta impedância.**

A resistência de carga, no circuito de placa, está assinalada com R_L. O condensador C_a faz o acoplamento (ligação) do estágio considerado para o estágio seguinte (não representado na figura). O resistor R'_g, na saída do amplificador, pode ser, por exemplo, os resistores de grade da válvula seguinte. O tipo de acoplamento feito por meio de resistores e condensadores, como no circuito em estudo, se designa como acoplamento RC. Há outros tipos de acoplamento muito empregados, como por exemplo, o acoplamento por transformador, que estudaremos mais adiante.

No catodo da válvula existe um resistor R_K ligado para a massa. A finalidade dêsse resistor é desenvolver uma tensão negativa para a grade. Com efeito, a corrente de placa I_B da válvula tem o sentido (convencional) mostrado pela flecha (figura 20.2), desenvolvendo através do resistor R_K uma queda de tensão $E_K = R_K \times I_K$, onde I_K representa a corrente de catodo. No caso da válvula triodo a corrente de catodo I_K é igual à corrente de placa I_B (quando não existe corrente de grade), pois só há um caminho no circuito placa catodo: êsse caminho começa no lado +B da fonte de alimentação, passa através de R_L, chega à placa, passa para o catodo (por dentro da válvula) atravessa R_K e retorna pela massa ao lado negativo da fonte, fechando o circuito. A queda de tensão E_K através do resistor R_K faz com que o catodo fique positivo em relação à massa (a polaridade está assinalada na figura). Como a grade está ligada na massa, através do resistor R_g, ela ficará com uma tensão negativa $-E_c = E_K$, em relação ao catodo. Você sabe, agora, **como** a grade fica negativa em relação ao catodo, no circuito da figura 20.2. Vamos então, explicar **porque** a grade deve ficar polarizada negativamente.

Na figura 20.3 se mostra a curva característica da corrente de placa I_B versus tensão de grade E_g. Escolhe-se, inicialmente um ponto de operação Q, na curva, e partindo dêle se traça a linha horizontal QQ' e a linha vertical QQ''. Na vertical QQ'' se representa a forma de onda de sinal de

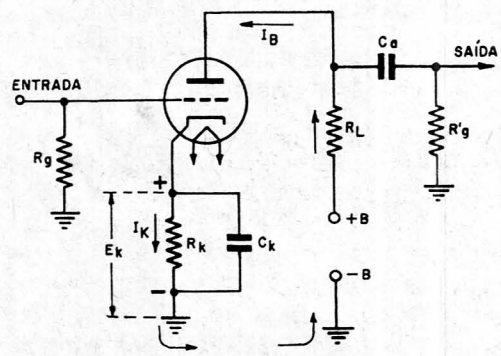


Figura 20:2

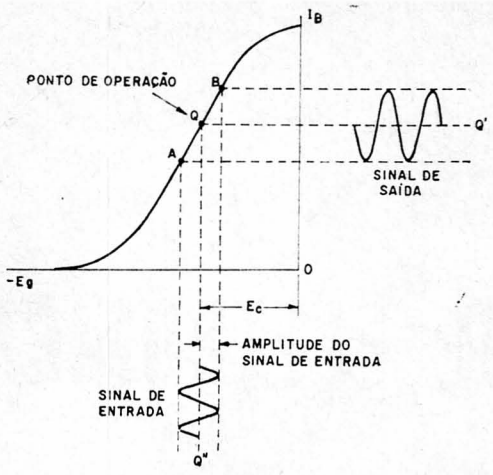


Figura 20:3

entrada. Pelos picos do sinal se traçam paralelas ao eixo QQ'', obtendo-se dessa forma, os pontos A e B, na curva. A seguir, pelos pontos A e B se traçam duas horizontais, podendo-se representar entre elas a forma de onda do sinal de saída. A construção feita é bastante simples, e o aluno poderá reproduzí-la sem maiores dificuldades. Deve-se, então, fixar a atenção nos seguintes pontos importantes:

1 — A válvula está trabalhando num trecho AB pràticamente reto de sua curva característica. Estamos, dessa maneira, aproveitando a linearidade do comportamento da válvula no trecho considerado; por isso escolhemos o ponto Q de operação da válvula no meio de seu trecho linear. O resultado foi que o sinal de saída tem pràticamente a mesma forma de onda que o sinal de entrada, isto é, não houve distorção.

Coisa muito diferente ocorreria se o ponto Q fôsse escolhido noutro lugar da curva, como se mostra na figura 20.4. O trecho AB da curva apresenta, nesse caso, acentuada curvatura, e o sinal de saída fica bastante distorcido, com os semiciclos inferiores mais amplos que os semiciclos superiores, conforme a figura mostra claramente.

Aí está, portanto, um exemplo típico da distorção provocada pela não-linearidade da válvula.

Se não existir uma tensão negativa de polarização de grade, isto é, se fôr $E_c = 0$, o ponto de trabalho vai cair na interseção da curva com o eixo I_B, e o ponto B estará na região positiva da tensão E_g (figura 20.5). Nessas condições, a grade ficará positiva durante cada meio período do sinal de entrada. A grade positiva atrai uma parte dos elétrons emitidos pelo catodo, de modo que haverá corrente de grade, o que implica, no caso do amplificador considerado, em uma outra forma de distorção do sinal, que se vai somar à distorção por não-linearidade de válvula.

Para que a grade fique positiva, não é necessário que seja $E_c = 0$, isto é, que não exista nenhuma tensão negativa de polarização de grade. Basta que o valor de E_c seja menor do que a amplitude (valor máximo) do sinal de AF na entrada do amplificador.

Em resumo: para que o amplificador opere corretamente, com um mínimo de distorção, o ponto de trabalho deve ser tomado, tanto quanto possível no meio do trecho linear da característica da válvula, como na figura 20.3, o que se consegue pela escolha adequada do valor da tensão negativa E_c de polarização de grade. Na escolha dêsse valor deve ser considerada também a amplitude do sinal de entrada, a fim de que a grade não fique positiva nos picos do sinal. Os amplificadores de tensão AF costumam ter a grade negativa com tensões de —1, —3 volts e outros valores parecidos, dependendo do tipo de válvula empregada.

Como dissemos mais atrás, o resistor de catodo R_K, no circuito da figura 20.2, é encarregado de fornecer a tensão negativa de polarização de grade E_c, que é dada pelo valor da queda de tensão que a corrente de catodo I_K proporciona através dêsse resistor:

$$E_c = E_K = R_K I_K$$

O condensador C_K serve para desacoplar o resistor de catodo do sinal de AF. Como se

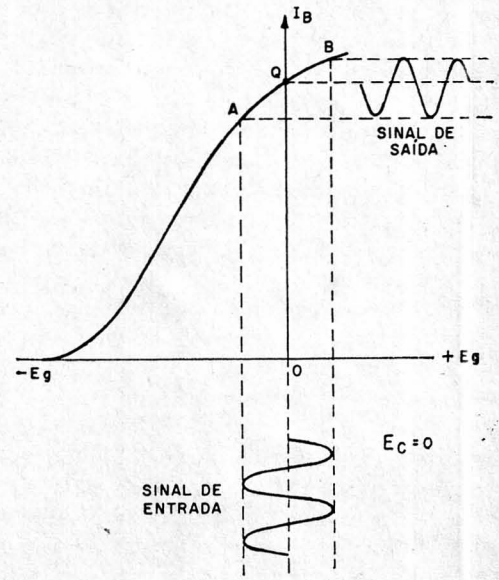


Figura 20:4

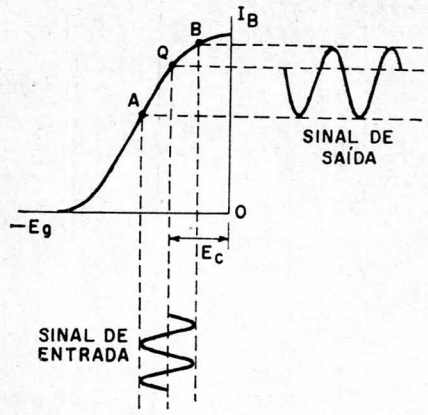


Figura 20:5

mostra na figura 20.6, a corrente de placa (que retorna pelo catodo) tem uma forma de onda igual à soma de uma componente de CC pura com uma componente alternada de AF de forma correspondente a do sinal (ver figura 17.9, na seção 17.3 da 17ª lição). É a componente do CC pura I_K que se deseja fazer passar através do resistor de catodo R_K, a fim de desenvolver a tensão negativa de polarização de grade. A componente de CA de audiofreqüência não deve passar pelo resistor, salvo num caso especial, quando se pretende fazer a realimentação negativa do sinal no amplificador, assunto que estudaremos na 22ª lição. Na figura 20.7 se mostra como a componente de AF da corrente de catodo prefere passar pelo condensador D_K; a componente contínua da corrente de catodo não pode passar pelo condensador, pois êste não oferece continuidade para a CC, de modo que ela passa através do resistor R_K, como se deseja. Para desacoplar corretamente o resistor de catodo, a reatância do condensador deve ser pelo menos 10 vêzes mais baixa do que a resistência R_K, para a freqüência mais baixa que se deseja amplificar. Assim, por exemplo, se R_K vale 400 ohms, a reatância X_K deverá ser, no máximo, de 40 ohms, na freqüência de 100 Hz. Teremos, portanto:

$$C_K = \frac{1}{2 \times f \times X_K} = \frac{1}{6{,}28 \times 100 \times 40} = \frac{1}{25120}$$

Efetuando-se a divisão, obtém-se para C_K o valor de aproximadamente 0,00004 farads = 40 μF. Podemos empregar um condensador de 50 μF. Condensadores eletrolíticos de 25 μF, 50 μF, e valores parecidos, são tìpicamente usados como condensadores de catodo dos amplificadores de AF.

20.4 — **Polarização fixa de grade**

Além do método de polarização por resistor de catodo, também denominado **polarização automática,** a tensão de negativação de grade pode ser obtida de uma fonte fixa de tensão negativa.

Na figura 20.8 se mostram os circuitos do amplificador de tensão AF, constituído por um pentodo, e de retificador de onda completa da fonte de alimentação. Observe o aluno que a derivação central do transformador de fôrça não

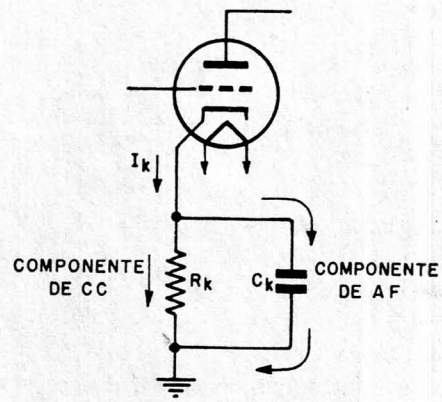


Figura 20:7

está ligada diretamente à massa, mas a um resistor R_N, cuja outra extremidade vai à massa. Assim sendo, aparece na extremidade superior dêsse resistor uma tensão negativa que é aplicada à grade da válvula amplificadora através do resistor R_g. A linha de tensão negativa se designa, geralmente, pelo símbolo —C. Na linha +B, no lado positivo do retificador, há um filtro do tipo comum, constituído pelo indutor L e

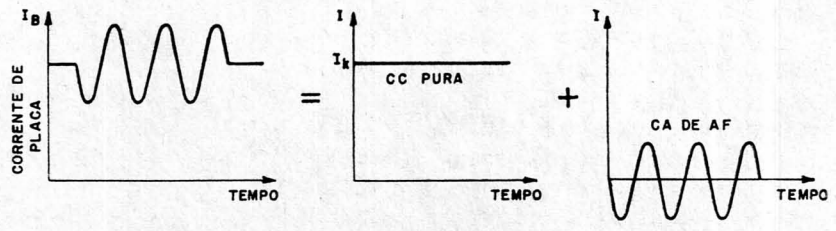


Figura 20:6

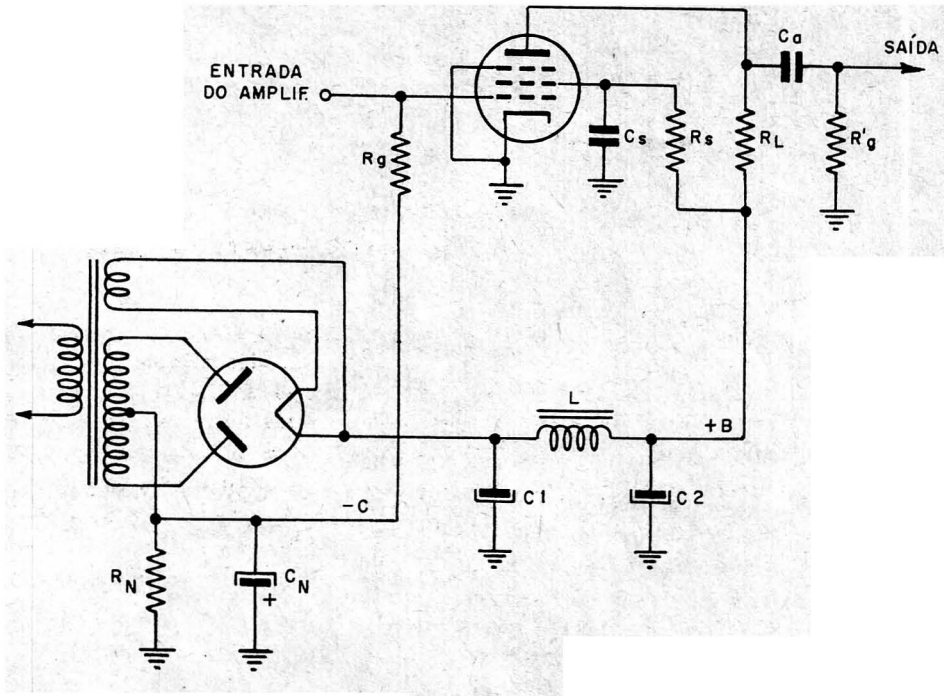


Figura 20:8

pelos dois condensadores C_1 e C_2. O condensador C_N, no lado negativo da fonte é um elemento filtrante adicional para a tensão de negativação da grade.

Os sistemas de polarização fixa proporcionam grande estabilidade no funcionamento do amplificador, apesar de complicarem um pouco o circuito da fonte de alimentação. Alguns receptores e amplificadores fonográficos empregam um retificador separado de tensão negativa para polarização de grade.

QUESTIONÁRIO DA 20ª LIÇÃO

1 — Pode haver possibilidade das válvulas introduzirem distorção na amplificação de AF?

2 — Deve a resposta de freqüência de um amplificador de AF ser uniforme?

3 — Um amplificador de potência tem um ganho P_o/P_i igual a 40 vêzes. Consulte a tabela 9 e responda a quantos dB corresponde êsse ganho.

4 — Um amplificador de tensão tem um ganho E_o/E_i de 80 vêzes. Consulte a tabela 10 e escreva o ganho expresso em dB.

5 — Um amplificador de tensão tem um ganho de 36,8 dB. Consulte a tabela 10 e escreva qual o valor de tensão E_o/E_i correspondente a êsse ganho.

6 — A grade de uma válvula amplificadora de tensão AF costuma ser polarizada positiva ou negativamente?

7 — A corrente de catodo de uma válvula é de 10 mA (ou 0,01 A). O resistor de catodo vale R_K = 100 ohms. Qual o valor da tensão E_c de polarização de grade?

8 — Um condensador eletrolítico de 25 ou 50 μF costuma ser usado como condensador de desacoplamento de catodo (ou condensador de catodo) nos amplificadores de AF?

9 — Além dos triodos, são os pentodos também usados como amplificadores de tensão AF?

10 — Como se denomina o processo de negativação de grade tomada de uma fonte fixa de tensão negativa?

(continua no próximo número)

temas de televisão

O ESTÁGIO DE ENTRADA DOS TELEVISORES

WALDYR CHAVES *

Conclusão

Podemos ver na figura 70 o circuito típico de um seletor de canais para a faixa de UHF, onde a sintonia é feita pelos diodos D1, D2 e D3 (tipo BA141). Nas figuras 71 e 72 temos 2 circuitos recentemente desenvolvidos para seletores de canais de TV, respectivamente, **técnica Européia e Americana.**

Apêndice

Considerando ser um tema de grande atualidade o projeto de circuitos ressonantes com diodos de capacitância variável em função da tensão, vamos descrever detalhadamente o sistema completo de projeto, incluindo um gráfico preparado para facilitar a tarefa do projetista.

Um exemplo de cálculo será dado para ilustrar o uso correto do gráfico. Todos os dados, técnicas e definições estão de acôrdo com as informações da **Motorola.**

A maioria dos circuitos ressonantes com diodos VVC ("voltage-variable-capacitor") toma a forma mostrada na figura 73 (para circuito paralelo) e 74 (para circuito série).

Para ambos os casos as fórmulas e o gráfico que vamos apresentar são válidos. A indutância efetiva do circuito é dada por L, sendo que em alguns casos, para efeito de polarização, é usado um choque de RF, que, quando corretamente dimensionado, apresenta um efeito desprezivel sôbre a freqüência de ressonância. O condensador do circuito que deriva o diodo é chamado de Cckt. A capacidade do diodo é dada por Cc + cj, a soma das capacitâncias do invólucro e da junção.

