REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

EDITADA PELO INSTITUTO R. T. MONITOR

Dezembro 1970 N.º 272 Cr$ 2,00



ELIMINAÇÃO DA PORTADORA EM APARELHOS DE SSB

Louis Facen

A transmissão em SSB, ou seja, da banda lateral única, não é nada mais do que uma transmissão de AM modificada. A portadora na transmissão em AM não contém informação nenhuma e a potência gasta na sua irradiação representa energia perdida; por essa razão ela foi eliminada na transmissão em SSB. Neste sistema, a portadora é restaurada novamente no receptor pelo oscilador de batimento (BFO), que tem a mesma diferença em relação ao sinal de áudio como a portadora, a qual foi suprimida no transmissor.

Como exemplo elucidativo vamos supor que no transmissor modulamos uma portadora de 100 KHz com um sinal de áudio de 2 KHz. Obtemos na saída, através do batimento, as freqüências das bandas laterais de 98 KHz e 102 KHz. Se transmitirmos agora sòmente a banda lateral superior de 102 KHz e no receptor injetarmos de nôvo a portadora de 100 KHz, obtemos como resultado o batimento de 2 KHz, ou seja, a audiofreqüência que inicialmente foi usada para modular o transmissor.

Êste exemplo mostra nitidamente, que a transmissão da portadora representa sòmente um desperdício de energia, além de ser a maior causa das interferências nas faixas dos radioamadores. Procurou-se, então, um meio de eliminar a portadora. Isto pode ser conseguido por filtros seletivos ou moduladores equilibrados ou uma combinação de ambos. Nos circuitos por rotação de fase, a supressão da portadora cabe ùnicamente aos moduladores balanceados, ao contrário dos excitadores com filtro a cristal ou filtros mecânicos, nos quais a portadora é suprimida parcialmente pelo próprio filtro.

A figura 1 mostra um circuito típico usado na prática, que funciona com duas válvulas idênticas. As duas grades de contrôle, onde entra o sinal de radiofreqüência, estão ligadas em paralelo. Nas placas onde o sinal de RF sai, emprega-se o circuito simétrico. Nesta disposição a portadora é suprimida de acôrdo com a perfeição do equilíbrio do estágio.

Ao modular em push-pull as grades auxiliares, obtém-se na saída as duas laterais, sendo uma delas em seguida eliminada através de um fil-

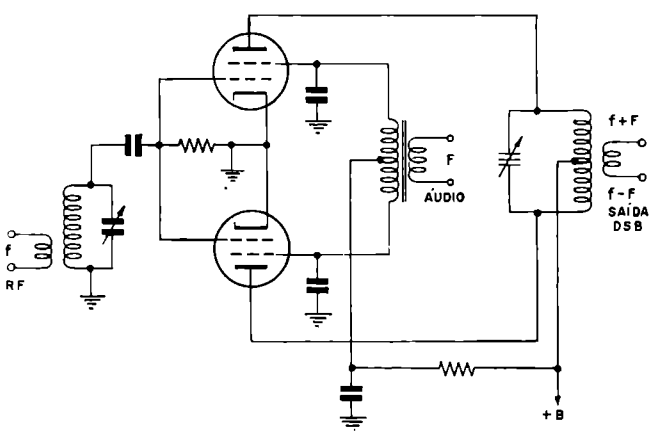


Figura 1

Modulador equilibrado com duas válvulas.

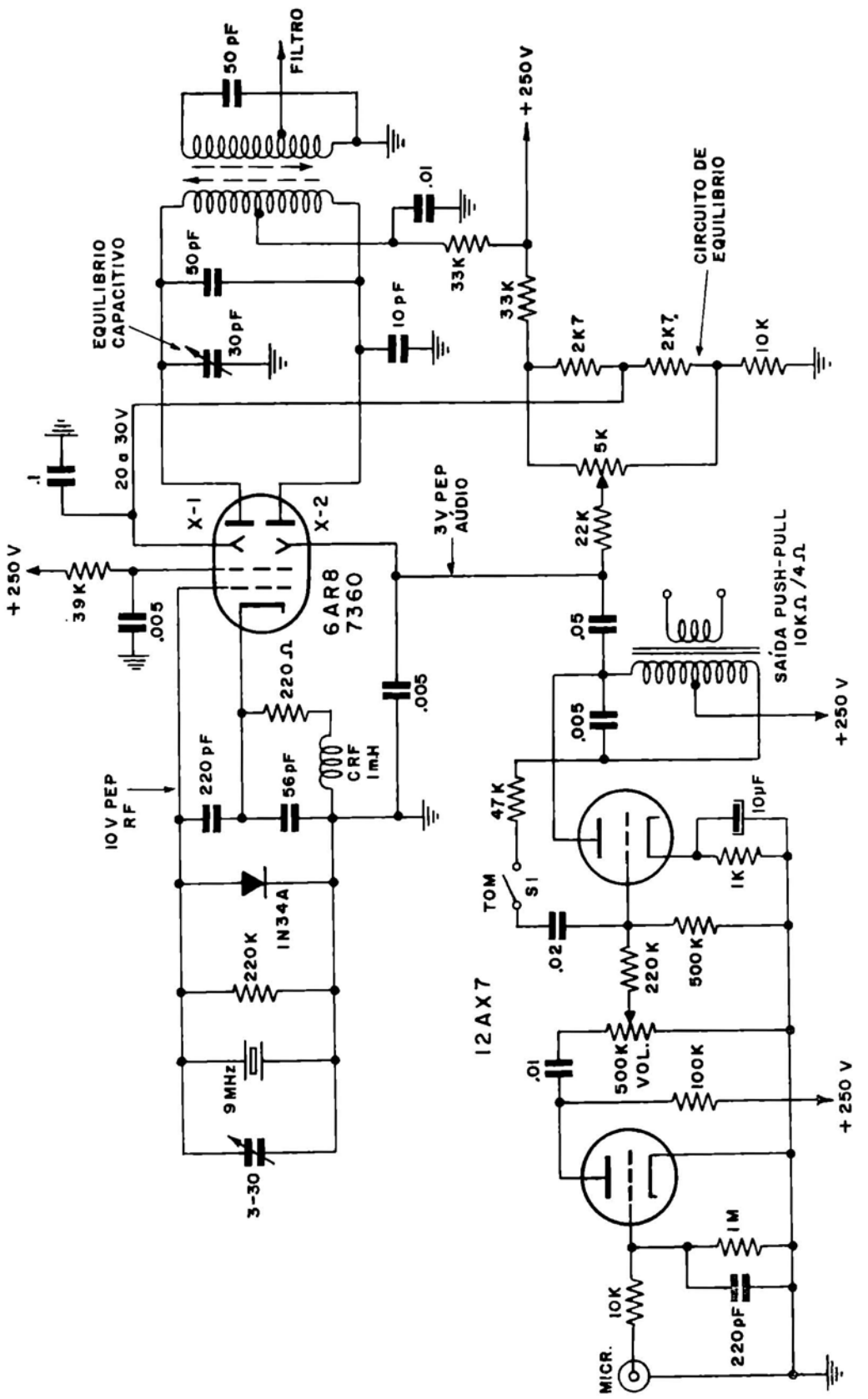


Figura 2

Modulador equilibrado com a válvula especial 7360.

tro seletivo. A supressão da portadora, conseguida sem maiores ajustes, é geralmente superior a 20 db. Para uma alta estabilidade na supressão e uma boa linearidade na modulação empregam-se válvulas especiais ou então usam-se diodos semicondutores, os quais têm vantagem sôbre as válvulas diodo por não possuirem filamentos e, assim, trabalham sem aquecimento, o qual é o inimigo número um da estabilidade da maioria dos circuitos. Também o zumbido, que pode impedir um equilíbrio perfeito está ausente neste circuito.