Para o projeto considera-se que a freqüência natural (freqüência de ressonância) do diodo seja bem superior à freqüência de ressonância do circuito; tornamos assim desprezível a indutância parasita do diodo.

Nos projetos de circuitos sintonizados, geralmente, um dos pontos fixos de início é a faixa de cobertura.

Foi preparado um gráfico que fornece a faixa de sintonia usando-se a tensão de sintonia aplicada e os parâmetros do circuito externo. A expressão para a freqüência de ressonância é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi (LCT)^{1/2}}$$

onde

$$CT = Cckt + cc + cj$$

$$cj = \frac{Co}{(1 + V/\phi)^y} = \frac{Co}{(1 + 2V)^{1/2}}$$

onde

* Da Invictus S/A.

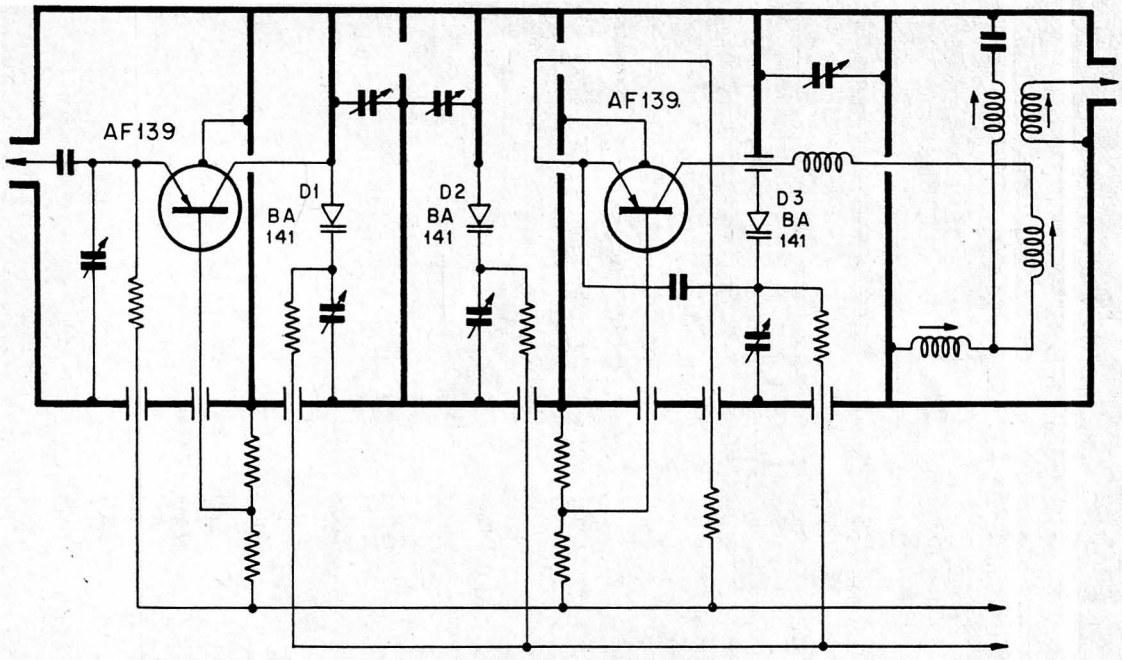


Figura 70

Seletor de UHF que utiliza para a sintonia 3 diodos varactores.

y = lei constante do diodo = 0,5 para VVC's
Co = capacitância com polarização zero
ϕ = potencial de contato = 0,5 volt
V = grandeza da tensão reversa

A máxima capacitância ocorre quando a mínima tensão de polarização é aplicada, e vice-versa para a mínima capacitância.

$$Cmax = \frac{Co}{\left(1 + \frac{Vmin}{\phi}\right)^{1/2}}$$

$$Cmin = \frac{Co}{\left(1 + \frac{Vmax}{\phi}\right)^{1/2}}$$

A capacitância média entre Cmax e Cmin é normalmente usada para ressonar o circuito no centro da faixa desejada.

$$Ccf = (Cmax\ Cmin)^{1/2}$$

Das duas equações acima, temos

$$Cmin = Cmax \frac{(\phi + Vmin)^{1/2}}{(\phi + Vmax)^{1/2}}$$

logo

$$Ccf = Cmax \frac{(\phi + Vmin)^{1/4}}{(\phi + Vmax)^{1/4}}$$

Definindo

$$\frac{(\phi + Vmin)^{1/2}}{(\phi + Vmax)^{1/2}} = X$$

$$Cmin = X\ Cmax$$

$$Ccf = \sqrt{X\ Cmax}$$

A freqüência de ressonância mínima, central e máxima é dada por

$$fmax = \frac{1}{[L\ (Cckt + Cc + Cmin)]^{1/2}} =$$

$$= \frac{1}{[L\ (Cckt + Cc + Xmax)]^{1/2}}$$

$$fmin = \frac{1}{[L\ (Cckt + Cc + Cmax)]}$$

$$fo = \frac{1}{[L\ (Cckt + Cc + Ccf)]^{1/2}} =$$

$$= \frac{1}{[L\ (Cckt + Cc + X^{1/2}\ Cmax)]^{1/2}}$$

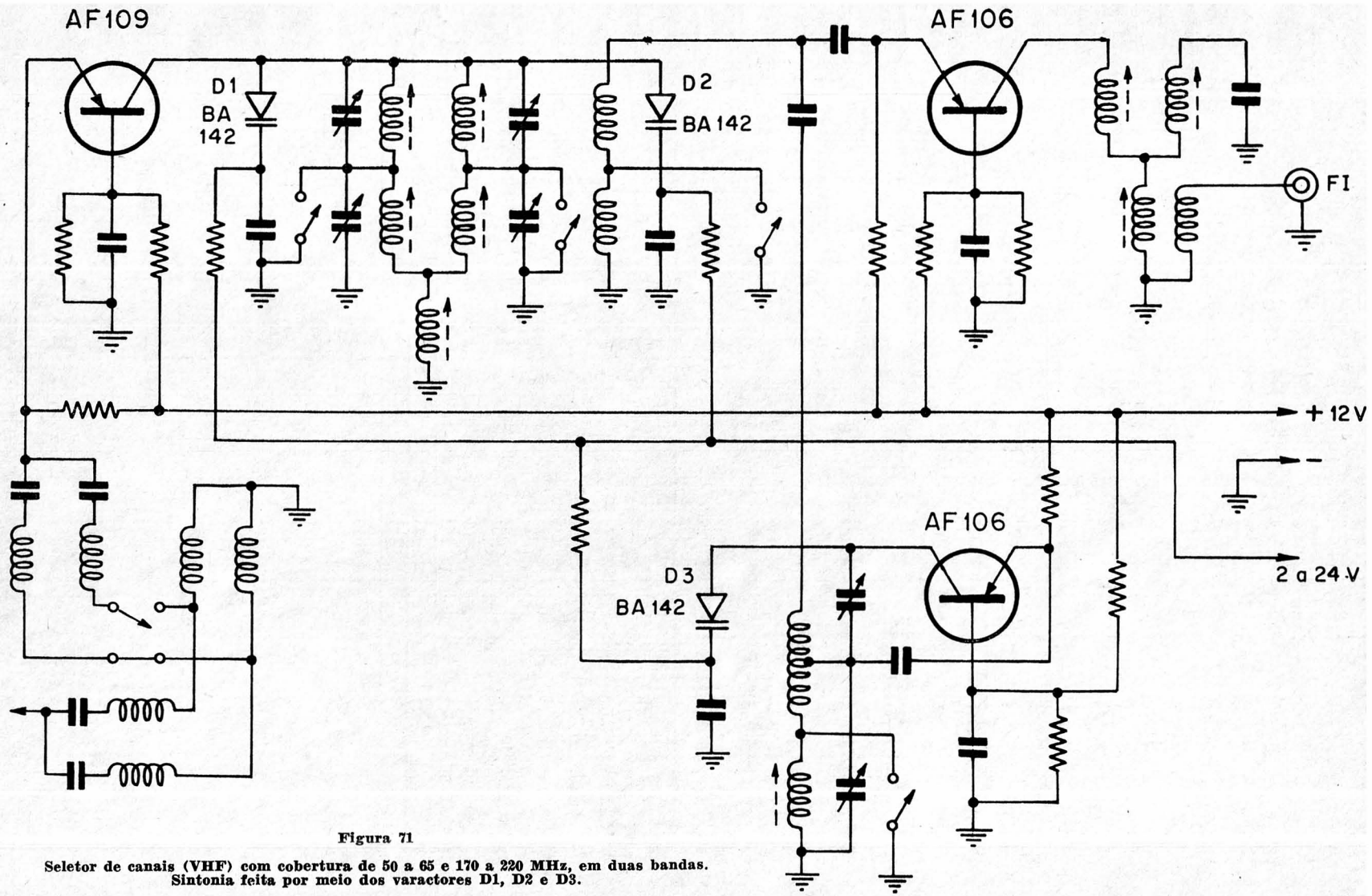


Figura 71

Seletor de canais (VHF) com cobertura de 50 a 65 e 170 a 220 MHz, em duas bandas. Sintonia feita por meio dos varactores D1, D2 e D3.

Porcentagem da faixa de sintonia

$$\frac{fmax - fmin}{fo} = \left[\frac{Cckt + Cc + X^{1/2}\,Cmax}{Cckt + Cc + X\,Cmax}\right]^{1/2} - \left[\frac{Cckt + Cc + X^{1/2}\,Cmax}{Cckt + Cc + Cmax}\right]^{1/2}$$

Definindo

$$K = \frac{Cmax}{Cckt + Cc}$$

Simplificando

$$\frac{fmax - fmin}{fo} = \left(\frac{1 + K\,X^{1/2}}{1 + K\,X}\right)^{1/2} \times \left(\frac{1 + K\,X^{1/2}}{1 + K}\right)^{1/2}$$

Esta última equação está passada para o gráfico da figura 75, traçado para diversos valores de

$X = \frac{Cmin}{Cmax}$ tendo como parâmetros valores de

$$K = \frac{Cmax}{Cckt + Cc}$$

Uso do gráfico da figura 75

Para ilustrar o uso do gráfico da figura 75 daremos um exemplo a seguir.

Vamos imaginar que desejamos uma faixa de sintonia entre 60 e 90 MHz com um condensador fixo (Cckt) de 0 pF (esta capacitância pode ser, por exemplo, devida à "fiação" + a de saída do coletor) A percentagem da faixa de sintonia é

$$\frac{90 - 60}{\sqrt{90 \times 60}} \times 100\% = 41\%$$

Com VVC's MV 1864B até IN5148 (veja tabela I) a máxima tensão reversa aplicável é de 60 volts . Sendo assim, esta é a tensão máxima limite. A tensão mínima é determinada pela estabilidade de temperatura e efeito de intermodulação devido à variação brusca da capacitância de junção nas tensões muito baixas.

Geralmente tem-se como aceitável uma tensão mínima de 2 volts. Então, estabelecemos:

Vmax = 60 volts, Vmin = 2 volts, porcentagem de sintonia 41%.

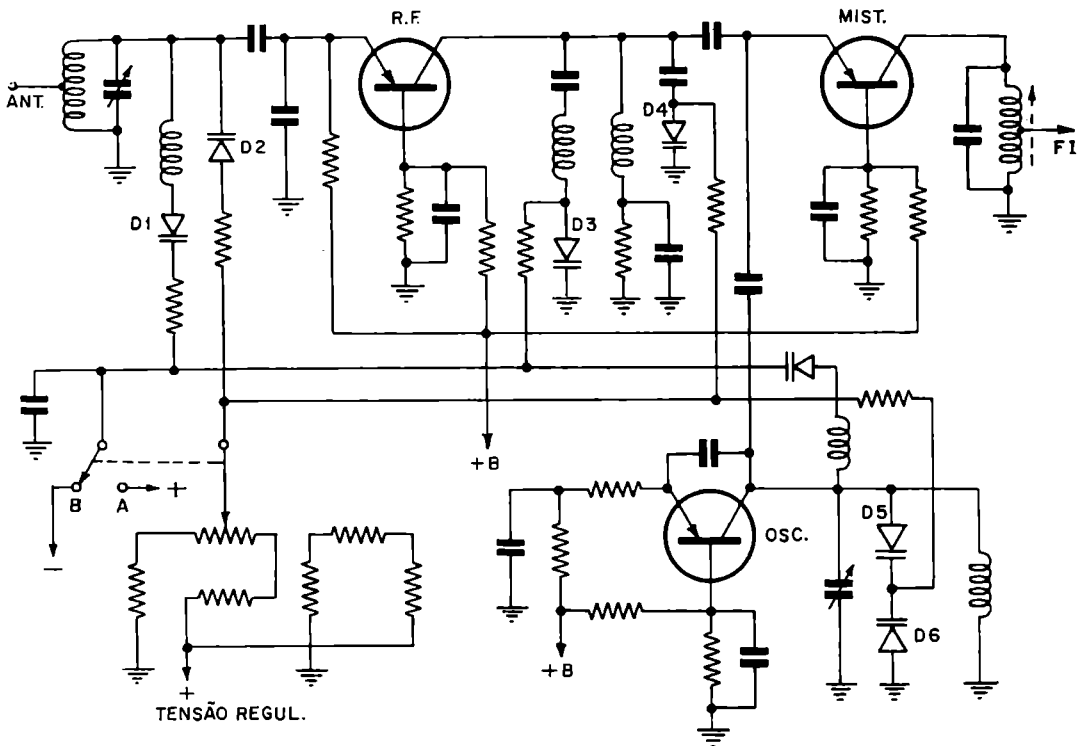


Figura 72

Seletor de canais (VHF). A sintonia dos 12 canais é feita por meio dos diodos D1, D4, D5 e D6. Os demais diodos são para comutação de banda.

Tiramos do gráfico K = 2,5 ou

C — 4 volts > 26 pF/1,34

= 19,4 pF.

Todos os VVC's são identificados pelo valor da capacitância a 4 volts. O valor da capacitância com 2 volts que corresponde a Cmax é simplesmente obtido multiplicando-se C (4 volts) por 1,34 que vem a ser a relação entre a capacitância a 2 volts e a 4 volts

$$= \left(\frac{1 + 4/0,5}{1 + 2/0,5} \right)^{1/2} = 1,34$$

Com Cckt = 10 pF e Cc = 0,3, Cmax deve ser maior que

Kmin (Cckt + Cc) ou

Cmax > 2,5 (10,3) = 26 pF

Qualquer VVC tendo uma capacidade acima de 19,4 pF com — 4 V sintonizará a faixa desejada, entretanto, usualmente quanto menor o valor da capacitância, maior o valor do Q. Onde fôr importante alto Q o menor valor de capacitância deve ser selecionado. Para o caso presente, o tipo recomendado é o IN5144 que tem uma capacitância de 22 pF com 4 volts.

Sempre que fôr desejada a melhor estabilidade possível de temperatura, a tensão mínima de-

TABELA I

TIPO	C_T, Cap. Diodo V_R = 4 Vcc, f = 1 MHz pF	Q, fig. mérito V_R = 4 Vcc f = 50 MHz	TR, Rel. Sintonia C_4/C_{60} = 1 MHz		Tensão mín. rev. de ruptura 10 μA	Corrente de fuga a 55 V (μA)	Var. Cap. Típica 0°C a 100 °C
		Min	Min	Tip.			
MV1864B	6,8 ± 10%	600*	2,2	2,9	60	0,02	2
1N5139	6,8 ± 10%	350	2,7	2,9	60	0,02	2
1N5139A	6,8 ± 5%	350	2,7	2,9	60	0,02	2
1N5140	10,0 ± 10%	300	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5140A	10,0 ± 5%	300	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5141	12,0 ± 10%	300	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5141A	12,0 ± 5%	300	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5142	15,0 ± 10%	250	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5142A	15,0 ± 5%	250	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5143	18,0 ± 10%	250	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5143A	18,0 ± 5%	250	2,8	3,0	60	0,02	2
1N5144	22,0 ± 10%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5144A	22,0 ± 5%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5145	27,0 ± 10%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5145A	27,0 ± 5%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5146	33,0 ± 10%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5146A	33,0 ± 5%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5147	39,0 ± 10%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5147A	39,0 ± 5%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5148	47,0 ± 10%	200	3,2	3,4	60	0,02	2
1N5148A	47,0 ± 5%	200	3,2	3,4	60	0,02	2

* Valor medido = 300 (a 100 MHz)

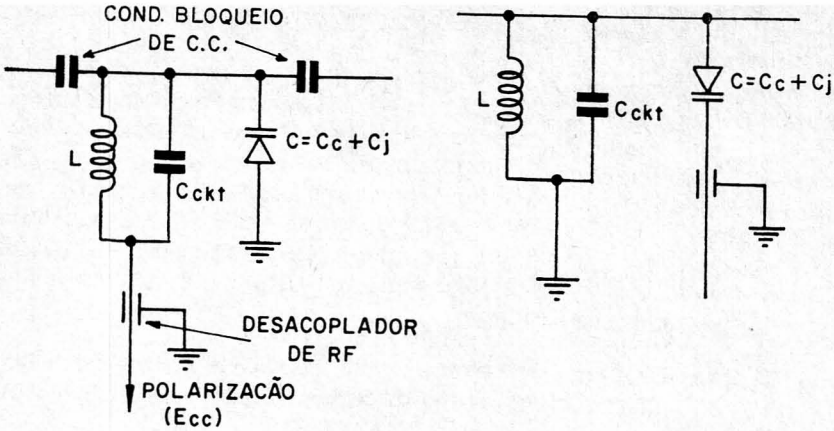


Figura 73

Dois circuitos usuais, paralelos, com diodo VVC.

ve ser tão alta quanto possível. Em tal caso X é reduzido para que o valor mínimo tolerável de K seja aumentado.