A figura 2 mostra um modulador balanceado, que emprega a válvula 7360. Esta válvula foi especialmente desenvolvida para êste serviço. Como se pode verificar, a entrada de RF através da grade de contrôle é simples, ao contrário da saída que emprega as duas placas em "push-pull".

A corrente da válvula depende principalmente da polarização na grade de contrôle e da tensão na grade. Esta corrente total se divide depois em dois feixes, um para cada placa. A divisão quantitativa é controlada pela tensão aplicada aos elétrodos e deflexão X-1 e X-2; essa tensão deve estar entre 20 e 30 volts para um funcionamento ótimo do estágio. Para se obter um equilíbrio perfeito, ou seja, o cancelamento da portadora sem modulação, pode-se equilibrar a tensão dos dois elétrodos por meio de um potenciômetro de 5000 ohms. Para uma simetria absoluta, emprega-se no circuito de placa o equilíbrio capacitivo com um trimmer de 3 a 30 pF. Também pode-se usar no lugar do trimmer um condensador diferencial para êste serviço. A válvula deve ser blindada e a montagem dela deve ser afastada dos campos magnéticos dos transformadores.

O modulador do presente esquema foi projetado para trabalhar em conjunto com um filtro a cristal MacCoy de 9 MHz. O catodo, grade e grade auxiliar da válvula 7360 funcionam como oscilador a cristal nesta freqüência, sendo a realimentação para o catodo retirada do divisor capacitivo, formado pelos condensadores de 22 pF e 56 pF. Os valores dêstes condensadores devem ser selecionados de tal maneira, que se obtém uma tensão de RF pico a pico de 10 volts na grade de contrôle. A corrente através do diodo 1N34-A provoca um aumento na polarização da grade, a qual depende da amplitude da RF, evitando assim que a grade fique positiva, o que prejudica a boa linearidade da válvula.

O trimmer de 3 a 30 pF, em paralelo com o cristal, serve para ajustar a freqüência da portadora na posição correta da banda passante do filtro, o qual se segue ao modulador, a fim de eliminar uma das bandas laterais. Geralmente êste ponto fica 20 db abaixo do topo da curva, de maneira que o próprio filtro a cristal aumenta a supressão da portadora em 20 db. O transformador de saída pode ser um transformador discriminador para FM (10,7 MHz) com os núcleos ajustados em 9 MHz. Para resultados melhores, o enrolamento do primário deve ser do tipo bifilar, a fim de se obter uma simetria mais perfeita. Para modular são necessários apenas 3 volts pico a pico de áudio no eletrodo de deflexão X-2.

Podemos verificar que qualquer zumbido, vindo do amplificador de áudio, impossibilitará o equilíbrio do modulador, e por isso devemos tomar os devidos cuidados neste sentido. A amplificação de audiofreqüência é convencional, com exceção da parte de saída, que também funciona como oscilador Hartley, ao se fechar a chave S-1. O tom resultante depende em parte do transformador de saída, que no caso presente é um transformador "push-pull" para duas 6AQ5, com uma impedância placa-a-placa de 10000 ohms e também do condensador de 0,005 μF ligado através dêste transformador. Alternando-se o valor dêste condensador, modifica-se a tonalidade. Êste sinal é muito útil na calibração do transmissor.

Tendo em vista o alto preço da válvula 7360, pode-se usar também a 6AR8 no mesmo circuito, que é bem mais barata, embora com resultados ligeiramente inferiores. Um outro tipo de modulador equilibrado, geralmente usado pelos equipamentos de alto gabarito, é o modulador tipo anel. Os equipamentos da Collins e da Drake empregam êste circuito, cujo esquema está ilustrado pela figura 3.

A característica dêstes moduladores com semicondutores é a de trabalhar com uma tensão de RF aproximadamente 10 vêzes maior que a tensão de aúdio. Os diodos devem ser selecionados, para que apresentem resistências inversas e diretas aproximadamente iguais. Os moduladores com diodo de germânio têm a vantagem de ser menos críticos no ajuste e conservar a calibração por mais tempo do que seus similares à válvula. O sinal de RF, que sai do catodo da válvula 12AT7, deve ter uma amplitude de 1 a 2 volts e o sinal de áudio, que sai do catodo da 12AX7, 0,1 a 0,2 volts.