Completando o projeto, para sintonizar um circuito em 60 MHz com 22 pF × 1,34 + 10 pF + 0,3 pF = 39,8 pF, necessitamos uma bobina de 0,179 μH. Para compensar a variação de ± 2,2 pF na tolerância do diodo, é recomendável que a bobina seja construída com núcleo deslizante de ferrite.

A máxima tensão necessária pode ser calculada por

$$K = \frac{22 \times 1{,}34}{10 + 0{,}3} = 2{,}85$$

Da figura 75 tiramos X = 0,24 (entrando-se com % faixa sintonia = 41 e K = 2,85)

$$Vmax = \frac{2{,}5}{(0{,}24)^2} - 0{,}5 = 43 \text{ volts.}$$

No pior caso, onde o valor de 22 pF estiver no limite inferior de 19,8 pF,

$$K = \frac{19{,}8 \times 1{,}34}{10{,}3} = 2{,}55$$

Logo, o valor de 60 volts será necessário para Vmax.

Para os casos em que Vmin e Vmax devem ser fixados, independentemente dos valores do circuito e do diodo, o circuito deve ser calculado em tôrno de um valor constante de K, ou seja,

$\frac{Cmax}{Cckt + Cc}$ deve ser fixado sem levar em conta os valores de Cmax ou Cckt. Também, para a sintonia da freqüência apropriada Cmax + Cckt + Cc devem permanecer constantes.

$$L\,(Cmax + Cckt + Cc) = \frac{1}{(2\pi\,fmin)^2}$$

$$\frac{Cmax}{Cckt + Cc} = K$$

Colocando-se no circuito um condensador ajustável (trimmer) as condições das duas últimas equações acima ficam mantidas. No presente exemplo, com Cmax 19,8 × 1,34 = 25,5 pF, fmin = 60 MHz, K = 2,5 Cc = 0,3 pF

$$L\,(Cckt + 26{,}8 \times 10^{-12}) = \frac{1}{(2\pi\ 60 \times 10^6)^2}$$

$$Cckt = \frac{Cmax}{K} - Cc = \frac{26{,}5}{2{,}5} - 0{,}3 = 10{,}3 \text{ pF}$$

$L = 0{,}192\ \mu H$

Se Cmax = 24,2 × 1,34 = 32,5 pF,
fmin = 60 MHz
K = 2,5 Cc = 0,3

$$Cckt = \frac{32{,}5}{2{,}5} - 0{,}3 = 12{,}7 \text{ pF}$$

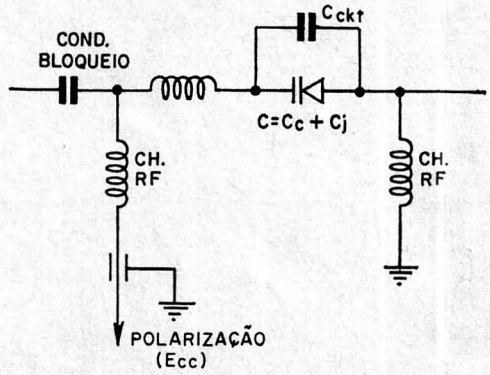


Figura 74

Circuito ressonante série com diodo VVC.

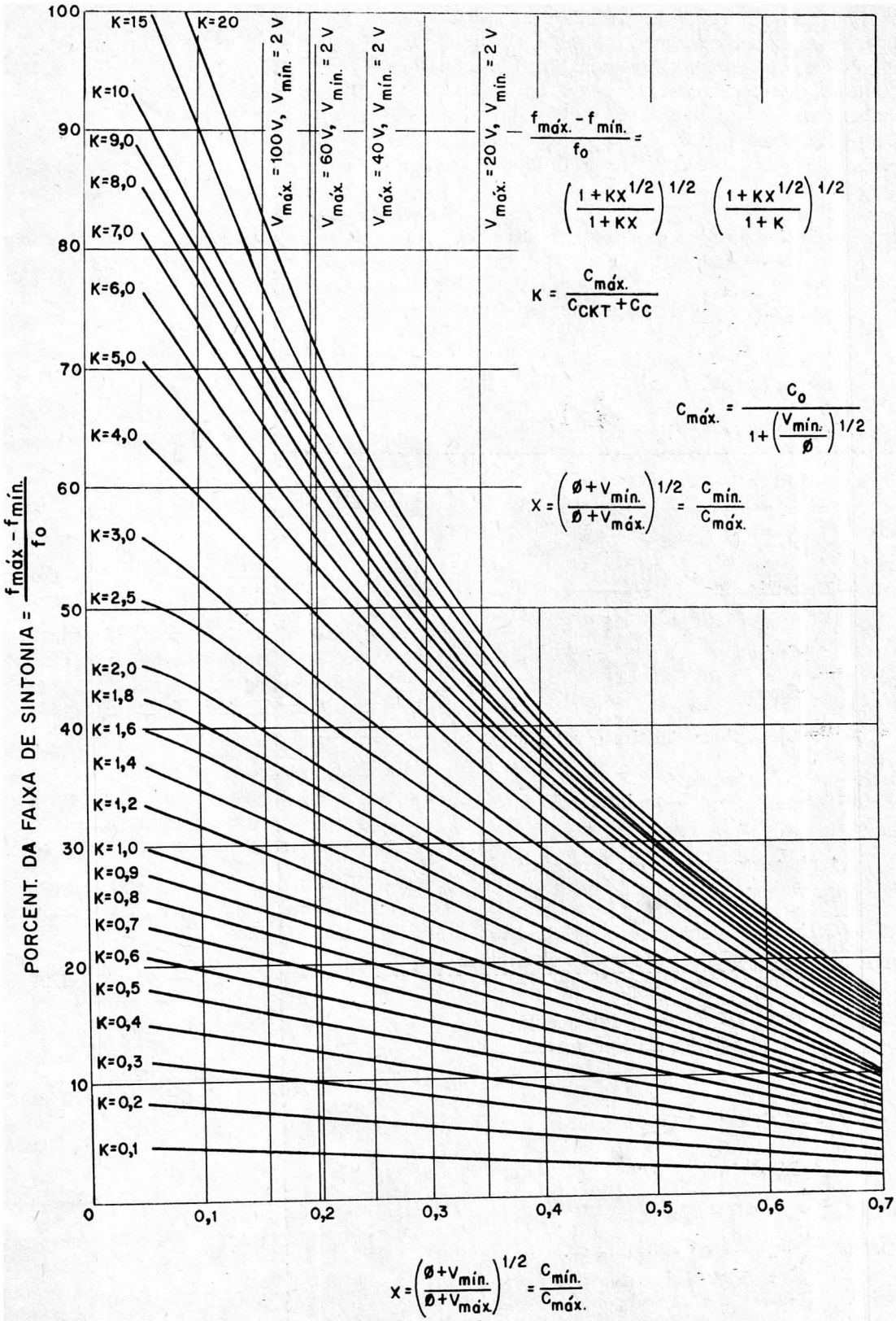


Figura 75

Porcentagem da faixa de sintonia.

$L = 0{,}156\ \mu H$

Para manter a tensão de sintonia dentro das tolerâncias especificadas para o VVC, a indutância do circuito deve ajustar entre 0,156 μH e 0,192 μH e o condensador ajustável (trimmer) variar entre 0,3 pF e 2,7 pF (adicionado aos 10 pF do circuito). Daremos, a seguir, uma orientação para o correto desenvolvimento do projeto.

Orientação para o projeto de circuitos ressonantes com diodos EPICAP VVC

Se fmax, fmin,, Cckt, Vmax e Vmin são dados,

1 — Partindo de fmax e fmin determine $fo = (fmax \cdot fmin)^{1/2}$

2 — Calcule a percentagem da banda passante

$$= \frac{fmax - fmin}{fo}$$

3 — Determine $X = \left(\frac{0{,}5 + Vmin}{0{,}5 + Vmax}\right)^{1/2}$

$$= \frac{Cmin}{Cmax}$$

4 — Usando a figura 75 tire o valor de

$K = \frac{Cmax}{Cckt + Cc}$ na interseção da constante percentual da banda passante com a linha X.

5 — Conhecendo Cckt (use o máximo valor possível) e 0,3 pF para Cc determine inicialmente (tentativa) Cmax = C'max.

6 — O diodo VVC escolhido deve ter uma capacitância relacionada a uma tensão de quatro volts.

$$C - 4\ VCC > 1{,}1 \times \left(\frac{0{,}5 + Vmin}{4{,}5}\right)^{1/2} C'max$$

O fator 1,1 é para cobrir a tolerância normal de 10% (1,05 para unidades com 5% de tolerância).

7 — Uma vez no passo da seleção do diodo suponha o valor mínimo possível de C — 4 V.

e calcule $Cmax = \left(\frac{4{,}5}{0{,}5 + Cmin}\right)^{1/2}$

C — 4 volts.

a) Usando K extraído do passo (4) calcule uma nôvo valor Cckt. A diferença entre êste nôvo valor de Cckt e o valor do circuito deve ser positivo; ao contrário um nôvo diodo VVC com capacitância mais elevada terá que ser escolhido. A diferença de capacitância será o mínimo valor requerido para o "trimmer" a ser ligado em paralelo com o VVC.

Determine o valor da indutância da bobina

$$L = \frac{1}{(2\pi\, fmin)^2 \quad (Cmax + Cckt + Cc)}$$

onde Cckt inclui o valor da capacitância do condensador compensador (trimmer); L é o máximo valor da indutância variável.

8 — Suponha um valor máximo possível C — 4 volts e calcule um valor correspondente

$$Cmax = \left(\frac{4{,}5}{0{,}5 + Vmin}\right)^{1/2} C - 4\ volts$$

a) Usando K tirado do passo (4), calcule um nôvo valor de Cckt. A diferença entre êste nôvo valor calculado de Cckt e o valor do circuito é o máximo valor necessário para a capacitância do trimmer.

b) Determine o valor da indutância conforme passo (7b) sòmente, usando agora os valores de Cckt e Cmax para o presente passo. O valor encontrado refere-se à indutância da bobina.

9 — Verifique os cálculos pela determinação de fmax usando Vmax para ambas as condições de tolerância do diodo.

$$Cmin = Cmax \left(\frac{0{,}5 + Vmin}{0{,}5 + Vmax}\right)^{1/2}$$

$$fmax = \frac{1}{2\pi\ (Cmin + Cckt + Cc)^{1/2}\ (L)^{1/2}}$$

FIM

GOSTOU DESTA REVISTA?
RECOMENDE-A AOS
SEUS AMIGOS!

DESFAZENDO 3 DÚVIDAS

WALDYR CHAVES*

- **A realimentação negativa.**
- **Rastreio nos superheterodinos.**
- **Saída de áudio, transistorizada, de terminação simples.**

(2.ª PARTE)

Mais uma demonstração simples. Temos na figura 4 uma válvula pêntodo com duas resistências de carga RC e RK, sendo a resistência de catodo não desacoplada (com I1 aberto). Vamos tomar para V1 uma transcondutância de 8000 μmhos (8 mA volt)) e uma resistência de placa da ordem de 500 K. Vamos fechar o interruptor I1 e abrir o I2.

Nessas condições a válvula fica com uma carga de 10000 ohms na placa se sem nenhuma realimentação negativa.

Como a resistência da placa e muito grande em relação a RC, o ganho de tensão será dado por

$A_1 = Gm \times RC = 0{,}008 \times 10000 = 80$ vêzes

Fechando o interruptor I2, colocamos 10000 ohms em paralelo com RC, resultando uma carga de placa de 5000 ohms. O ganho será agora de:

$A2 = gm \times RC = 0{,}008 \times 5000 = 40$ vêzes.

Com 1 volt de sinal na entrada, teremos 80 volts e 40 volts de saída, respectivamente, para o primeiro e o segundo caso.

A resistência interna medida com o interruptor I2 aberto, òbviamente, será de 10000 ohms, já que quando ligamos na saída uma resistência de 10000 ohms a tensão baixa a metade.

Vejamos agora o que ocorre se abrirmos o interruptor I1 inicialmente com I2 também aberto. Temos:

RC = 10000 ohms
RK = 1000 ohms

$$\% \text{ RK (carga)} = \frac{1000}{10000} \times 100 \cong 10\%$$

Ganho da válvula 80, com realimentação e 10000 ohms na placa para o ganho, fica reduzida a

$$A3 = \frac{80}{8+1} = \frac{80}{9} = 8{,}85$$

Com o interruptor I2 fechado a situação será a seguinte:

carga de placa = 5000 ohms
ganho da válvula = 40
ganho com realimentação

$$\% \text{ RK} = \frac{1000}{5000} \times 100 = 20\%$$

$$A4 = \frac{40}{8+1} = \frac{40}{9} = 4{,}45$$

Naturalmente neste caso onde estamos considerando uma resistência de placa de V1 tão alta quanto 500 000 ohms, não podemos notar qualquer diferença na resistência interna pois o valor de

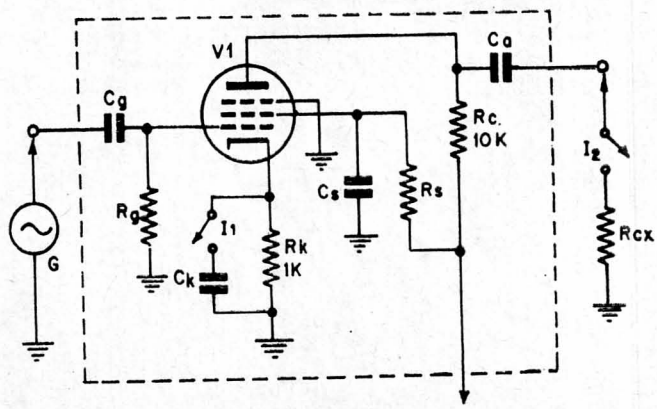


Figura 4

* Da Invictus S/A.

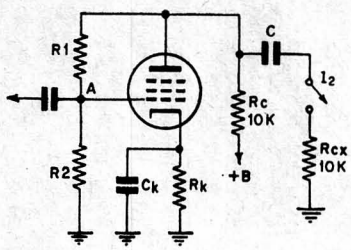


Figura 5

RC é muito baixo (10000 e 5000 ohms) e vai predominar definitivamente.

Se considerarmos uma válvula com 10000 ohms de resistência de placa para sentirmos efetivamente a mudança aparente de rp, teremos

Resistência interna

Com I2 aberto Es = 40 volts

com I2 fechado Es = 26,5 volts

RCx = 10000 ohms

$\Delta E = 40 - 26{,}5 = 13{,}5$ volts

$$Is = \frac{26{,}5}{104} = 2{,}65 \text{ mA}$$

$$Ri = \frac{13{,}5}{2{,}65} \times 10^3 = 5100 \text{ ohms}$$

c — Com I1 aberto e I2 aberto

ganho A1 = 40

com realimentação

$$\text{ganho A3} = \frac{40}{5} = 8$$

a) Com I1 fechado e I2 aberto

$$\text{ganho A1} = \frac{gm \times rp \times Rc}{rp + RC}$$

$$= \frac{8 \times 10^{-3} \times 10^4 \times 10^4}{10000 + 10000} = \frac{8}{2} \times 10 = 40$$

b) Com I1 fechado e I2 fechado

$$\text{ganho A2} = \frac{8 \times 10^{-3} \times 10^4 \times 5 \times 10^3}{10000 + 5000} = \frac{8 \times 5}{15} \times 10$$

$$= \frac{400}{15} = 26{,}5 \text{ vêzes}$$

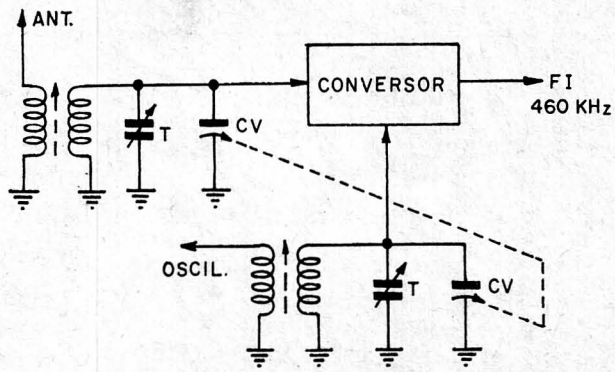


Figura 6

d — Com I1 aberto e I2 fechado

ganho A2 = 26,5

com realimentação

$$\text{ganho A4} = \frac{26{,}5}{6{,}3} = 4{,}2$$

Resistência interna

Com I2 aberto ES = 8 volts

Com I2 fechado ES = 4,2 volts

Rcx = 10000 ohms

$\Delta E = 8 - 4{,}2 = 3{,}8$ volts

$$IS = \frac{4{,}2}{10000} = 0{,}42 \text{ mA}$$

$$Ri = \frac{3{,}8}{4{,}2} \times 10^4 = 9000 \text{ ohms}$$

Vemos então, que a resistência interna passou de 5100 para 9000 ohms, introduzindo-se realimentação negativa de corrente através de RK.