As válvulas devem estar afastadas do circuito modulador, para não o influencia-

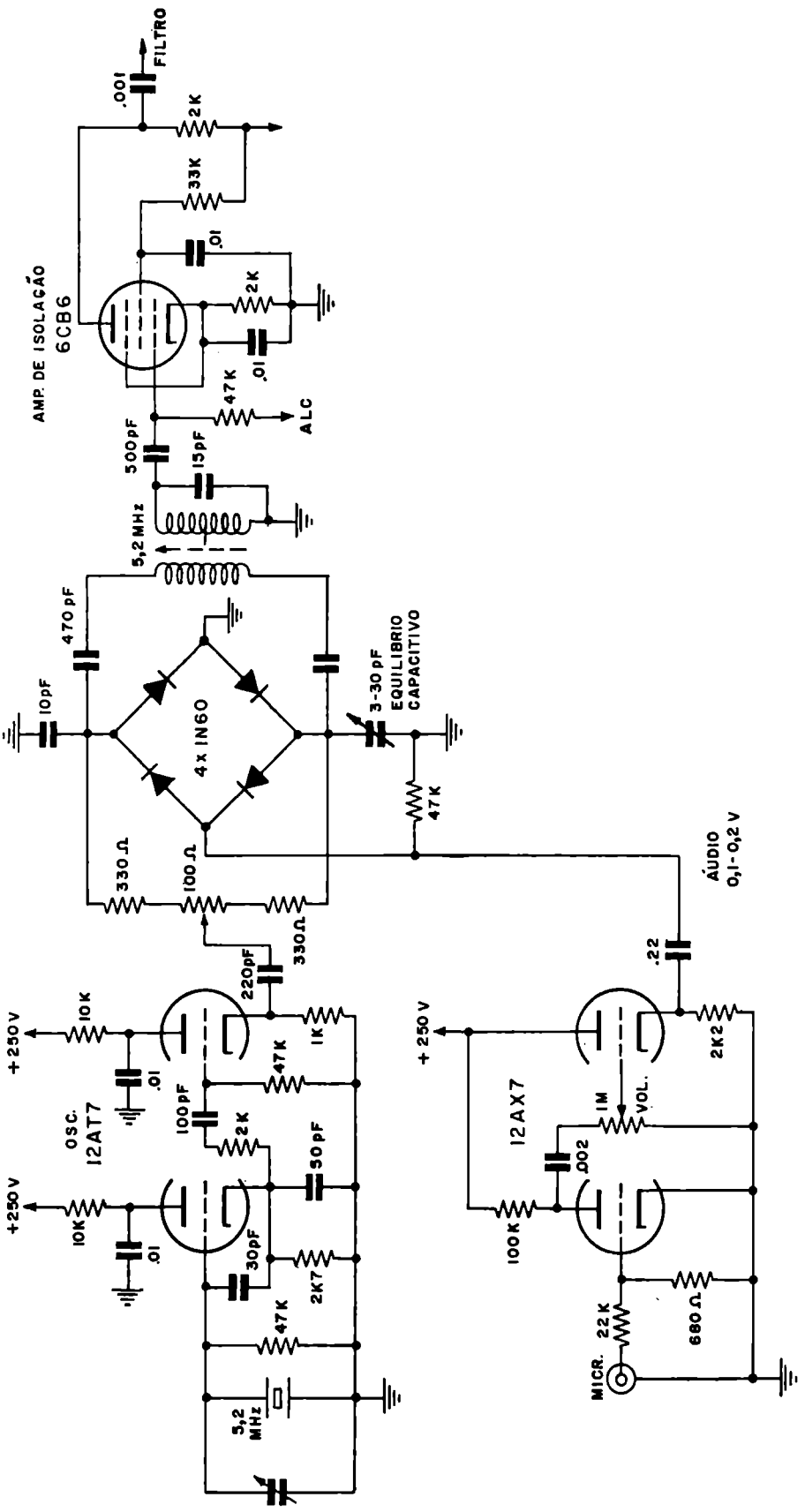


Figura 3
Modulador equilibrado tipo anel.

rem tèrmicamente. O equilíbrio é conseguido pelo potenciômetro de 100 ohms e o balanceamento capacitivo é feito pelo trimmer de 3 a 30 pF. Os diodos neste circuito funcionam como chaves eletrônicas. Durante os semiciclos positivos de áudio os diodos D-2 e D-4 conduzem, e durante os semiciclos negativos são D-1 e D-3 que conduzem. Êste tipo de modulador proporciona o dôbro da tensão de saída que é produzida pelos moduladores do tipo série, com apenas dois diodos em condições de trabalho semelhantes. O modulador equilibrado é seguido por um estágio amplificador isolador, de maneira que os ajustes feitos nos filtros a cristal não se refletem sôbre o modulador, e vice-versa.

O ganho dêste amplificador é controlado pelo ALC ("Automatic Load Control"), para evitar a sobrecarga do filtro e dos estágios seguintes, além de manter a potência de saída do transmissor mais constante, já que o ganho nesta válvula é inversamente proporcional ao sinal de entrada. A supressão conseguida com êste modulador varia conforme a simetria da montagem e os componentes, principalmente dos diodos, entre 30 a 50 db. Os circuitos auxiliares de AF e RF são convencionais e a saída de ambos os sinais se processa em baixa impedância através de seguidores catódicos.

A figura 4 mostra uma versão transistorizada. O modulador emprega dois diodos 1N60 em circuito série (os diodos se encontram em série com o sinal de RF). Em têrmos gerais, todos os moduladores equilibrados representam, em princípio, um circuito em ponte para RF, a qual é desequilibrada ao ser aplicado o sinal de audiofreqüência.

A radiofreqüência é obtida pelo circuito oscilador a cristal, com um transistor AF-115 ou equivalente. O oscilador é acoplado ao modulador através do transformador T-1, que é a peça chave da boa supressão. O secundário é enrolado bifilarmente e, em certos casos, empregam-se núcleos toroidais. Ao usar um toróide, a sintonia do primário pode ser feita por meio de um trimmer. A entrada e saída em todos os moduladores equilibrados devem ser bem separadas. Aliás, é boa prática blindar e desacoplar bem o circuito oscilador, para evitar a passagem de RF por outros caminhos, além do modulador, como pela linha de alimentação, etc. A capacitância parasítica entre entrada e saída do modulador, deve ser mantida a mais baixa possível.

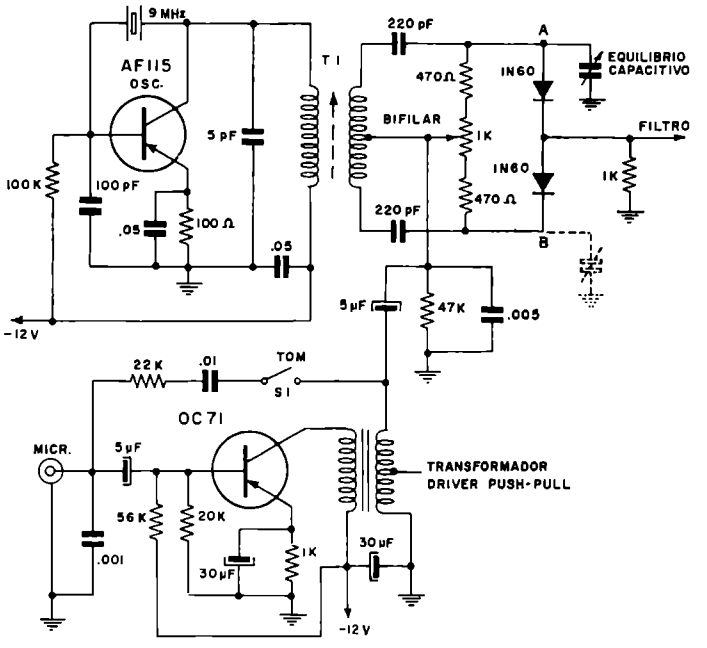


Figura 4
Versão transistorizada do modulador equilibrado.

O trimmer do equilíbrio capacitivo é ajustado, depois de calibrar o potenciômetro de 1000 ohms para máximo equilíbrio, para mínima portadora sem modulação. Caso êle não melhore a supressão no ponto A, pode-se tentar ligar o trimmer no ponto B.

O sinal de áudio é entregue ao modulador através de um transformador "driver" "push-pull" do tipo miniatura, daqueles usados nos rádios portáteis. Êsse transformador adapta a baixa impedância do modulador ao coletor do OC-71.