Vejamos, em seguida, o efeito da realimentação negativa de tensão na resistência interna, demonstrando de modo a ser fàcilmente entendido conforme pede o missivista.

Vamos considerar o mesmo circuito da figura 4, porém, com realimentação de tensão aplicada entre placa e grade seguindo com a mesma válvula tomada para o exemplo anterior, isto é, Rp = 10000 ohms; gm = 8000 μmHos; o circuito está mostrado na figura 5.

Já sabemos, conforme calculado anteriormente, que o ganho da válvula com o interruptor I2 aberto é de 40 vêzes. A resistência interna também já conhecemos (sem realimentação negativa aplicada), é igual a 5100 ohms.

Vamos tratar agora, de ver o que ocorre com a resistência interna, submetendo o estagio à ação da realimentação de tensão.

Vamos aplicar 20 dB de realimentação que representa uma redução de 10 vêzes em tensão. Temos:

A1 = 40 vêzes (ganho sem realimentação)

A2 = 4 vêzes (ganho com realimentação)

$$\beta = \frac{A1 - A2}{A1 \times A2} =$$

$$= \frac{40 - 4}{40 \times 4} = \frac{36}{160} = 0{,}225$$

ou $0{,}225 \times 100 = 22{,}5\%$

Portanto, da tensão amplificada de saída devemos reinjetar na entrada 22,5%. Passamos a calcular o divisor de tensão formado por R1 e R2 para a exata proporção da tensão realimentada.

Começamos por fixar para R2 um valor elevado de modo a não carregar apreciàvelmente o estágio anterior; seja êle igual a 100.000 ohms. Para 40 volts na placa de V1, devemos ter 9 volts em grade da mesma válvula, isto é, no ponto "A" (22,5% de 40 volts)

$$E_{ponto\ "A"} = E_{placa} \times \frac{R2}{R1 + R2}$$

Conhecemos:

Eponto "A" = 9 volts
Eplaca = 40 volts
R2 = 100000 ohms

$$R1 + R2 = \frac{E_{placa} \times R2}{E_{ponto\ "A"}}$$

$$\therefore R1 = \frac{E_{placa} \times R2}{E_{ponto\ "A"}} - R2$$

$$= \frac{40 \times 10^5}{9} - 10^5 =$$

$$= 445.000 - 100.000 =$$

$$= 345.000 \text{ ohms}$$

R1 = 345.000 ohms
R2 = 100000 ohms

Com a realimentação aplicada o ganho do estágio passa a ser de 4 vêzes.

Isto quer dizer, então, que com 1 volt de sinal na grade vamos ter 4 volts na saída, com o interruptor I2 aberto.

Em seguida vamos fechar I2. A conseqüência é colocar em paralelo com Rc (10000 ohms) a resistência Rcx, também de 10000 ohms. O ganho já calculado, nessas condições, é de 26,5 vêzes, sem nenhuma realimentação aplicada.

Com a presença da realimentação no circuito, a situação será a seguinte: com 1 volt na entrada a tensão na saída será de 26,5 volts; na grade teremos de sinal realimentado

22,5% de 26,5 volts = $0{,}225 \times$
$\times$ 26,5 volts = 5,95 volts.

Para que a válvula volte a amplificar 26,5 volts, serão necessários na entrada

1 + 5,95 volts, logo, o ganho passa a ser

$$\frac{26{,}5}{1 + 5{,}95} = \frac{26{,}5}{6{,}95} = 3{,}8 \text{ vêzes}$$

Já podemos, então, "pintar" o ganho final da situação conseguida com a aplicação de 20 dB de realimentação negativa de tensão, quando ligamos e desligamos na saída uma carga de 10000 ohms (tudo de acôrdo com o circuito da figura 5).

Com a resistência desligada temos na saída 4 volts. Com a resistência ligada temos 3,8 volts.

E a resistência interna, que valor terá?

Já vamos ver que baixou violentamente.

$$\Delta E = 4 - 3{,}8 \cong 0{,}2 \text{ volts}$$

$$Is \cong \frac{3{,}8}{10^4} = 0{,}38 \text{ mA}$$

$$Ri \cong \frac{0{,}2}{0{,}38} \times 10^3 = \mathbf{525\ Ohms!!}$$

Resumo da "ópera"

Estágio sem realimentação = = Ri = 5100 ohms

Estágio com realimentação negativa de corrente Ri = = 9000 ohms

Estágio com realimentação negativa de tensão Ri = 525 ohms.

Acreditamos que com os exemplos que aqui figuramos tenhamos dissipado as "terríveis" dúvidas e embaraços do nosso jovem amigo e dedicado leitor. Fique certo de que o efeito da realimentação negativa na resistência interna da válvula é manifestada em virtude da condição imposta à regulação do estágio; a válvula em si, continua com os seus parâmetros — gm, rp e μ que devem ser respeitados.

Será um êrro grosseiro supor, por exemplo, que podemos "dosar" certa quantidade de realimentação negativa ao

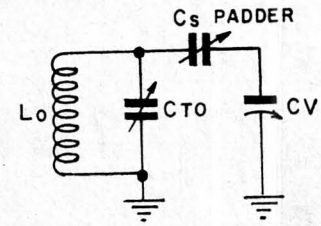


Figura 7

estágio de saída de modo a reduzir a resistência interna a 500 ohms e, nessas condições, ligar comodamente um transformador de saída de 1 : 1 a um alto-falante de 500 ohms de impedância.

Sabe o que vai acontecer? Vamos mandar à "glória" a potência que desejamos para entregar ao alto-falante.

A válvula, não obstante a taxa de realimentação proporcionada, continua exigindo aquêles valores adequados de carga de placa recomendados para que possa entregar potência de saída.

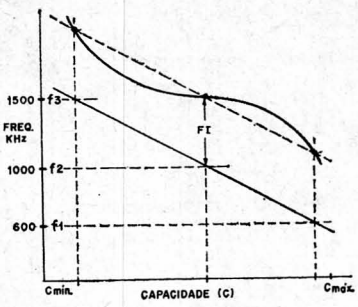


Figura 8

Bem, quanto ao que se refere à realimentação negativa vamos parando por aqui, senão vamos acabar provando que a Cordilheira dos Andes fica no Brasil.

O Rastreiro nos receptores superheterodinos

Nos receptores superheterodinos (conforme é sobejamente conhecido), há um oscilador local que mistura a freqüência gerada (numa etapa conversora) com a freqüência do sinal recebido, para produzir a conhecida freqüência intermediária (FI).

A sintonia é feita através de um condensador variável de duas seções idênticas (ou 3 seções idênticas no caso de o receptor empregar uma etapa de RF).

Consideremos, inicialmente, a figura 6, onde temos de maneira simplificada a etapa de alta-freqüência de um receptor superheterodino.

Devemos sintonizar na entrada, freqüências de 520 a 1650 KHz com uma freqüência intermediária de 460 KHz.

Suponhamos que o condensador variável tenha duas seções idênticas, com CVmin 12 pF e CVmax 370 pF. Quando o circuito de RF estiver sintonizado na freqüência mais baixa, o oscilador deverá estar sintonizado em 520 + 460 ou 980 KHz.

Quando o circuito de RF estiver na freqüência mais elevada o oscilador deverá estar em 1650 + 460 ou 2110 KHz.

$$\triangle Fant = \frac{1650}{520} = 3,1$$

$$\triangle F^2 = 3,1^2 = 9,61$$

$$\triangle Fosc = \frac{2110}{980} = 2,15$$

$$\triangle F^2 = 4,62$$

Temos:

CVmin = 12 pF, CVmax = 370 pF

$$\frac{Cmax}{Cmin} = \left(\frac{Fmax}{Fmin}\right)^2 =$$

Para o circuito de entrada:

$$\left(\frac{Fmax}{Fmin}\right)^2 = 9,61$$

Para o circuito do oscilador local

$$\left(\frac{Fmax}{Fmin}\right)^2 = 4,62$$

Capacitância fixa em paralelo

$$CT = CVmin \left| \frac{\frac{CVmax}{CVmin} - \frac{Cmax}{CVmin}}{\frac{CVmax}{Cmin} - 1} \right|$$

a — CT para o circuito de entrada

$$12 \left| \frac{\frac{370}{12} - 9,61}{9,61 - 1} \right| =$$

$$= \frac{30,8 - 9,61}{8,61} \times 12 =$$

$$= \frac{21,19}{8,61} \times 12 = 29,5 \text{ pF}$$

b — CT para o circuito do oscilador

$$CT\ osc = 12\ \frac{30,8 - 4,62}{4,62 - 1} =$$

$$= 12\ \frac{26,18}{3,62} = 87 \text{ pF}$$

Cmax = CVmax + CT

a — Circuito de entrada

Cmax = 370 + 29,5 = 399,5 pF

b — Circuito do oscilador local

Cmax = 370 + 87 = 457 pF.

De posse dos valores de Fmin e Cmax, passamos a calcular os valores das indutâncias necessárias.

Circuito de entrada

Cmax = 399,5 pF

Fmin = 520 KHz

$$L = \frac{1}{4\pi^2 (Fmin)^2 \times Cmax} =$$

$$= 243\ \mu H$$

Circuito do oscilador local

Cmax = 457 pF

Fmin = 980 KHz

$$L = \frac{1}{4 \times 3,14^2 \times 980^2 \times 457} =$$

$$= 58\ \mu H$$

Bem, depois de tudo calculado sabemos que nos extremos da sintonia, isto é, quando o condensador variável estiver no máximo e no mínimo da capacitância, o circuito de entrada estará ressonando em 520 e 1650 KHz, respectivamente. O circuito oscilador estará ressonando em 980 e 2110 KHz, produzindo uma freqüência intermediária fixa de 460 KHz.

Vejamos agora o que irá acontecer se tentarmos sintonizar uma estação na freqüência de 1100 KHz.

Para sintonizar 1100, o oscilador local deverá estar oscilando em

$$1100 + 460 = 1560 \text{ KHz}$$

Valor da indutância da bobina osciladora = 58 μH.

Calculamos o valor da capacitância total em paralelo com a bobina

$$C \text{ total} = \frac{1}{4\pi^2 \times F^2 \times L} =$$

$$= \frac{1}{4 \times 3{,}14 \times 3{,}14 \times 1{,}56 \times 1{,}56 \times 58} = 180 \text{ pF}$$

O valor da capacitância do variável vamos achar, subtraindo da capacitância acima calculada o valor da capacitância correspondente ao "trimmer"

$$180 \text{ pF} - 87 = 93 \text{ pF}$$

Sendo as duas seções do condensador variável idênticas, é lógico que naquela mesma posição da sintonia o valor da seção do CV que corresponde à Rp será de 93 pF, sendo a capacitância total igual à soma de 93 + a capacitância do trimmer ou

$$C \text{ total} = 93 + 29{,}5 = 122{,}5 \text{ pF}$$

Temos então no circuito de RF

C = 122,5 pF, L = 243 μH — já podemos calcular a freqüência de ressonância do circuito

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{122{,}5 \times 10^{12} \times 243 \times 15^6}} =$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \times \sqrt{1{,}225 \times 243 \times 10^{-8}}} = \frac{10^6}{1{,}08} = 925 \text{ KHz}$$

Está demonstrado, portanto, o problema sério do êrro de rastreio ao se tentar simplificar o receptor superheterodino, tornando iguais os circuitos de Rp e do oscilador local. Enquanto o oscilador local provoca a sintonia do receptor em 1100 KHz, a etapa de Rp fica realmente sintonizada em 925 KHz, há, portanto, uma diferença de 175 KHz.

É fácil imaginar, portanto, a drástica redução na sensibilidade do receptor, pois, pelo circuito sintonizado de entrada irá passar pouquíssima energia de RF (ou quase nenhuma) já que há uma diferença de sintonia de 175 KHz.

Se imaginarmos um Q carregado de 60, a faixa de passagem a 3 dB na freqüência de 1000 KHz será de sòmente

$$Z\triangle F = \frac{Fo}{Q} = \frac{1000}{60} =$$

$$= 16{,}7 \text{ KHz}$$

Note que nos dois extremos da faixa o rastreio será correto, isto é, a 520 KHz e 1650 KHz ambos os circuitos estarão sintonizados na mesma freqüência.

O que devemos fazer para que o êrro de rastreio seja pràticamente eliminado é utilizar um outro sistema de sintonia para o oscilador local.

Conservando-se a simplicidade de utilizar um condensador variável de seções idênticas, inserimos um outro condensador no circuito — que vem a ser o conhecido "padder". O nôvo circuito passa a ser constituído por três condensadores e a bobina osciladora.

Os três condensadores são: O "padder" ligado em série, o "trimmer" e uma seção do variável ligados em paralelo, conforme podemos ver na figura 7.

O rastreio é calculado para ser correto em três pontos da faixa de sintonia, sendo que o terceiro ponto fica situado no centro geométrico da referida faixa — veja figura 8.

Quando os três pontos de rastreio são corretamente escolhidos, o êrro resultante não ultrapassa 10 KHz em tôda a faixa de ondas médias.

Como calculamos corretamente os valores dos capacitores "trimmer" e "padder" e das bobinas de RF e osciladora, é o que veremos a seguir.

No circuito oscilador a determinação dos valores é trabalhosa e cansativa, mesmo com as simplificações introduzidas.

Vamos considerar o circuito do receptor que está esquematizado na figura 9 para o nosso "projeto" daqui para a frente, iniciando os cálculos do circuito de RF e do oscilador local para rastreio exato em três partes da faixa de sintonia.

O receptor é para duas faixas de ondas, sendo uma de ondas médias 525 KHz a 1600 KHz e outra de ondas curtas, faixa corrida de 6 a 18 MHz.

A freqüência intermediária é de 455 KHz. Válvula con-

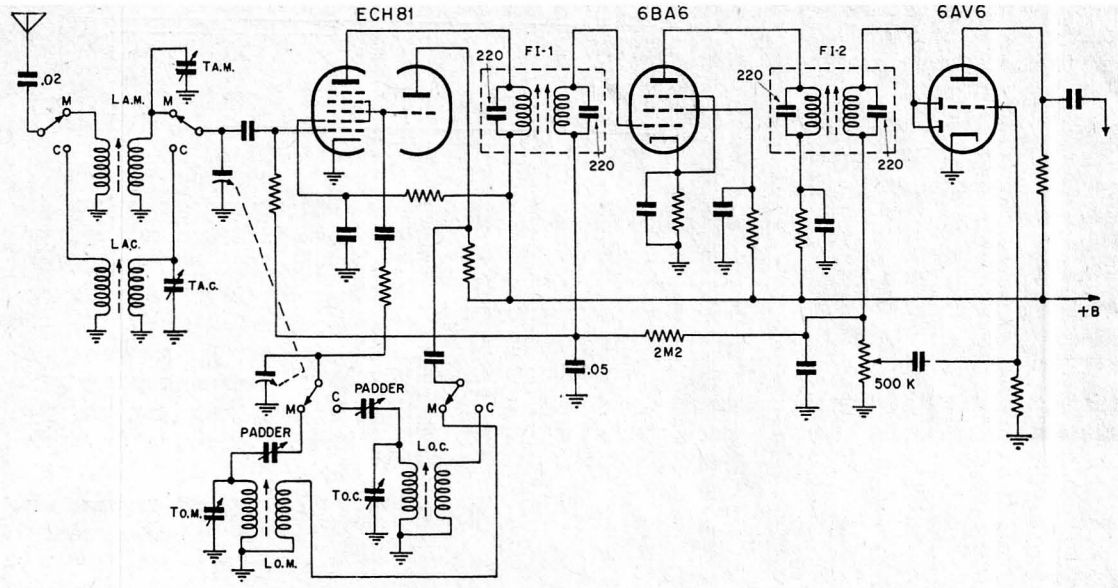


Figura 9

versora ECH81, válvula amplificadora de FI EF93 (6BA6).

Para o condensador variável vamos considerar uma unidade de duas seções com uma capacitância mínima de 12 pF e máxima de 410 pF. Temos, então

$$f_{min} = 525 \text{ KHz}$$
$$f_{max} = 1600 \text{ KHz}$$
$$CV_{min} = 12 \text{ pF}$$
$$CV_{max} = 410 \text{ pF}$$
$$FI = 465 \text{ KHz}$$

a — Cálculo de LAM (indutância do secundário da bobina de antena de ondas médias) e TAM (capacitância do "trimmer" de ondas médias).