O amplificador de microfone, semelhante ao circuito valvular descrito anteriormente, funciona também como oscilador de áudio, ao se fechar a chave S-1, para obter um sinal de calibração. No caso de não ocorrer a oscilação, inverte-se os fios do primário do transformador. Por se tratar de um circuito extremamente simples, o contrôle de volume foi omitido e o mesmo pode ser controlado ao se falar mais próximo ou mais distante do microfone.

Um microfone dinâmico se adapta bem a êste circuito. Aliás, em geral os microfones dinâmicos dão melhores resultados, em SSB, do que os microfones a cristal, por apresentarem uma característica de resposta mais plana. Ω

COMO CONSERTAR RÁDIOS TRANSISTORIZADOS

A. Ribeiro

Para o consêrto rápido e racional dos rádios transistorizados é necessário proceder-se de acôrdo com um determinado sistema preestabelecido. Cada um pode desenvolver a sua própria técnica, que lhe pareça lógica e eficiente. Para aquêles que ainda procuram "adivinhar" os defeitos, ou estão se iniciando nos consertos de rádios, dedicamos o presente artigo, no qual procuraremos ensinar um processo metódico para uma rápida e sistemática localização de um defeito num rádio transistorizado. Tudo de que se necessita em matéria de instrumental é um multiteste e um injetor de sinais do tipo multivibrador, o qual pode ser de construção caseira.

Exame inicial: Antes de ligar o rádio, deve ser feito um exame preliminar, que consiste em analisar o rádio visualmente. Nesta verificação deve-se prestar particular atenção para os sinais de "ácido" (cloreto de amônia) das pilhas, o qual ocasiona a oxidação de componentes. As partes atingidas devem ser rigorosamente limpas e examinadas. Geralmente a extensão do estrago revela o cuidado que o dono dispendeu ao seu rádio. Se o suporte das pilhas está sem sinais de oxidação e ainda original do rádio, é muito provável que não existam defeitos por corrosão.

Analisando a caixa do rádio, logo se nota quantos tombos o rádio já sofreu, a não ser que se trate de uma caixa do tipo inquebrável de nylon. Caixas trincadas e lascadas indicam quedas fortes, nas quais o circuito impresso pode ter sido trincado. Nestes casos deve-se examinar especialmente os lugares onde são fixados os componentes mais pesados, como transformadores, variáveis, etc, porque lá o impacto é mais forte. Também nos lugares da fixação do circuito impresso na caixa, a chapa de fenolite costuma rachar. Nas rachaduras, as ligações devem ser restauradas com pedacinhos de fio e solda, colando-se depois a chapa com araldite.

Circuitos impressos esbranquiçados e manchas no cone do alto-falante, além de sinais de ferrugem, indicam que o rádio praticou "esporte aquático" ou foi molhado na chuva.

Nos receptores que tomaram "banho de mar", geralmente o consêrto não compensa porque, conforme a experiência do autor, quando se conserta um defeito logo aparece outro, semelhante a uma reação em cadeia. Componentes soltos devem ser fixados de nôvo com cola ou solda, conforme a necessidade, para evitar ruídos por mau contato. A vizinhança de tais componentes também deve ser verificada com cuidado para eventuais outros estragos. O mesmo deve ser feito com os parafusos e porcas, nos quais deve-se dar um reapêrto em geral. Nos lugares "críticos" pode-se colocar arruelas de pressão, as quais evitam o desapêrto mesmo sob severa trepidação.

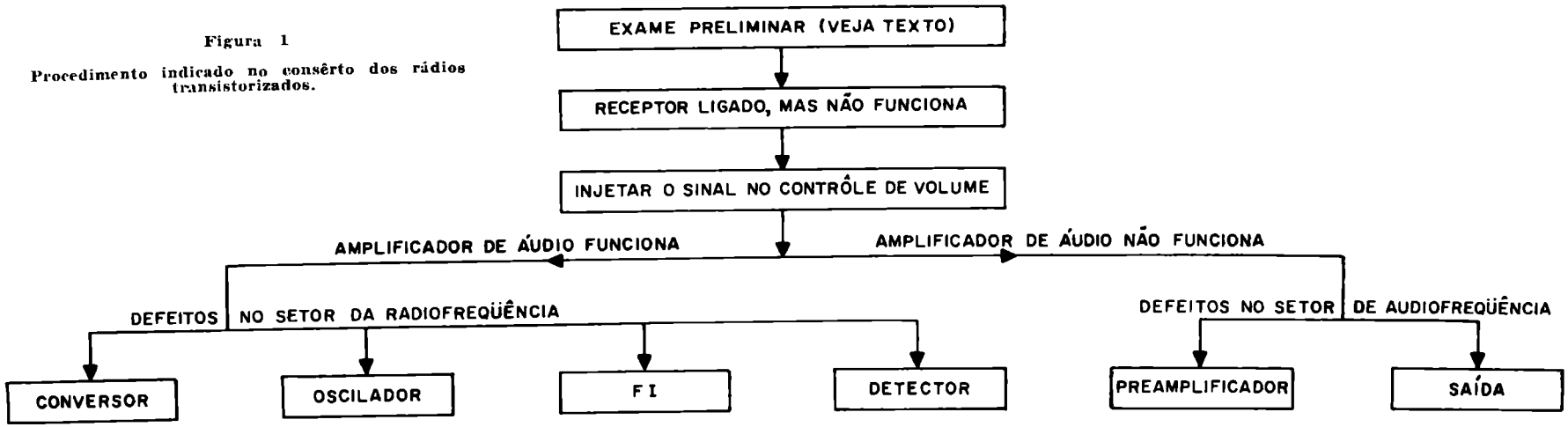
Se existem fios soltos, êstes devem ser soldados nos seus respectivos lugares com solda de 60% em estanho, a qual se funde mais fàcilmente quando se utiliza ferro de soldar de baixa dissipação, evitando-se, assim, o sobreaquecimento dos componentes. O reconhecimento do lugar onde um fio foi arrancado, geralmente é visível com um exame apurado do circuito impresso, caso contrário, deve-se consultar o esquema para verificar o lugar certo da ligação.

Na maioria dos casos, na falta do esquema original também serve um esquema semelhante, como o publicado neste artigo, já que todos os rádios são mais ou menos iguais. Em seguida, com o rádio sem as pilhas, fazemos uma medição de resistência, que pode ser feita nos dois fios de alimentação que saem do suporte de pilhas e correspondem ao pólo positivo e negativo da tensão de alimentação do rádio.

Êste teste deve ser feito com a chave do rádio na posição de ligado. A resistência medida neste ponto, nos rádios portáteis, deve ser su-

Figura 1

Procedimento indicado no consêrto dos rádios transistorizados.