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{1600}{525}\right)^2 = 9{,}35$$

Esta deverá ser a relação entre o máximo e o mínimo valor da capacitância em paralelo com a bobina LAM. A capacitância mínima é a que se refere à condição do condensador variável todo aberto; ficando em paralelo com a bobina o valor mínimo do variável (12 pF), a capacitância do "trimmer" e a capacitância distribuída da fiação (chave de onda, capacidade de entrada da válvula, etc.).

Quando calculamos a capacitância do "trimmer", em realidade não consideramos a capacitância distribuída, porém, devemos ter em mente que do valor calculado devemos obter a mencionada capacidade — já que sabemos que sendo o trimmer um condensador ajustável, durante o alinhamento do receptor o trimmer tem o valor correto necessário desde que se considere a faixa de capacitância com certa reserva.

Cmax refere-se à máxima capacitância, isto é, com o condensador variável todo fechado, tendo em paralelo a capacitância do trimmer e a capacitância distribuída.

Calculamos em seguida o valor necessário da capacitância do "trimmer". Temos:

$$C_{max} = CV_{max} + TAM$$

$$C_{min} = CV_{min} + TAM$$

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{CV_{max} + TAM}{CV_{min} + TAM}$$

Resulta então

$$TAM = CV_{min} \left| \frac{\frac{CV_{max}}{CV_{min}} - \frac{C_{max}}{C_{min}}}{\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1} \right|$$

Entrando-se com os valores propostos no exemplo tem-se

$$TAM = 12 \left| \frac{\frac{410}{12} - 9{,}35}{9{,}35 - 1} \right| =$$

$$= 12 \times 2{,}99 = 35{,}88 \text{ pF}$$

Podemos usar um trimmer de 3/30 pF ou 3/40 pF (a capacitância distribuída estará presente, contribuindo também para fixar o valor desejado

$C_{max} = CV_{max} + TAM \cong$
$\cong 410 + 35{,}88 = 445{,}88$ pF
$f_{min} = 525$ KHz

De posse dos valores acima, passamos a calcular a indutância do secundário da bobina de antena (LAM)

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{max}}} \text{ ou}$$

$$LAM = \frac{1}{4\pi^2 (f_{min})^2 \times C_{max}}$$
$$= 176\ \mu H$$

O primário do transformador de antena deverá ser do tipo de alta impedância — 1 a 2 mili Henrys de indutância — com acoplamento da ordem de 17%.

b — Cálculo do condensador "padder", do "trimmer" (TOM) e da bobina osciladora (LOM), da seção osciladora de ondas médias.

Escolhemos como pontos de rastreio duas freqüências extremas = 600 KHz e 1500 KHz — e uma freqüência central 1000 KHz.

Temos

$f1 = 600$ KHz
$f2 = 1000$ KHz
$f3 = 1500$ KHz
$FI = 465$ KHz

Cálculo do capacitor "padder"

$$K1 = \left(\frac{f3}{f1}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{1500}{600}\right)^2 = 6{,}25$$

$$K2 = \left(\frac{f2}{f1}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{1000}{600}\right)^2 = 2{,}78$$

ELECTRO-RADIO LTDA.

DISTRIBUI NO BRASIL A LINHA

DE

SEMICONDUTORES

E

VÁLVULAS ELETRÔNICAS INDUSTRIAIS

DA

Westinghouse

GRANDE VARIEDADE DE COMPONENTES A SUA DISPOSIÇÃO

- DIODOS RETIFICADORES DE SILÍCIO
- DIODOS CONTROLÁVEIS (SCR)
- DIODOS ZENER
- DIACS
- TRIACS
- VOLTRAP

CONSULTORIA TÉCNICA — **PROJETOS**
IMPORTAÇÃO — PROGRAMAÇÃO
ATACADO — VAREJO

VENDAS EM NOSSA LOJA À

RUA SEMINÁRIO, 199 - 1º Sobreloja

FONES: 35-6294 — 35-8892 — 32-5913

SÃO PAULO

$$K3 = \left(\frac{f3 + FI}{f1 + FI}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{1500 + 465}{600 + 465}\right)^2 = 3{,}43$$

$$K4 = \left(\frac{f2 + FI}{f1 + FI}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{1000 + 465}{600 + 465}\right)^2 = 1{,}89$$

$X = (K1 - K2)\ (K3 - 1)\ (K4 - 1) = (6{,}25 - 2{,}78)\ (3{,}43 - 1)\ (1{,}89 - 1) =$
$= 3{,}47 \times 2{,}43 \times 0{,}89 = 7{,}6$

$Y = (K1 - K3)\ (K4 - 1) - (K2 - K4)\ (K3 - 1) =$
$= (6{,}25 - 3{,}43)\ (1{,}89 - 1) - (2{,}78 - 1{,}89)\ (3{,}43 - 1) =$
$= 2{,}82 \times 0{,}89 - 0{,}89 \times 2{,}43 = 0{,}44$

$Z = K1\ (K2 - K4)\ (K3 - 1) - K2\ (K1 - K3)\ K4 - 1) = 6{,}25\ (2{,}78 - 1{,}89)\ (3{,}43 - 1) - 2{,}78\ (6{,}25 - 3{,}43)\ (1{,}89 - 1) = 6{,}25 \times 0{,}89 \times 2{,}43 - 2{,}78 \times 2{,}82 \times 0{,}89 = 13{,}35 - 6{,}95 = 6{,}40$

$$A = \frac{X\ (X + Y + Z)}{Z\ (X + Z)} =$$

$$= \frac{7{,}6\ (7{,}6 + 0{,}44 + 6{,}40)}{6{,}40\ (7{,}6 + 6{,}40)} =$$

$$= \frac{7{,}6 \times 14{,}44}{6{,}4 \times 14} = \frac{109{,}5}{89.5} =$$

$= 1{,}225$

$$B = \frac{Y}{X + Y} = \frac{0{,}44}{7{,}6 + 0{,}44} =$$

$$= \frac{0{,}44}{0{,}04} = 0{,}0548$$

$$C1 = \frac{25.350}{f1^2\ LAM} =$$

$$= \frac{25350}{0{,}6^2 \times 176} = \frac{25350}{63{,}2} =$$

$= 401$ pF

Padder $= A \times C1 = 1{,}225 \times 401 =$ **490 pF**

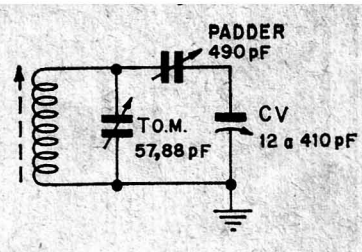


Figura 10

Cálculo do capacitor em paralelo ("trimmer" TOM)

$C'p = B \times C1 = 0{,}0548 \times 401 = 22$ pF

$TOM = C'p + TAM = 22 + 35{,}88 = 57{,}88$ pF

Cálculo da indutância da bobina osciladora

Circuito sintonizado do oscilador local, com os valores calculados, está mostrado na figura 10.

Fmin do oscilador $= 525 + 465 = 990$ KHz

CVmax $= 410$ pF

$$C + s = \frac{490 \times 410}{490 + 410} =$$

$= 222$ pF

$CT = 222 + 58 = 280$ pF

Temos então:

Fmin $= 990$ KHz

CT $= 280$ pF

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \therefore$$

$$\therefore F^2 = \frac{1}{(2\pi)^2\ LC}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi)^2 \times F^2 \times C}$$

Simplificando, temos

$$L = \frac{25350}{F^2 \times C} =$$

$$= \frac{25350}{0{,}99^2 \times 280} =$$

$$= \frac{25350}{274{,}4} \cong 93\ \mu H$$

LOM = 93 μHenrys

Faixa de ondas curtas

Fmin $= 6$ MHz,
Fmax $= 18$ MHz

a — Circuito de entrada

$$\frac{Cmax}{Cmin} = \left(\frac{18}{6}\right)^2 = 9$$

CVmin $= 12$ pF (já estabelecido)

$$TAC = 12 \left[\frac{\frac{410}{12} - 9}{9 - 1}\right] =$$

$= 12 \times 3{,}15 \cong 37{,}5$ pF

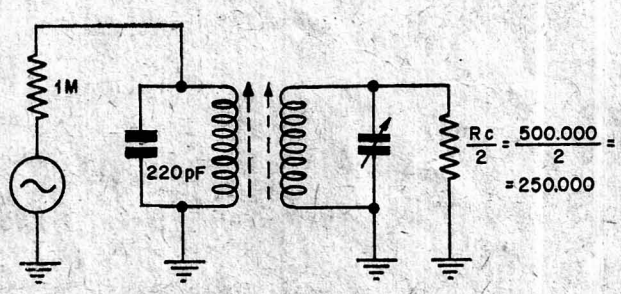


Figura 11

$Cmax = 410 + 37,5 = 447,5$ pF

$Fmin = 6$ MHz

$$LAC = \frac{25350}{6^2 \times 447,5} = \frac{25350}{36 \times 447,5} = 1,58\ \mu H$$

b — Circuito do oscilador local

f1 = 7 MHz
f2 = 12 MHz
f3 = 17 MHz
FI = 465 KHz

$$K1 = \left(\frac{17}{7}\right)^2 = 6$$

$$K2 = \left(\frac{12}{7}\right)^2 = 2,93$$

$$K3 = \left(\frac{17 + 0,465}{7 + 0,465}\right)^2 = 5,45$$

$$K4 = \left(\frac{12 + 0,465}{7 + 0,465}\right)^2 = 2,78$$

$$X = (6 - 2,93)\ (5,45 - 1) \times (2,78 - 1) = 3,07 \times 4,45 \times 1,78 = 24,2$$

$$Y = (6 - 5,45)\ (2,78 - 1) - (2,93 - 2,78)\ (5,45 - 1) = 0,55 \times 1,78 - 0,15 \times 4,45 = 0,975 - 0,675 = 0,30$$

$$Z = 6\ (2,93 - 2,78)\ (5,45 - 1) - 2,93 \times (6 - 5,45)\ (2,78 - 1) = 6 \times 0,15 \times 4,45 - 2,93 \times 0,55 \times 1,78 = 4 - 2,87 = 1,13$$

$$A = \frac{24,2\ (24,2 + 0,3 + 1,13)}{1,13\ (24,2 + 1,13)} = \frac{24,2 \times 25,63}{1,13 \times 25,33} = \frac{620}{28,6} = 21,7$$

$$B = \frac{0,30}{24,2 + 1,13} = \frac{0,30}{25,33} = 0,0118$$

$$C1 = \frac{25350}{7^2 \times 1,58} = \frac{25.350}{77.5} = 327$$

Padder $= A \times C1 = 21,7 \times 327 = 7000$ pF

Trimmer $= B \times C1 = 0,0118 \times 327 = 3,85$ pF

$3,85 + 37,5 = 41,35 = 41,35$ pF

Bobina osciladora

$fmin = 6 + 0,465 = 6,465$ MHz

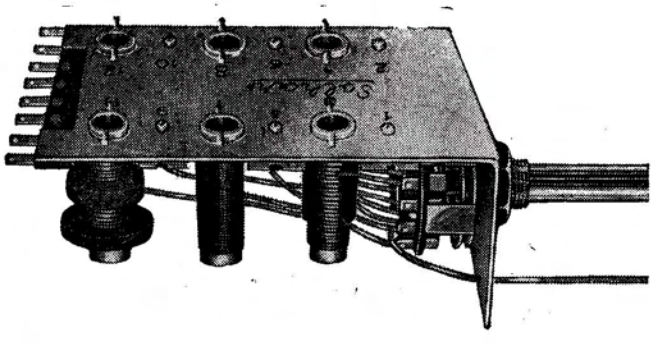
$$\frac{7000 \times 410}{7000 + 410} = 386\ pF$$

$386 + 41,35 - 12 = 415$ pF

$$LOC = \frac{25.350}{6,465^2 \times 415} = 1,47\ \mu H$$

(veja errata na página 69)
(cont. no próximo número)

MONTAGEM FÁCIL
ÓTIMO RENDIMENTO
QUALIDADE COMPROVADA



Solhar

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

Alta sensibilidade e seletividade.

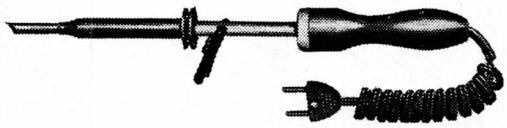
SOLHAR ELETRÔNICA S.A.
RUA TITO Nos. 978/980 — FONE: 62-9214 — CAIXA POSTAL Nº 1593
Endereço Telegráfico: «SOLHARTRONIC» — São Paulo

SOLDADORES ELÉTRICOS

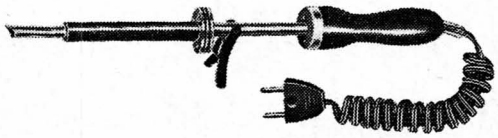
biasia

MARCA REGISTRADA

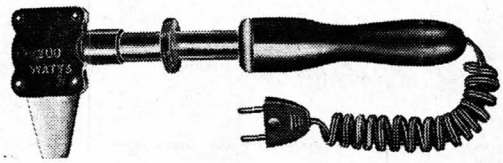
Perfeita condutibilidade térmica • Mais delgados • Rápido aquecimento • Grande durabilidade.



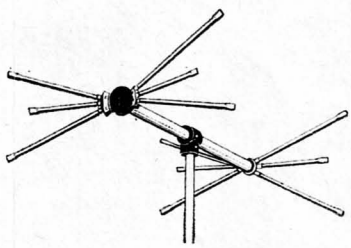
60 WATTS: para soldagem leve em transistores, pequenos aparelhos, fios e componentes leves.



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



200 WATTS: para soldagem pesada.



ANTENAS

Fabricantes das afamadas antenas "Ciclóide" e antenas internas e externas para TV de todos os tipos.

PRODUTOS DE QUALIDADE GARANTIDA.

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

Venda sòmente a revendedores.

metalúrgica biasia
indústria e comércio ltda.

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

C.G.C. 61.170.031

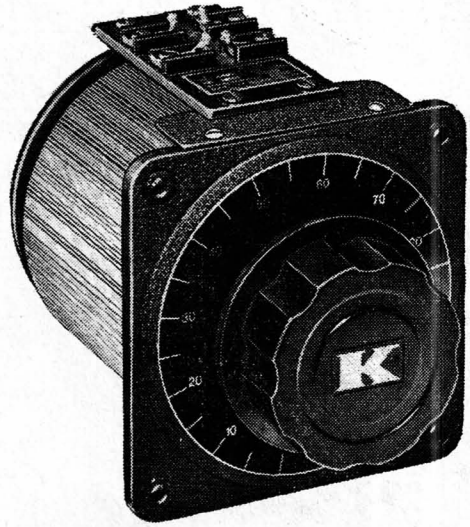
VARIKELD

VARIADOR DE VOLTAGEM

Auto transformador ajustável, núcleo toroidal de alto rendimento

Aplicações:

- contrôle de brilho de lâmpadas
- contrôle de torque e velocidade em motores de corrente contínua ou alternada
- contrôle de temperatura para componentes térmicos, como aquecedores resistivos, lâmpadas infra-vermelhas, etc.
- contrôle de corrente e tensão em circuitos alimentados por retificadores
- côntrole de tensão de placa e corrente de filamento em válvulas eletrônicas
- contrôle da fôrça em solenóides
- inúmeras aplicações em laboratórios para elevação gradual e contínua da tensão da linha e opção para comando automático ou à distância através de servo motor.



K-4422

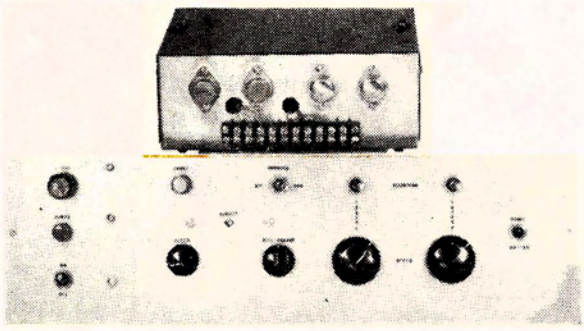
Modêlo para painel e mesa.
Para voltagem 110 V e 220 V
Potência de 270 W a 10.000 W

E MAIS:
TRANSFORMADORES INDUSTRIAIS
VARIADORES DE VOLTAGEM
ESTABILIZADORES DE NÚCLEO SATURADO
TESTES DE ISOLAÇÃO

IMDÚSTRIA DE TRANSFORMADORES KELDIAN LTDA.

R. HONDURAS, 220 - V. STA. CATARINA
FONES: 61-2063 267-4364

SÃO PAULO



CONTRÔLE ELETRÔNICO PARA TRENS ELÉTRICOS MINIATURA

Henry Mierlack
de RADIO-ELECTRONICS

O ferromodelismo recebeu nôvo impulso com a introdução da bitola N. Com cêrca da metade do tamanho da popular bitola HO, poderemos com a nova bitola N construir sistemas complexos em muito menor espaço do que o ocupado por qualquer outra bitola. Mas qualquer sistema complexo deixa muito a desejar, tanto em desempenho como em satisfação, a não ser que utilize um versátil sistema de contrôle de tráfego.

O contrôle duplo que iremos descrever neste artigo proporcionará aos aficionados do ferromodelismo, estabilidade e versatilidade para um sistema duplo.

As principais características são:

— Duas saídas de velocidade variável, de 0 a 14 V, 1 ampére cada.

— Saída de CA para acessórios (20 volts).

— Saída CC variável para iluminação.

— Contrôle variável de inércia. O trem acelera e pára de acôrdo com a cadência preestabelecida.

— Desligamento automático, com lâmpada indicadora, quando ocorrer sobrecarga no sistema.

— "Botão de pânico", que pára total e instantâneamente as composições em caso de colisão eminente.

Aquêles que julgarem desnecessárias algumas destas características poderão simplesmente eliminar o circuito correspondente. Dessa forma o contrôle ficará mais simples e mais barato.

Antes de falarmos da montagem vamos analisar as diversas seções.

Seção de alimentação

O transformador T1 fornece tensão a dois sistemas retificadores um de onda completa para os circuitos dos trilhos e um de meia onda para os circuitos de iluminação.

O retificador de onda completa possui um filtro de 750 μF (C1 e C2 em paralelo) que é o valor mínimo para uma boa regulação de velocidade e uma operação estável do circuito de desligamento automático. O circuito de meia onda não possui filtragem pois, como se destina à iluminação, não é necessário uma boa regulação.

A lâmpada pilôto e a tomada de CA para acessórios são ligadas através de uma das metades de 20 volts de T1 (derivação de 10 V).

A tensão CC filtrada é levada, através do relé de desligamento automático, aos dois grupos de transistores de contrôle e à fonte de tensão de referência (D4 e Q2).

Os amplificadores Darlington permitem que se use correntes de baixos valores para a seção de contrôle.

Seção de contrôle

O diodo zener (D4) e R5 mantêm o emissor de Q2 em 17 volts, sendo que Q2 proporciona isolação e ganho de corrente entre o Zener e os transistores de contrôle. O condensador C3 se destina a suprimir as interferências de RF. Os transistores Q9 e Q10 são controlados diretamente através do cursor do potenciômetro R7.

A saída para iluminação tem cêrca de 1,5 V a menos que a tensão encontrada no cursor de R7, isto é devido à queda de tensão base/emissor. A saída de iluminação poderá alimentar até 10 lâmpadas miniatura de 6 volts.

Os circuitos dos trilhos 1 e 2 são idênticos, de maneira que vamos descrever apenas o circuito 1.

Quando S3 ("Inércia") estiver desligado, a base de Q3 recebe a tensão de referência através de R9. A tensão nos trilhos é determinada pelo ajuste de R8 e R13, e desempenha a função

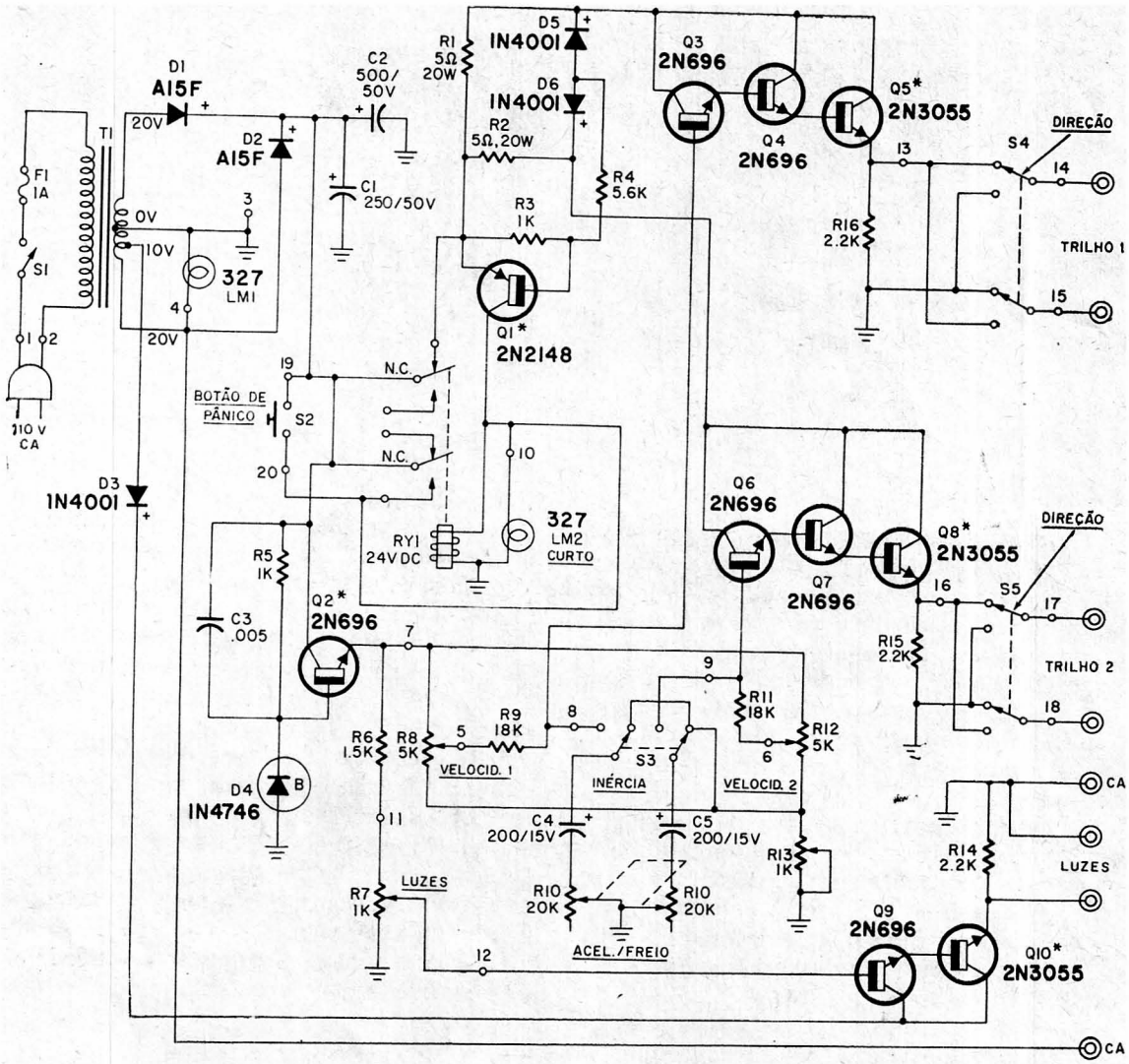


Figura 1

Diagrama esquemático do sistema completo de contrôle. Os transistores assinalados com asteríticos deverão ser montados em dissipadores de calor.

de ajuste de velocidade como em qualquer outro contrôle.

Quando S3 estiver desligado, R8, R9, R10 e C4 formam uma rêde RC de retardo para qualquer alteração na posição de R8, causando o efeito de inércia ou de ação retardada. O potenciômetro R10 possui uma gama de retardo de cêrca de 7 a 30 segundos para a resposta gradual do trem aos ajustes de R8.

O potenciômetro R13 mantém um potencial CC nos trilhos e é ajustado num ponto ligeiramente abaixo daquele em que a locomotiva (ou locomotivas) começa a se movimentar. Desta forma os potenciômetros de velocidade atuam em tôda a gama de sua rotação, e o trem começa a andar assim que desloca o potenciômetro da posição zero.

Seção de desligamento automático

Esta seção oferece proteção à unidade de contrôle e nos previne quanto a problemas nos trilhos. Quando qualquer um dos circuitos dos trilhos apresenta um consumo superior a 1 ampére, por qualquer razão, o relé RY1 é ativado e retira tôda tensão dos dois circuitos série.

O relé se mantém ativado através de seus próprios contatos. Para fazê-lo voltar à posição normal (após corrigido o defeito que ocasionou o excesso de consumo) basta desligarmos S1 e

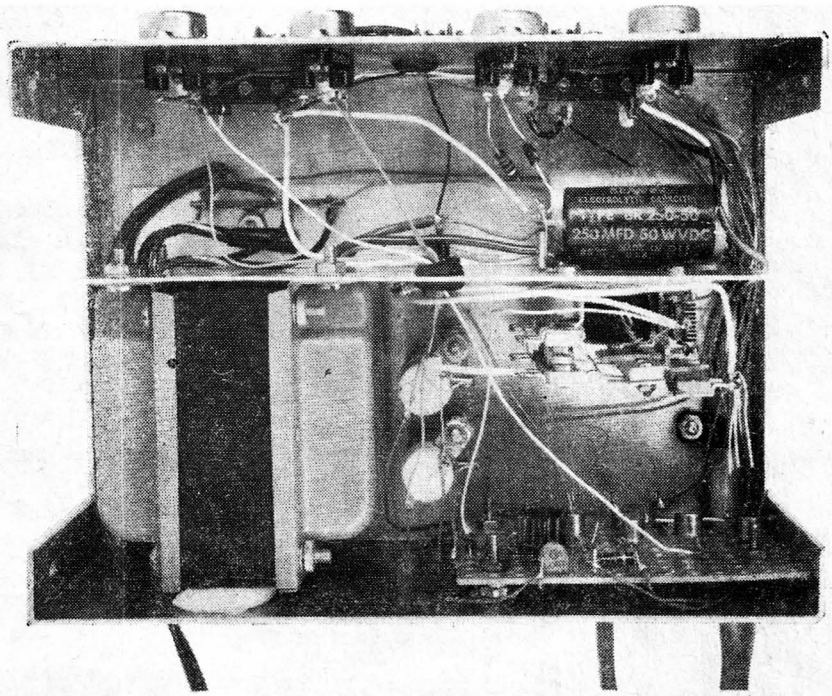


Figura 2

Vista inferior do chassi mostrando os principais componentes.

ligarmos novamente. O "botão de pânico" (S2), quando pressionado, simplesmente ativa RY1.

O transistor Q1 está normalmente no corte e os resistores R3 e R4 são selecionados de maneira a levarem Q1 à condução (que, por sua vez, ativará RY1) quando a queda de tensão através de R1 ou R2 seja de 5 volts, ou mais, devido a uma corrente excessiva (acima de 1 ampére). A lâmpada LM1 indica sobrecarga ou curto-circuito nos trilhos.

Construção

Use a disposição de componentes e contrôles que melhor lhe convier. No nosso caso montamos as chaves e os contrôles num painel separado e o restante do circuito num chassi independente. A interconexão entre o painel e o chassi foi feita por um cabo de 20 condutores. Os pequenos círculos numerados, no esquema da figura 1, indicam os pontos de interconexão entre o painel e o chassi. Todos os componentes, com excessão de C4 e C5, são montados no chassi.

A figura 2 dá uma idéia da disposição dos componentes no chassi, enquanto que a figura 3 mostra a parte posterior do painel de contrôle. As ligações de saída são feitas através de uma barra de terminais. Os transistores Q1, Q5, Q8 e Q10 deverão ser montados na parte externa do chassi a fim de proporcionar dissipação de calor.

Considerações gerais

Os potenciômetros R7, R8, R12 e R13 deverão ser de fio. Q5, Q8 e Q10 deverão ser do tipo 2N3055. Os demais componentes não são criticos e poderão ser feitas substituições adequadas.

A disposição dos componentes não é crítica. A placa de alumínio em que são montados os transistores de potência deverá medir no mínimo 20 x 10 centímetros e ter uma espessura de 1,5 milímetros.

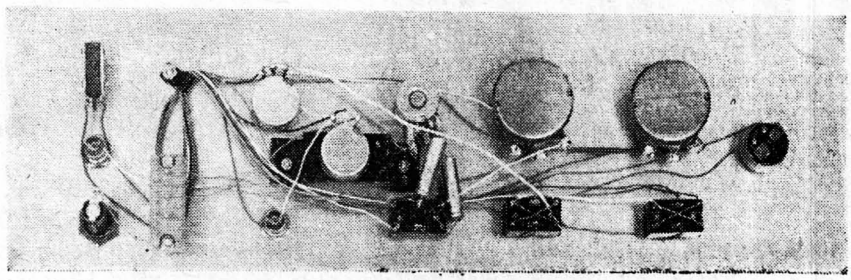


Figura 3

Vista posterior do painel de contrôle.



Como já dissemos, a lateral do chassi poderá servir de dissipador. O transistor Q2, que é do tipo pequeno, deverá ser montado dentro do chassi e utiliza dissipador do tipo de encaixe.

Se desejarmos regulação na saída de iluminação, podemos ligar um condensador eletrolítico de 500 μF, 25 volts, entre o coletor de Q10 e a massa.

Se acharmos conveniente um desligamento automático ajustável, podemos ligar um potenciômetro de 5000 ohms (de fio) entre R3 e R4, e ligar o seus cursor à base de Q1; o valor de R4, neste caso, deve ser alterado para 1000 ohms.

O tempo de retardo do contrôle de inércia pode ser aumentado ou diminuído alterando-se os valores de C4 e C5.

Como já dissemos no início, poderemos construir um sistema mais simples e mais barato se eliminarmos certos contrôles que julgarmos desnecessários, tais como o contrôle de inércia, iluminação ou desligamento automático.

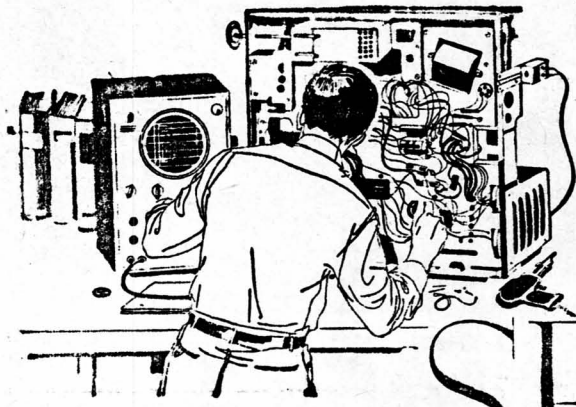
Lista de componentes

C1 — 250 μF, 50 V, eletrolítico
C2 — 500 μF, 50 V, eletrolítico
C3 — 0,005 μF, 100 V, cerâmica ou mylar
C4, C5 — 200 μF, 15 V, eletrolítico
R1, R2 — 5 ohms, 20 W, fio
R3, R5 — 1 K, 1/2 W
R4 — 5K6, 1/2 W
R6 — 1K5, 1/2 W
R7, R13 — Potenciômetro linear de fio, 1 K, 2 W
R8, R12 — Potenciômetro linear de fio, 5 K 2 W
R9, R11 — 18 K, 1/2 W
R10 — Potenciômetro duplo (um só eixo), linear, 20 K
R14, R15, R16 — 2K2. 1/2 W

(Todos os resistores deverão ser de 5% ou 10%)

D1, D2 — Diodo de silício, 50 V, 3 A (GE A15F ou equivalente)
D3, D5, D6 — Diodo de silício, 50 V, 1 A (1N4001 ou equivalente)
D4 — Diodo Zener 18 volts, 1 W, 10% (1N4746 ou equivalente)
Q1 — Transistor 2N2148
Q2, Q3, Q4, Q6, Q7, Q9 — Transistor 2N696
Q5, Q8, Q10 — Transistor 2N3055
T1 — Transformador de fôrça, 40 volts, com derivação central e derivação em 10 volts, 3 ampéres
RY1 — Relé de 2 pólos, 2 posições, 24 volts
S1 — Interruptor simples
S2 — Interruptor de pressão (tipo botão de campainha)
S3, S4, S5 — Chaves 2 pólos, 2 posições.

Ω



Bancada de SERVIÇO

Alguns Circuitos Interessantes

Robert F. Scott
de RADIO-ELECTRONICS

Operação segura com "chassis quentes"

Os aparelhos que não utilizam transformador de fôrça, ou de isolação, comumente designados por CA — CC (ou AC — DC) apresentam sempre perigo de choque, não só para o proprietário como para o técnico reparador. Embora sejam recomendadas precauções na utilização dêsses aparelhos, essas precauções (ligação à terra, etc.) nem sempre surtem efeito e às vêzes causam problemas (curto-circuitos, fusíveis queimados, etc.).

Se o chassi estiver ligado à terra, mas o plugue da tomada estiver invertido, você vai ver faíscas (no sentido real); mas se o chassi não estiver ligado à terra, e você tocar nêle... verá estrêlas (no sentido figurado, é claro) pois o choque poderá ser bastante desagradável.

O radioamador ZL2BEV, da Nova Zelândia, descreve um sistema bastante seguro para se ligar aparelhos CA — CC à rêde. Êste sistema comuta automàticamente o lado terra (neutro) da rêde à linha de —B, ou chassi, do aparelho evitando assim os problemas que acabamos de mencionar (curto-circuitos ou choques).