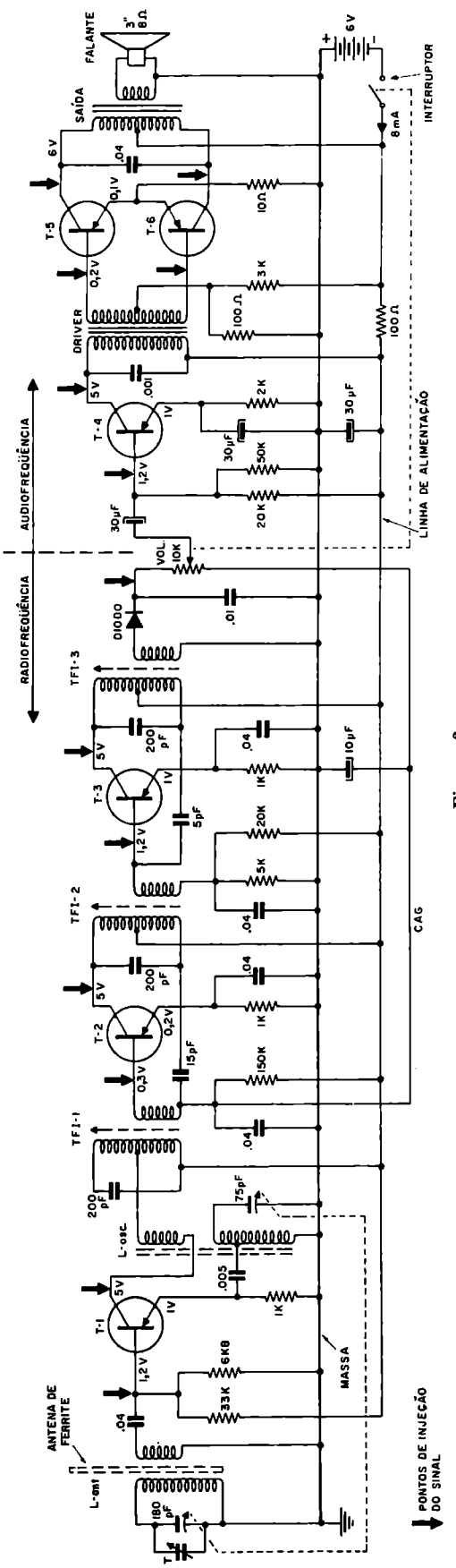


Figura 2
Diagrama esquemático de um rádio portátil transistorizado comum.

perior a 250 ohms. Caso seja inferior, inverta as pontas de prova do tester. Se mesmo assim a resistência fôr inferior a 250 ohms, deve existir um curto-circuito ou fuga de algum componente entre a linha de alimentação e a massa. Na maioria dos casos trata-se de condensadores eletroliticos ou transistores defeituosos, os quais devem ser localizados. Às vêzes a baixa resistência é causada por "ácido" das pilhas entre contatos.

Ligando o rádio: Se tôdas as verificações até aqui não indicaram falha nenhuma podemos colocar as pilhas no rádio e ligar o mesmo com todo volume aberto. Para proceder ao exame do rádio de uma maneira mais objetiva, devido à grande diversificação dos defeitos, elaboramos o quadro da figura 1, com a finalidade de proporcionar uma visão mais ampla e facilitar a localização do defeito. Para uma orientação adequada, publicamos também um circuito comum, similar ao da grande maioria dos rádios portáteis à pilha (figura 2).

Depois de haver ligado o rádio, verifica-se a tensão da alimentação no circuito impresso e, ao mesmo tempo, coloca-se a mão nas pilhas, para ter certeza absoluta de que não existe um curto-circuito, o qual aqueceria e descarregaria as pilhas.

Alertamos aqui, que certos curto-circuitos sòmente acontecem com a tensão da alimentação ligada. Às vêzes, no lugar do curto-circuito produz-se uma certa oxidação, a qual apresenta no teste com o ôhmetro uma resistência alta, mas ao ligar-se a tensão perfura-se a camada oxidada, dando origem ao curto-circuito. Geralmente êste acontecimento é acompanhado por estalos e ocorre principalmente em condensadores cerâmicos de baixa isolação. Às vêzes durante alguns minutos, o rádio funciona normalmente entrando depois em curto-circuito e, ao desligá-lo por algumas horas, a cena se repete.

Êstes defeitos e os curto-circuitos em geral podem ser localizados com um voltímetro, cortando-se as ligações, uma após a outra, na linha da alimentação do circuito impresso, até que a tensão volte ao normal. No ponto no qual ao se cortar uma ligação a tensão se normaliza, está localizado o curto-circuito e neste setor os componentes devem ser analisados.

Depois da troca do causador do defeito, tôdas as ligações cortadas devem ser restauradas com pedacinhos de fios e solda. Experimente, também em todos os rádios, depois de alguns minutos de funcionamento, colocar os dedos sôbre os dois transistores de saída, os quais estão geralmente localizados entre os transformadores "driver" e

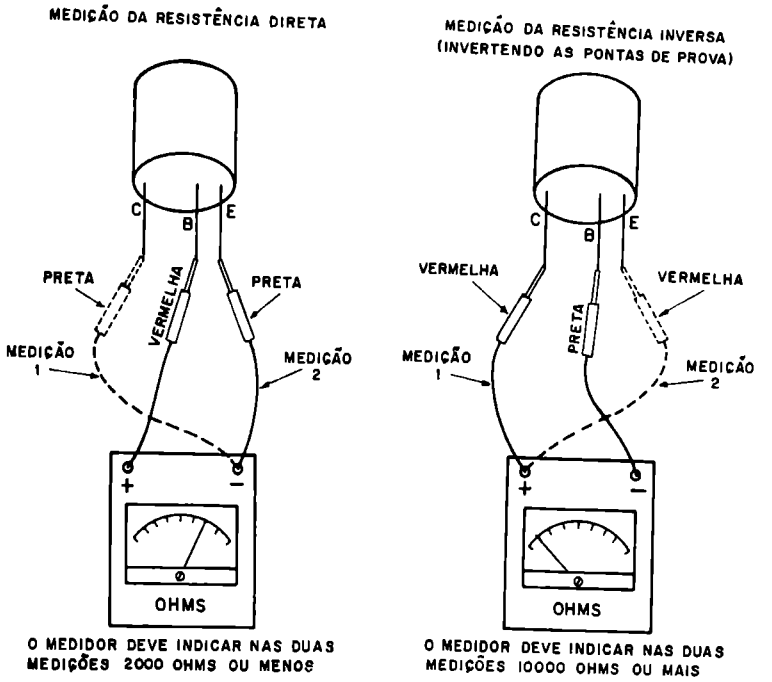


Figura 3

Teste dos transistores pela medição da resistência direta e inversa. A diferença mínima, para um transistor bom, entre a resistência direta e inversa deve ser 100 vêzes.

saída. Se você notar um aquecimento, desligue ràpidamente o rádio e examine os resistores de polarização do estágio de potência e seus transistores. Êsses dois transistores formam um par casado e se um dêles apresentar defeito, os dois devem ser trocados por um nôvo par, pois se o par não fôr casado, haverá distorção (distorção por diferenças de beta).