O circuito que apresentamos na figura 1 é particularmente útil nos casos em que o espaço, ou outras limitações, tornem necessária a construção de uma fonte sem transformador para alimentar o equipamento que você estiver montando. Por outro lado, êle

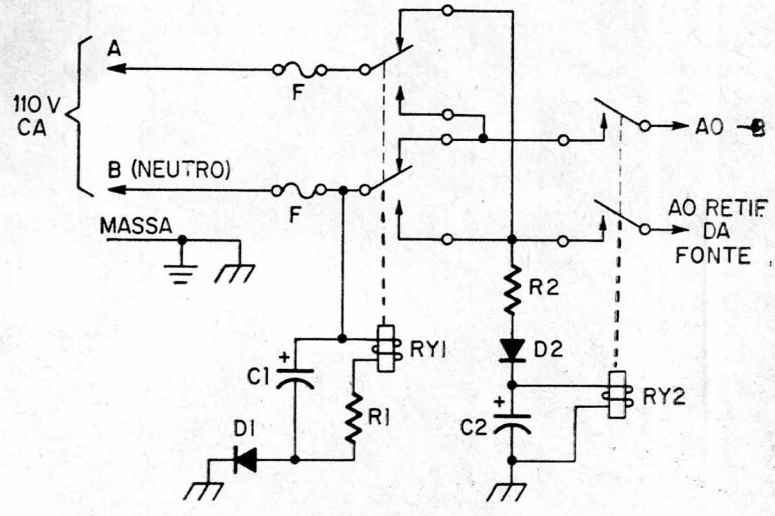


Figura 1

Sistema de comutação automática para ser utilizado em aparelhos CA-CC, com fins de proteção.

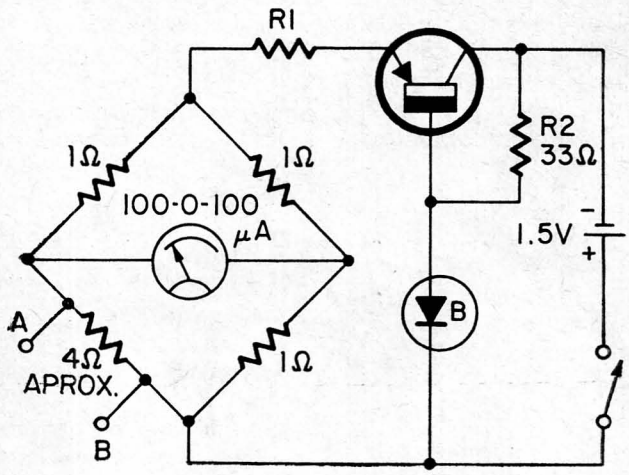


Figura 2

Diagrama esquemático do localizador de soldas frias.

poderá ser também adaptado em aparelhos CA — CC já existentes.

Suponhamos que A seja normalmente o pólo "vivo" e B o neutro. O diodo D1 "sente" a polaridade da linha. Se o equipamento não estiver corretamente conectado à rêde, ou se a polaridade da linha estiver invertida, a totalidade da tensão da linha aparecerá através de RY1 e D1.

Neste caso o diodo D1 conduz, ativando o relé RY1 e invertendo a polaridade da linha que alimenta o equipamento. Ao mesmo tempo RY2 é ativado e liga a fonte de alimentação de maneira que o lado neutro da linha é conectado ao chassi, ou —B.

No caso de ligarmos o plugue corretamente na tomada, sòmente RY2 será ativado.

A fim de reduzir ao mínimo a corrente através da linha, você deve usar em RY1 e RY2 os relés mais sensíveis que encontrar (RY1 é de dois pólos, duas posições e RY2 é de dois pólos, uma posição).

Os valores de R1 e R2 deverão ser selecionados de maneira a se obter o menor nível de corrente que permita uma operação segura.

Localizador de soldas frias

Com a utilização cada vez mais ampla de circuitos impressos em aparelhos comerciais, kits e construções caseiras, o problema que mais comumente surge é o de soldas frias, ou seja, soldas aparentemente perfeitas mas que não perfazem o contato elétrico necessário.

Quando suspeitamos que o defeito num equipamento complexo se origina numa conexão defeituosa, ou solda fria, é possível que gastemos horas mexendo em cada um dos componentes e em cada um dos fios de interligação.

Se mesmo assim não conseguimos localizar o ponto defeituoso, teremos que gastar outro tanto de tempo retocando tôdas as soldas. Além disso, se não formos suficientemente cuidadosos poderemos quebrar o terminal de um componente ou desfazer uma ligação.

O engenheiro D. Goodman, de Tel-Aviv, chegou à conclusão de que para se detectar uma solda fria seria necessário um ôhmetro de baixo alcance, com baixa tensão nas pontas de prova (para proteger os transistores) e corrente relativamente elevado a fim de simular as possíveis condições de operação.

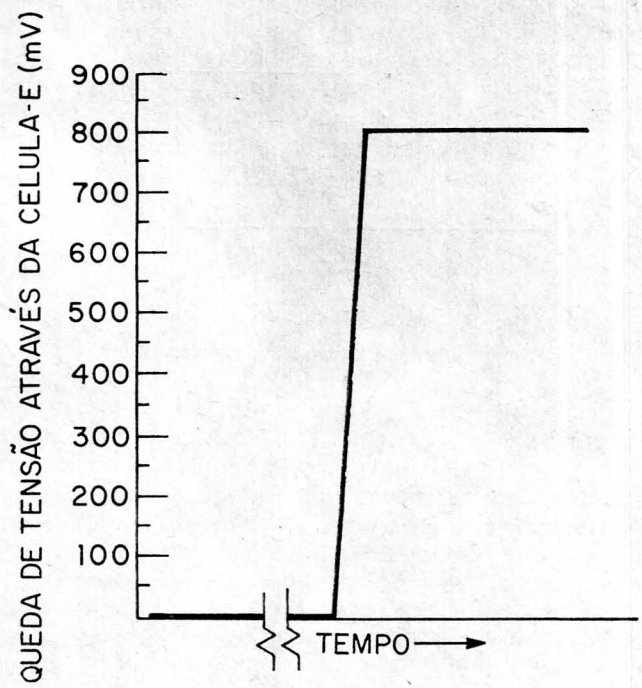


Figura 3

Há uma abrupta elevação de tensão quando tôda a prata é transferida para o catodo da célula.

Apresentamos na figura 2 o diagrama do simples localizador de soldas frias por êle projetado. Como se vê, o circuito é constituído por um simples regulador de tensão transistor/Zener, uma ponte resistiva e um microamperímetro, com zero central, de 100-0-100 μA. A ponte entra em equilíbrio com cêrca de 1 ohm entre as pontas de prova.

O resistor R1 (de cêrca de 0,5 ohm) é selecionado de maneira que se obtenha uma deflexão à plena escala, para a direita, quando as pontas de prova estiverem em curto. Os valores de R1 e R2 dependem do transistor e do diodo utilizados. O circuito é alimentado por uma pilha de 1,5 V e o consumo de corrente é de 250 mA, aproximadamente. A tensão através das pontas de prova é de cêrca de 200 mV sob 100 mA.

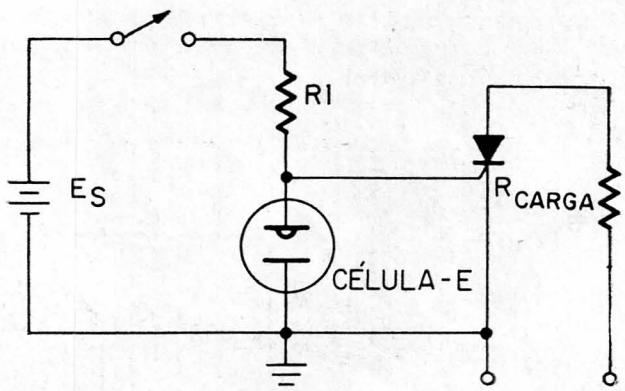


Figura 4

Circuito intervalador simples.

Está na hora de trocar o óleo do motor?

Um fato bastante comum a muitos motoristas é o de perderem o cartão com a marcação da quilometragem em que foi feita a última troca de óleo; outros, apesar de terem à sua frente o cartão, esquecem-se de verificar se já rodaram o suficiente para efetuar nova troca de óleo.

Para acabar com êsse problema a Bissett-Berman Corp, de Los Angeles, California (U.S.A.), desenvolveu uma linha de intervaladores (dispositivos que registram intervalos de tempo de operação).

Êsses dispositivos (denominados "Células-E") são eletroquímicos e se prestam a inúmeras finalidades, além da que iremos descrever.

O indicador de troca de óleo é vendido comercialmente sob a designação "Sentry-7". No projeto do circuito foi levado em consideração que a poluição e depleção do óleo não depende apenas da quantidade de quilômetros rodados, mas também do tempo que o óleo se encontra no motor (funcionando ou não) e do número de vêzes que se dá partida no motor.

A célula-E tem o tamanho aproximado de um resistor de 1 watt e é fabricada para intervalos de tempo desde décimos de segundo até 1500 horas. O consumo de corrente varia, em microampères/hora, entre 4 e 1500, enquanto que a capacidade de corrente vai de 0,1 μA a 2 mA.

O princípio de operação da célula-E é similar ao da eletrólise ou eletro-deposição. O anodo possui uma determinada quantidade de prata que é gradualmente transferida para o catodo.

A quantidade transferida do anodo para o catodo é proporcional à corrente instantânea através da célula. Enquanto a prata permanece no anodo a resistência da célula é baixa e a queda de tensão através dela é de cêrca de 10 mV. Quando a prata fôr totalmente transferida para o catodo (ao fim do intervalo de tempo, para o qual foi fabricado a célula) a resistência da célula aumenta abruptamente e a queda de tensão através dela sobe para cêrca de 1 volt (figura 3).

Quando a célula é usada num circuito intervalador simples (figura 4), a brusca alteração de tensão poderá ser utilizada para comutar um transistor (para o corte ou condução) ou para gatilhar a porta de um RCS. O valor de R1 é selecionado de acôrdo com a corrente especificada.

O circuito do indicador de troca de óleo é apresentado na figura 5. Podemos notar que a corrente que flui através da célula-E é proveniente de três fontes: "Partida", "Funcionamento" e "Tempo".

O terminal "Tempo" está permanentemente ligado ao pólo positivo da bateria, de maneira a totalizar o tempo em que o óleo se encontra no carter. A queda de tensão através de R2 é de 1,5 V, aproximadamente, de maneira que a corrente que flui através de R3 e da célula-E é bastante baixa.

O terminal "Partida" é ligado ao terminal do motor de partida, ou ao seu terminal correspondente na curva de ignição, e, finalmente, o terminal "Funcionamento" é ligado ao terminal positivo da bobina de ignição.

Quando a chave de ignição é girada para se dar a partida

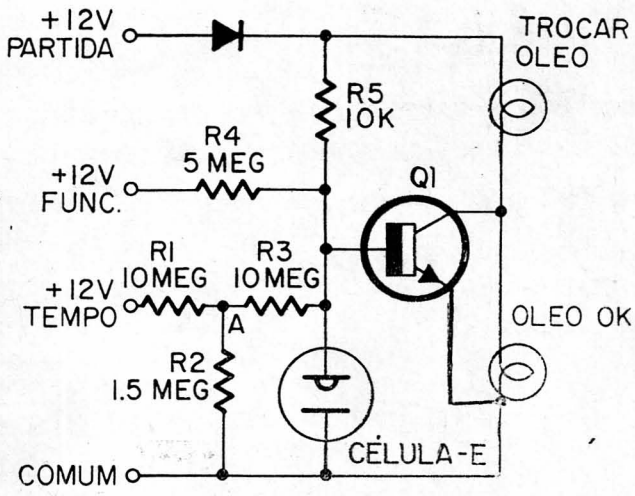


Figura 5

Diagrama esquemático do indicador de troca de óleo.

no motor, uma corrente relativamente elevada (cêrca de 1 mA) circula através de R5 e da célula-E. Voltando a chave na posição de funcionamento do motor, a tensão da bateria é levada à célula através do resistor de 5 MΩ (R4) que limita a corrente para cêrca de 2 μA.

Ambas as lâmpadas são de 12 volts, mas a usada como indicadora de **"Trocar óleo"** deverá ser de corrente bem mais elevada que a outra (**"óleo OK"**). Enquanto não se passar o período de tempo predeterminado (pela célula-E) para a troca de óleo, a lâmpada **"óleo OK"** se acenderá quando girarmos a chave para a posição **"Partida"**. A lâmpada **"Trocar óleo"** não se acenderá porque sua resistência é muito menor (corrente bem maior).

Transcorrido o período de tempo, a resistência da célula se eleva abruptamente e a base do transistor fica polarizada com cêrca de 1 volt positivo.

Na próxima vez em que fôr dada partida ao motor a lâmpada **"Trocar óleo"** se acenderá. A lâmpada **"óleo OK"** não se acenderá porque ela estará curto-circuitada pelo transistor, que se encontra no estado de condução.

Efetuada a troca de óleo, invertemos a posição da célula-E de maneira que o elemento em que se depositou a prata (elemento inferior) passe para a posição de anodo e vice-versa; a célula estará então pronta para determinar nôvo intervalo de tempo.

Ω

ERRATA

Chamamos a atenção dos nossos leitores para que anotem os seguintes enganos na primeira parte do artigo **Desfazendo 3 dúvidas** publicado na revista n.º 266.

Na página 85, segunda coluna, onde se lê

$$Rx = 10000$$

leia-se

$$Rx = 100000$$

Na página 87, fim da primeira coluna, onde se lê

$$Ri = \frac{3,9}{60} \times 10^6 = \frac{390}{60} \times 104 =$$

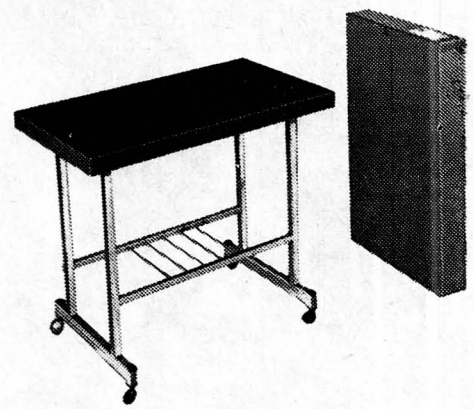
$$= 65000 \text{ ohms}$$

leia-se

$$Ri = \frac{3,9}{60} \times 10^6 = \frac{390}{60} \times 10^4 =$$

$$= 65000 \text{ ohms}$$

MESA PARA TV
GIRATÓRIA ONIX



Tampo revestido em laminado plástico na côr Jacarandá. Armação em tubo quadrado, totalmente cromada. Rodízios de nylon.

Serve para qualquer tipo de televisor de 23". Montagem facílima.

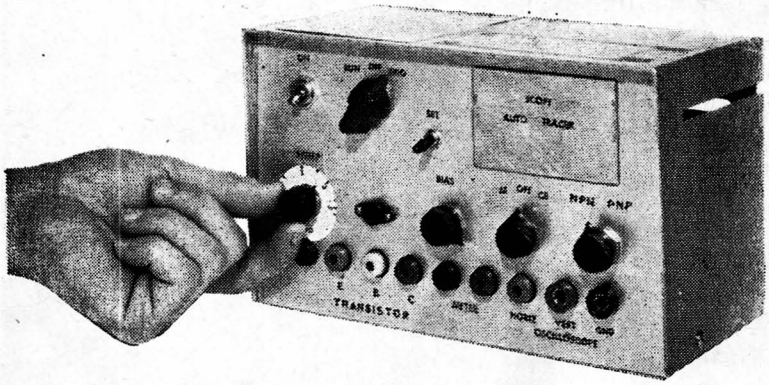
Envie um cheque de Cr$ 100,00, visado, pagável em São Paulo, a favor de Kirdafi Indústria e Comércio Ltda. e V.S. terá êste belíssimo móvel em sua casa.

PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

KIRDAFI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Jaguareté, 381/3 — ZP-23 — Tel.: 266-1829
SÃO PAULO — SP.

TRAÇADOR AUTOMÁTICO DE CURVAS CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES



Phillip C. Brassine
de **RADIO-ELECTRONICS**

Todos aquêles que trabalham com dispositivos de estado sólido estão habituados com o aspecto das curvas características dos transistores. Os manuais e fôlhas de especificação de transistores nos apresentam curvas e com o auxílio delas podemos estabelecer os parâmetros de circuito.

Muitas vêzes, entretanto, seria interessante levantarmos as curvas de um determinado transistor para obtermos informações suplementares acêrca de suas características. Em outros casos, a apresentação das curvas características seria muito importante para a seleção de pares casados.

A visualização das curvas características é muito importante quando se deseja identificar um tipo de transistor cujas características se desconhece. Com êste traçador poderão ser testados diodos comuns e zeners.

O aparelho que vamos descrever poderá apresentar os parâmetros mais comuns e mais úteis dos transistores. Êle foi projetado de maneira a poder testar transistores PNP e NPN, em configuração emissor comum, permitindo que até 6 curvas sejam observadas individual ou simultâneamente na tela do osciloscópio.

Transistores de áudio, RF, e algumas unidades de baixa potência podem ser testados com uma corrente de base de até 1 mA.

Circuito básico do traçador

A figura 1 apresenta o circuito básico do traçador de curvas. A tensão CA retificada é aplicada entre o coletor e o emissor do transistor sob teste.

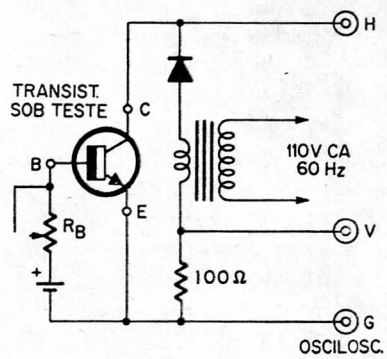


Figura 1
Circuito básico de teste.

Esta tensão causa a deflexão do amplificador horizontal do osciloscópio. A queda de tensão através do resistor de 100 ohms é proporcional ao fluxo de corrente e ocasiona a deflexão vertical de acôrdo com a variação dêsse fluxo.

A polarização de base é proporcionada por uma bateria, em série com um potenciômetro (R_B). Quando a resistência de R_B é infinita, o coletor e emissor podem ser considerados como circuito aberto e a tensão de coletor será máxima.

Quando se aplica polarização à base, haverá fluxo de corrente, conforme as características do transistor, reduzindo, consequentemente, V_{CE}.

A quantidade de polarização é mostrada na tela do osciloscópio pela altura da tensão de varredura acima da linha base. O comprimento do traço depende da tensão de varredura relativa à polarização aplicada. À medida que a tensão de polarização de base aumenta, a tensão coletor-emissor diminui até o ponto

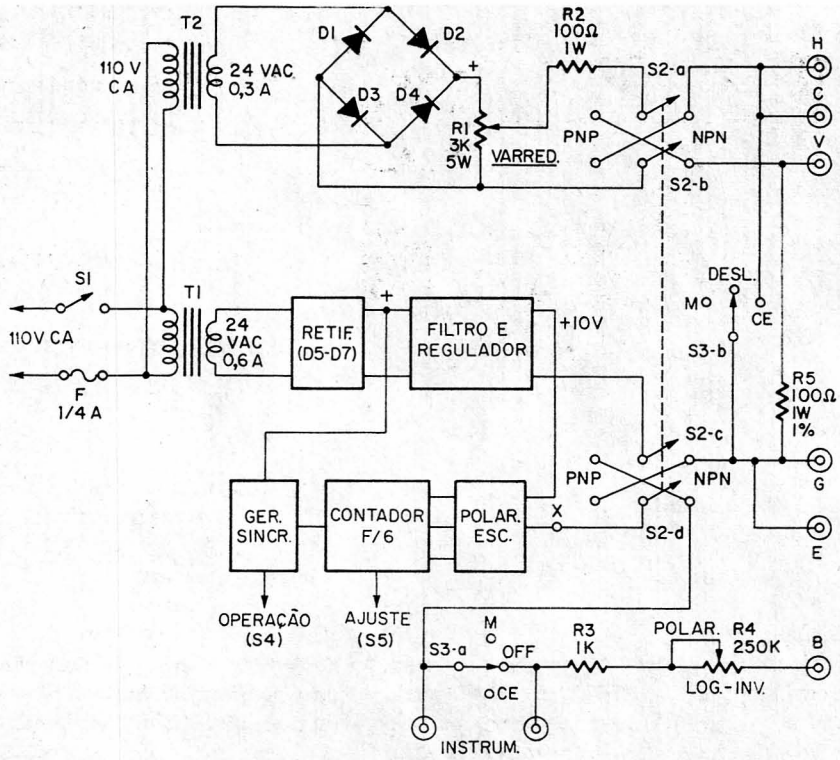


Figura 2

Diagrama esquemático e em blocos, combinados.

em que o transistor chega à saturação.

Para obtermos um ponto de referência satisfatório (linha base) utilizamos a entrada CC do osciloscópio. Como geralmente conhecemos a tensão pico-a-pico por divisão na retícula do TRC, basta convertermos em valores de corrente a queda de tensão através do resistor de 100 ohms.

Se aplicarmos diversas tensões de polarização, obteremos um número equivalente de curvas sendo êste total considerado como uma família de curvas, com o auxílio das quais poderemos determinar as características do transistor. Em caso de necessidade poderemos copiar as curvas em papel milimetrado para posterior avaliação.

Se pudermos observar tôdas as curvas simultâneamente, na maioria dos casos nos bastará anotar os dados pertinentes.

Circuito do traçador automático

A figura 2 apresenta uma combinação de diagrama esquemático e diagrama em blocos do traçador automático de curva. Não é feita ligação ao chassi porque ambas as fontes possuem inversão para que se possa testar tanto transistores NPN como PNP.

O transformador T2 fornece tensão retificada entre o coletor e emissor do transistor sob teste. Esta tensão é controlada pelo potenciômetro R1. O resistor limitador (R2) restringe a corrente máxima em cêrca de 100 mA a fim de evitar que o resistor de precisão (R5) seja danificado.

O transformador T1 alimenta um circuito retificador de onda completa que fornece tensão para tôdas as unidades de circuito.

Seis transistores estão ligados em derivação com a linha de polarização a fim de se obterem diferentes níveis de tensão. Os níveis de polarização são controlados pelo gerador de sincronismo. Para se ajustar o nível da tensão de polarização liga-se um voltímetro externo à linha de polarização.

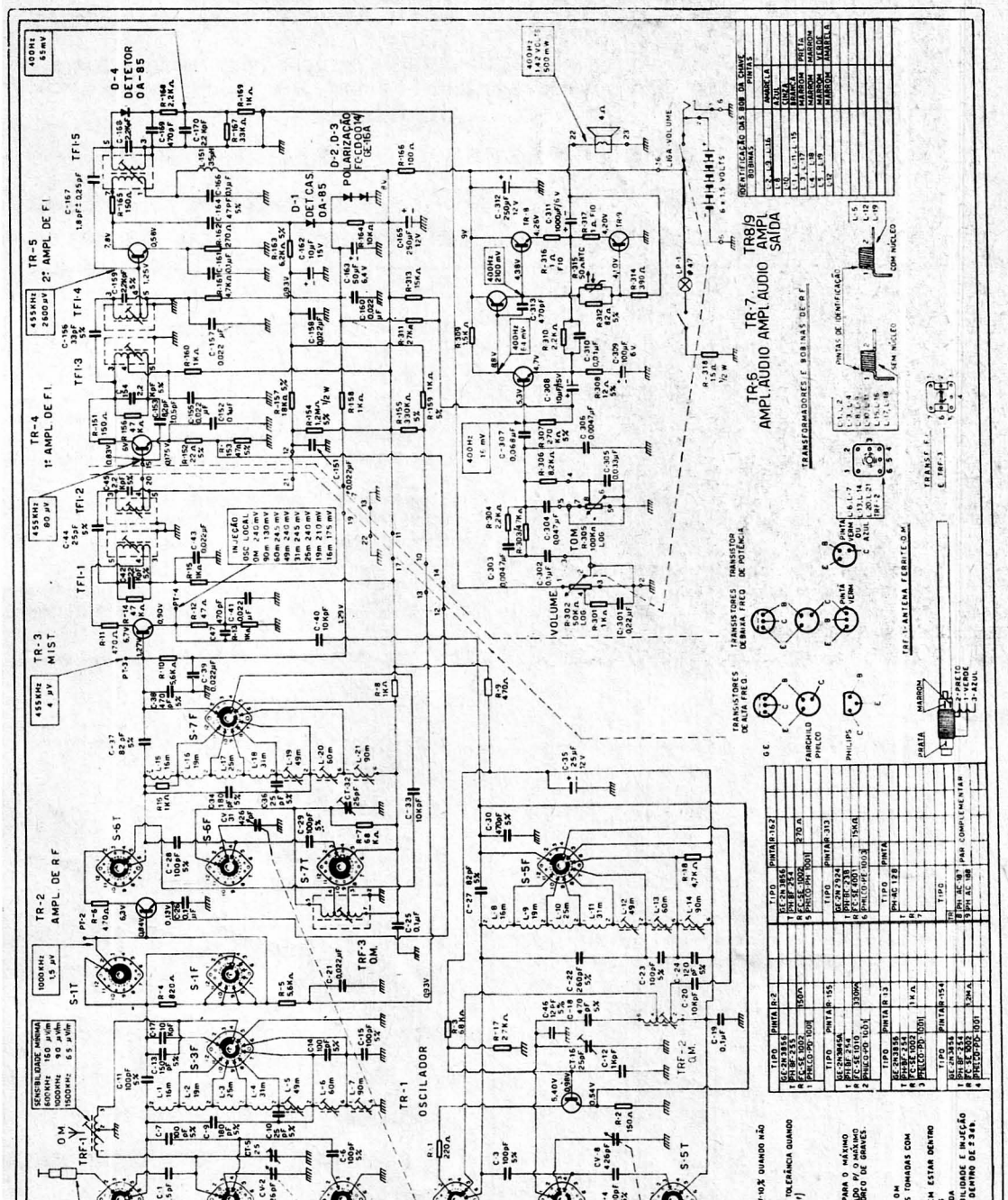
Com transistores PNP as curvas tem o aspecto convencional, isto é, da esquerda para a direita para as tensões de varredura, e de baixo para cima para a deflexão vertical.

Com transistores NPN se dá o inverso, ou seja, da direita para a essuerda e de cima para baixo.

Ambas as apresentações são bastante satisfatórias, desde que você se habitue a interpretá-las.

O transistor unijunção do gerador de sincronismo (figura 3) é alimentado pelo lado positivo da fonte de T1. A polarização do unijunção é estabelecida por R18 e R20 com

DIAGRAMA COMERCIAL — Rádio Transistorizado GE — Mod. RT/HRT-37A-89





CASA RÁDIO FORTALEZA

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

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

PERFEITO SERVIÇO DE REEMBÔLSO POSTAL E AÉREO

SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS

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

CONSULTAS

EDSON RENATO ALVES
SÃO PAULO
CAPITAL

Deseja saber se pode substituir, no expansor-compressor (Revista 258), a lâmpada NE2 V por uma lâmpada pilôto (46 ou 47).

A substituição não é viável.

SILVESTRE A. BATISTELLA
MARIANÓPOLIS
PARANÁ

Tem dúvidas sôbre a substituição de válvulas retificadoras e diodos de silício: "Posso substituir uma retificadora de 90 mA por uma de 100 ou 120 mA? Posso usar um retificador de 100 mA para alimentar um circuito transistorizado que requer de 20 a 50 mA?"

Suponhamos que você precise de 90 cruzeiros e você tem êsses 90 no banco. Então você vai lá, retira os 90 cruzeiros, e pronto. Suponhamos que você precise de 90 cruzeiros, e tem 100 ou 120 no banco. Você vai e retira os 90 que necessita (ninguém lhe obriga a tirar mais do que precisa), mas tem uma vantagem: se você por um compromisso qualquer (sobrecarga) precisar de 95, você pode tirar, e se tivesse só os 90 previstos iria ter dor de cabeça. Então, qualquer fonte ou retificador que tenha capacidade para fornecer mais corrente do que a exigida pela carga (neste caso seu rádio) não prejudica essa carga.

LUÍS SILVA LIMA
SÃO PAULO
CAPITAL

Deseja saber o valor dos resistores de emissor dos transistores de saída do circuito publicado na revista 237, pág. 6.

São resistores de 0,7 ohms, 1 watt. Se o leitor tiver dificuldade em conseguir tais resistores, poderá confeccioná-los com fio níquel-cromo n.º 20 ou 22, determinando o valor (0,7 Ω) com auxílio de um ôhmetro.

DALVO REZENDE ALVES
GOIÂNIA
GOIÁS

Deseja saber se o transformador T5 do "Intercomunicador Transistorizado", publicado na revista n.º 262, é um transformador de saída.

Não. Na lista de material consta como transformador de saída por engano. Na realidade trata-se de um transformador de fôrça com primário para 110 volts e secundário para 18 volts com derivação central. É um transformador Willkason, n.º 1059, destinado a fontes de alimentação para aparelhos transistorizados.

SOMOS
ESPECIALIZADOS
EM PEÇAS

SEMP
INVICTUS
EMERSON

E

BOTÕES DE TODOS OS TIPOS PARA

RÁDIO • HI-FI • TV

NÃO PERCA O SEU PRECIOSO TEMPO

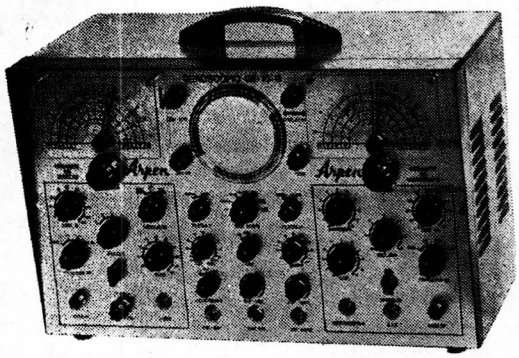
FAÇA-NOS UMA VISITA

Eletrônica Juarez Ltda.
RUA AURORA, 506 -- FONE: 34-0341
SÃO PAULO

GEROSCÓPIO

ARPEN -- Mod. GE-10-G

RESOLVE O PROBLEMA DOS APARELHOS MEXIDOS E A CALIBRAGEM DE SUAS MONTAGENS



Destinado ao alinhamento visual e pesquisa em aparelhos de TV e FM. Ideal para traçar curvas de resposta.

É constituído de:

Um gerador de varredura de 0 a 230 Mhertz
Um gerador de marcas variável de 3,5 a 258 Mhertz
Um gerador de áudio de 1.000 hertz
Um gerador de marcas a cristal
Um osciloscópio completo de grande sensibilidade
Uma fonte de tensão negativa para CAG

As partes constantes dêste aparelho, podem ser usadas em conjunto ou separadamente.

Aparelho de bonita apresentação, acompanhado de várias pontas de prova e detector de RF. Blindagem dupla nos circuitos de RF.

Reversão das placas do osciloscópio.

OUTRAS VANTAGENS: Fazemos demonstrações de nossos aparelhos, que são entregues pessoalmente por nossos técnicos-viajantes.

Instruimos os compradores como fàcilmente se calibram televisores com Geroscópio.

Damos assistência técnica direta, periódica e gratuita através de técnicos qualificados.

Os aparelhos ARPEN, são fabricados há 15 anos, portanto, não se trata de uma experiência, mas sim de marca consagrada.

Os componentes empregados nos aparelhos são de fabricação nacional, não havendo dificuldades com importação.

Para maiores informações dirija-se ao seguinte enderêço:

PENNA & PENA LTDA.

Rua da Moóca, 3054 - Fone: 93-8334 - SÃO PAULO

À VENDA NAS PRINCIPAIS CASAS DO RAMO.

Índice dos anunciantes

Antenas Rangel	82
Bernardino Migliorato	82
Begli	90, 91
Bravox	7
Cardeal	16, 17
Casa dos Toca-Discos	79
Casa dos Transformadores	21
Casa Rádio Fortaleza	94
Cherry	24
Cinemax	1
CKS	87
Douglas Radioelétrica	6
Electro-Rádio	57
Eletrônica Juarez	94
Etegil	15
Icotron	27
Istituto R. T. Monitor	14, 22, 26
Jensen	8, 9
Keldian	60
Kirdafi	69
L. Caselli	24
Labo	2
Loja do Livro Eletrônico	25
Lojas Nocar	23
Luigi Bacchini	38
Matsushita	19
Menandro Creazola	5
Metalúrgica Biásia	60
Mialbrás	28
Motoplay	4
Penna e Pena	95
Pontet	12, 13
Rádio Emegê	77
Radiotécnica Aurora	18
RCA	64, 65
René-Graf	88
Roneg	20
Safco	81
Sibrasco	79
Simpson	10
Solhar	59
Sylvania	11
Teleimport	70
Telewatt	86
Tranchan	2.ª capa
Transmini	3
Walgran	89
Whinner	4.ª capa
Winco	3.ª capa

REVISTA MONITOR DE RÁDIO e TELEVISÃO

Fundada em outubro de 1947
por Nicolás Goldberger

Nº 267
ANO XXIII
JULHO 1970

HÁ 20 ANOS DIVULGANDO A TÉCNICA A SERVIÇO DA ELETRÔNICA

NOSSA CAPA

Alguns instrumentos da linha LABO, destacando-se no centro o seu mais recente lançamento: o Osciloscópio modêlo 1310.

SUMÁRIO

Um receptor regenerativo monovalvular 29
Dispositivos de estado sólido em câmaras fotográficas 35
Curso Básico de Eletrônica 39
O estágio de entrada dos televisores (conclusão) 43
Desfazendo 3 dúvidas (2ª parte) 51
Contrôle eletrônico para trens elétricos miniatura 61
Bancada de Serviço (alguns circuitos interessantes) 66
Traçador automático de curvas características de transistores ... 71
Noticiário Industrial 80
Simples e econômico «S meter» 83
Os SCR (9ª parte) 85
Diagrama Comercial - Pádio-receptor GE - Mod. RT/HRT-37A-89 93
Consultas 94

Propriedade do
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR

Consultor permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Redator:
OCTAVIO A. T. ASSUMPÇÃO

Secretário:
WALDOMIRO RECCHI

Direção gráfica:
IGNÁZ WEITMANN

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

Contato:
ROBERTO FINATTI

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

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

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

Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores.

CIRCULAÇÃO

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

Tiragem: 23.000 exemplares

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

ASSINATURAS

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

Distribuidores exclusivos:

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

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