Se depois de ter ligado o rádio, tudo parecer normal, injetamos o sinal do injetor de sinais no ponto entre a etapa de radiofreqüência e a etapa de audiofreqüência, ou seja, no contrôle de volume. Necessitamos de um injetor de sinais porque a velha técnica empregada nos rádios à válvula, de colocar o dedo no contrôle de volume, devido à baixa impedância dos circuitos transistorizados, não funciona mais. Êste teste localiza em 50% o defeito e nos diz se êle está no setor de áudio ou de radiofreqüência. Em seguida, injetamos o sinal na base e no coletor de cada transistor do setor considerado defeituoso. Normalmente, quando injetamos o sinal na base de um transistor, o sinal no alto-falante é mais alto do que quando injetamos o sinal no coletor dêsse mesmo transistor. Se, porém, ao injetarmos o sinal na base a reprodução no alto-falante fôr fraca ou nula, é indício de que êsse é o estágio defeituoso.

No estágio defeituoso, verificamos as tensões do transistor e depois, com o rádio desligado, examinamos com o ôhmetro os componentes. Aquêles que possuem um gerador de sinais podem efetuar uma recalibração do rádio. Se notarmos que uma das bobinas de FI não atua corretamente, pode ser que o condensador de sintonia dêste circuito esteja oxidado e não permita o ajuste, embora tôdas as tensões sejam normais. Também um componente associado ao circuito ressonante, exercendo uma carga muito forte sôbre êste, pode provocar uma sintonia "larga" e indefinida.

Os defeitos no circuito oscilador são às vêzes difíceis de serem resolvidos. Nestes casos pode-se injetar o sinal do gerador de sinais na base ou no emissor do transistor conversor (êsse sinal deverá ser sem modulação). Variando-se a freqüência entre 1 e 2 MHz, se o defeito estiver no oscilador, deve-se poder sintonizar estações em ondas médias, pois, neste caso o gerador de sinais substitui o circuito defeituoso do oscilador. Se êste teste comprovar que o problema se origina no circuito oscilador examinamos os componentes dêsse circuito até localizarmos aquêle que está defeituoso.

Se o defeito não estiver no circuito oscilador deveremos então examinar o circuito de entrada. Seguindo as indicações da figura 1, ponto por ponto, o defeito será localizado na grande maioria dos casos, mas existem também aquêles "ossos do ofício", nos quais mesmo os técnicos mais experientes "apanham". Temos certeza, porém, que o sistema que apresentamos indicará o caminho inicial para o principiante, para que possa começar a sua carreira na prática de consertos de rádios transistorizados.

Ω

OSCILADORES PARA OFV

(2ª PARTE)

Emílio Alves Velho *

Prosseguindo nossa série de estudos relativos aos osciladores de RF empregados nos O.F.V, vamos tratar agora do circuito **Colpits**, cujas variantes são as mais usadas na construção de O.F.V.

Na figura 1, temos uma de suas configurações iniciais, e com o que já aprendemos até aqui, podemos apontar o seu maior inconveniente: a saída só pode ser tomada dos pontos X e Y, "pesando" sôbre o circuito oscilante. Tal como no circuito **Hartley** original, o conjunto Cg + Rg, só pode ser ligado dessa forma, e, portanto, Rg "pesa" com um têrço do seu valor real.

A divisão de fase é feita por dois condensadores, Ca e Cb, que podem ser iguais, constituídos pelas duas seções de um tandem duplo. Se

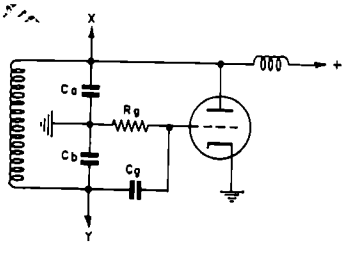


Figura 1

Oscilador Colpits original.

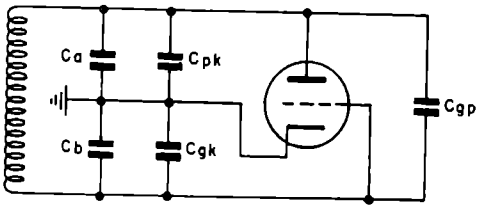


Figura 2

Colpits desmembrado.

redesenharmos o circuito de uma forma endereçada ao raciocínio, deixando de lado os problemas de alimentação e polarização, teremos o diagrama da figura 2. Nela podemos ver, que as três capacitâncias parasitas da válvula, estão diluídas, por ficarem em paralelo com os condensadores do circuito sintonizados; essas capacitâncias são: Cgh, entre grade e catodo; Cph, entre placa e catodo, e Cgp entre grade e placa.

O aquecimento da válvula, ou a mudança da corrente em seus eletrodos, produz uma variação dessas capacitâncias parasitas, alterando a freqüência de trabalho de qualquer oscilador. Entretanto, no **Colpits,** por estarem tôdas em paralelo com os grandes condensadores do divisor de fase, a sua variação passa a ser uma percentagem ínfima do total, disfarçando os seus efeitos maléficos.

Existe uma versão relativamente moderna do oscilador **Colpits,** incluindo diversos aperfeiçoamentos, e que permite obter grande estabilidade de freqüência. Trata-se do oscilador **Clapp,** com saída por acoplamento eletrônico, mostrado na figura 3.

Nesse circuito, a oscilação básica se desenvolve em um triodo virtual, formado pelo catodo, G1 e G2 de um pentodo; na placa que é o complemento do pentodo real, o sinal gerado e amplificado é recolhido por meio de um circuito ressonante sintonizado na segunda harmônica da freqüência básica. Observando bem a figura 3, verificamos dois fatos interessantes:

1 — Os condensadores do divisor de fase, Ca e Cb, formam um conjunto em série, o qual, no entanto, está em paralelo com o circuito sintonizado, ou melhor dizendo,

* Chefe do Laboratório de Eletrônica da Sofunge S. P.

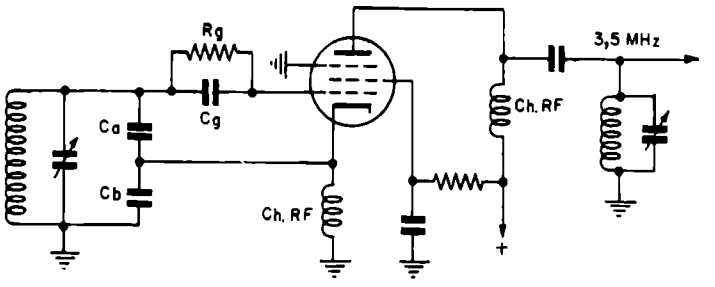


Figura 3

Oscilador Clapp

passa a fazer parte do mesmo. Se dermos a ambos um valor de 500 μF, já contamos com 250 pF iniciais para a ressonância, e isso deve ser levado em conta em função da freqüência de trabalho da oscilação básica. Na prática, nem sempre os dois são iguais, pois dependendo da válvula escolhida e do nível de saída desejado, Cb, poderá ter o dôbro ou o triplo da capacitância de Ca, o que aumenta o valor do conjunto série.

2 — Visto que a bobina do circuito oscilante retorna ao chassi, produzindo um fechamento de corrente contínua, o conjunto Cg + Rg, pode ser aplicado da forma que "pesa" menos sôbre o circuito, tal como na figura 3, onde Rg aparece com metade do seu valor real.

Uma das regras básicas para assegurar alta estabilidade de freqüência, diz que a válvula osciladora deve ficar o mais afastada possível do circuito ressonante, sob o ponto de vista elétrico, o que nos leva a uma outra versão do **Colpits**, conhecido como **Clapp-Gouriet.**

Nessa versão, os elementos do circuito ressonante, estão em série entre si e com os condensadores do divisor de fase, e sôbre êstes é aplicada a válvula, tal como na figura 4; nesse circuito, a melhor posição para Rg, é sôbre os condensadores, do divisor de fase, onde "pesa" menos. Essa configuração, à qual se atribui maior estabilidade, é mais difícil de "acertar" e apresenta dois inconvenientes ponderáveis:

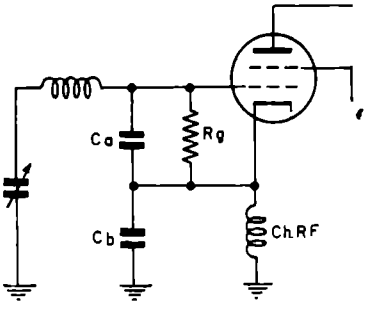


Figura 4

Oscilador Clapp-Gouriet.

1 — A "vitalidade" de oscilação é menor para uma mesma válvula, pois os elementos do circuito ressonante e o divisor de fase, formam um divisor de tensão, e sòmente uma parte é aplicada sôbre a válvula .

2 — Quando se gira o condensador de sintonia, varia a proporção dessa divisão, e, portanto, o nível de oscilação varia através da faixa.

A fim de contornar êsse problema, coloca-se uma capacitância fixa em paralelo com o condensador de sintonia, aumenta-se o valor dêste, e reduz-se a indutância da bobina. Quanto mais se caminha nessa direção mais se reduzem os problemas do **Clapp-Gouriet,** porém cada vez nos aproximamos mais do **Clapp** normal !

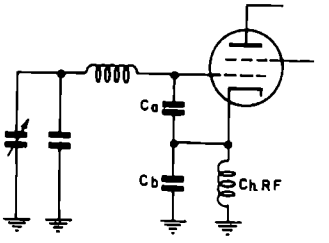


Figura 5

Oscilador Gouriet estabilizado.

Leia e Assine Revista Monitor de Rádio e Televisão

A revista de eletrônica de maior circulação no Brasil.

CURSO BÁSICO DE ELETRÔNICA

24.3.1 — O oscilador Hartley

O oscilador Hartley é um dos mais simples, e sua configuração não difere muito do circuito das figuras 24.4 e 24.5. Na figura 24.6 aparece o oscilador Hartley básico.

Como se observa, os enrolamentos L_g e L_p não são independentes, mas fazem parte de um enrolamento único sintonizado pelo condensador C. Além disso, o enrolamento L_p não está do lado da placa, mas no lado do cátodo, o que significa nenhuma diferença essencial, pois na placa até o cátodo há continuidade, através da fonte de alimentação +B.

Você não deve pensar que a bateria representada no esquema seja a única maneira de se suprir a tensão de placa para a válvula osciladora. Em lugar da bateria, poder-se-ia empregar uma tensão de CC adequada, como a fornecida por um retificador qualquer.

No circuito da figura 24.6, o enrolamento L_p está em série com a bateria, no circuito placa da válvula.

É possível usar um tipo de ligação em paralelo, em que a alimentação se faz por um caminho independente dos enrolamentos L_p e L_g, como se mostra na figura 24.7. O indutor ou choque de radiofreqüência (CRF) impede que as oscilações produzidas passem para a linha de alimentação +B. Para essa finalidade, é suficiente, na maioria dos casos, usar um indutor de 1 a 2,5 milihenrys.

A reatância indutiva apresentada por tal indutor é bastante grande para bloquear a passagem das oscilações de RF do oscilador para a fonte de alimentação. O restante do circuito não difere muito do oscilador básico: o enrolamento L_p está entre placa e cátodo e o enrolamento L_g, entre grade e cátodo; o condensador C ressona com o enrolamento todo, isto é, com $L_g + L_p$.

O condensador C_a constitui uma passagem fácil para as oscilações de RF, mas bloqueia a passagem de CC procedente da linha da alimentação +B; o condensador C_g e o resistor R_g operam de maneira descrita na seção anterior.

Além dos circuitos apresentados na figura 24.6 e 24.7, há muitas outras variantes do oscilador Hartley empregadas na técnica do rádio. Você aprenderá a reconhecer algumas dessas variantes no estudo dos conversores e osciladores locais dos receptores superheterodinos.

24.3.2 — O oscilador Colpitts

A característica principal do oscilador Hartley, descrito no parágrafo anterior, é a divisão da bobina osciladora em duas porções designadas como L_p e L_g.

No oscilador Colpitts, cujo circuito básico é apresentado na figura 24.8, o enrolamento é único, fazendo-se a substituição do condensador C por dois condensadores em série C_p e C_g.

Essa é a única diferença entre os circuitos da figura 24.7 e 24.8, como você pode fàcilmente constatar.

O caminho da realimentação positiva da placa para a grade do oscilador Colpitts se faz através dos condensadores C_p e C_g. Nessas condições, o reacoplamento é capacitivo, e não in-

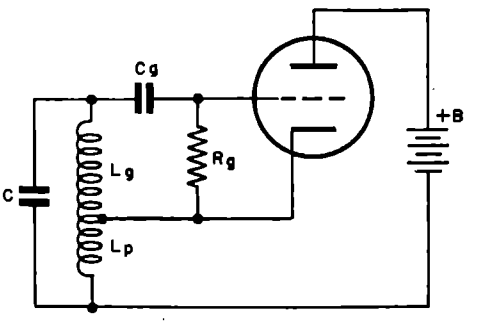


Figura 24:6

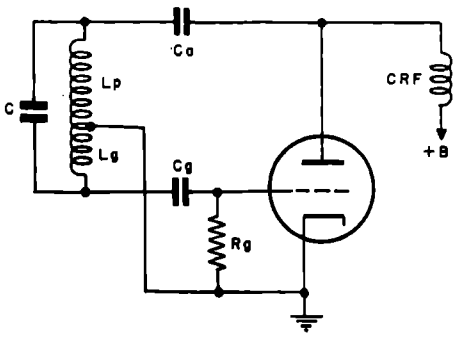


Figura 24:7

dutivo, como nos tipos de osciladores estudados nas seções anteriores. O reacoplamento capacitivo é muito empregado, aliás, em várias modalidades de circuitos osciladores.

24.3.3 — O oscilador TPTG

Outro tipo de circuito que utiliza acoplamento capacitivo na realimentação da placa para a grade é o oscilador TPTG, mostrado na figura 24.9.

Como se pode verificar imediatamente, há dois circuitos ressonantes, um em placa e outro em grade (as iniciais TPTG são do inglês "tuned plate — tuned grid", que significa: placa sintonizada-grade sintonizada).

O reacoplamento se faz no interior da válvula, através da capacitância intereletródica C_{pg} existente entre as placas e a grade de contrôle (ver seção 18.1, 18ª lição).

Para que, o oscilador TPTG funcione, o circuito L_p e C_p da placa deve ressonar numa freqüência ligeiramente inferior à freqüência de ressonância L_G C_G de grade. A freqüência das oscilações será igual à freqüência de ressonância daquêle, dentre os dois circuitos considerados, que tiver o Q mais alto.

A finalidade do choque CRF é impedir que as oscilações de RF passem para a linha de alimentação +B. O condensador C_b escoa para a massa as oscilações remanescentes no ponto inferior do circuito sintonizado L_p C_p, completando, dessa maneira, o desacoplamento da fonte +B proporcionado pelo indutor CRF.

24.4 — Características gerais dos osciladores

O sinal de RF gerado em um oscilador serve para uma determinada finalidade. Assim, no caso de um transmissor de rádio, êsse sinal será amplificado em alguns estágios, será modulado em amplitude ou freqüência, e será finalmente, irradiado pela antena. No caso de um receptor super-heterodino, que é o que mais nos interessa no momento, o sinal gerado do oscilador irá para o conversor, onde produzirá um batimento com o sinal captado pela antena. Dêsse batimento, como se recorda do estudo procedido na 13ª lição, obtém-se a freqüência intermediária.

Dentre os vários requisitos que os osciladores devem satisfazer, são de primeira importância para o seu rendimento (ou eficiência), a forma de onda do sinal e a estabilidade de sua freqüência.

A questão do rendimento e da forma de onda está relacionada com o fator de mérito Q do circuito ressonante do oscilador. Quanto mais alto o Q dêsse circuito, melhor será a forma de onda do sinal, isto é, menor será a distorção, mas o rendimento será mais baixo.

Os circuitos ressonantes de baixo Q proporcionam melhor eficiência, mas a forma de onda do sinal será mais distorcida.

Deve-se escolher, na prática, um valor de Q que não seja bastante alto para prejudicar o rendimento, nem bastante baixo para prejudicar a forma de onda.

Quando o oscilador opera em condições de carga, a potência do sinal por êle gerado é transferida para o estágio seguinte (o conversor de um receptor ou um amplificador de RF de um transmissor).

Essa carga representa, do ponto de vista do circuito ressonante, uma resistência de utilização do sinal, a qual vai pesar consideràvelmente no valor do Q do circuito. Assim, por exemplo, quando nenhuma energia é retirada do oscilador para ser aproveitado no estágio seguinte, o Q do circuito ressonante é geralmente elevado, da ordem de 50, 80, 100 e até mais. Acoplando-se o oscilador ao circuito onde se vai aproveitar o sinal de RF nêle gerado, o Q

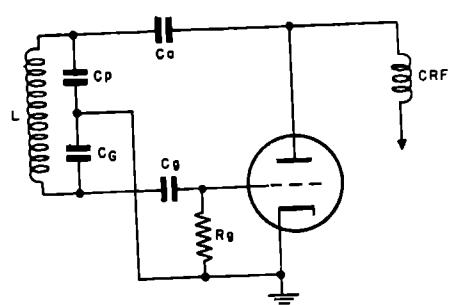


Figura 24:8

do circuito ressonante cai apreciàvelmente. Quanto maior fôr a transferência do sinal, tanto mais o Q se reduz.

O Q do circuito ressonante carregado é, geralmente, da ordem de 10 a 20. Dentro dêstes valores do fator de mérito se consegue apreciável rendimento do oscilador, com uma forma de onda bastante aceitável.

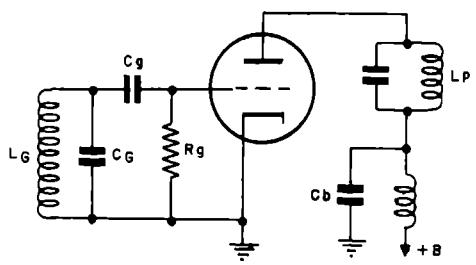


Figura 24:9

São muitos os fatôres que influem na estabilidade da freqüência de um oscilador. Um dêles, por exemplo, é a tensão de alimentação de placa (e grade auxiliar) da válvula osciladora. Por êsse motivo, quando se exige uma grande estabilidade das oscilações, a fonte de alimentação deve ter a sua tensão estabilizada por meio de um processo adequado.

O consumo da potência do sinal de RF, isto é, a carga do oscilador, também pode pesar na estabilidade de sua freqüência. Além disso, êsse consumo tem de ser limitado por outra consideração: retirando-se do oscilador uma quantidade excessiva de energia de RF por êle produzida, as oscilações se tornam difíceis e o circuito pode parar de oscilar.

Na prática, quando se requer uma potência de RF maior do que o oscilador pode fornecer sem prejuízo da facilidade de suas oscilações ou da estabilidade de sua freqüência, empregam-se amplificadores para elevar o nível de potência até o valor desejado.

Êsse não é, evidentemente, o caso dos receptores super-heterodinos, pois o sinal produzido pelo oscilador local pode ser de nível extremamente baixo, de modo que o oscilador opera quase como que se estivesse descarregado, o que é vantajoso tanto para a forma de onda como para a estabilidade da freqüência das oscilações.

Além da tensão de placa e de carga, há outros fatôres, como a temperatura, que podem influir na estabilidade dos osciladores.

24.5 — **Osciladores a cristal**

Na seção 19.3 da 19ª lição, houve oportunidade a que nos referíssemos ao efeito piezoelétrico, que se observa em certos corpos cristalinos.

O cristal de quartzo é um dêsses corpos, e suas propriedades piezoelétricas são largamente aproveitadas na técnica dos osciladores de RF.

Na figura 24.10.a se mostra um cristal de quartzo em forma de prisma hexagonal (seis faces) e uma das maneiras como uma lâmina delgada pode ser retirada para a utilização numa aplicação piezoelétrica. O eixo X se denomina **eixo elétrico,** sendo ao longo dêle que se manifesta mais intensamente o fenômeno piezoelétrico. O eixo Y se chama **eixo mecânico** e o eixo Z, **eixo óptico.**

Há várias maneiras segundo as quais se pode cortar o cristal. Quando o corte se faz de modo que as faces da lâmina sejam perpendiculares ao eixo elétrico, como na figura 24.9, diz-se que o cristal é de corte X.

Se as faces da lâmina fôssem perpendiculares ao eixo mecânico, dir-se-ia que o cristal é de corte Y.

Além dêstes cortes, há o corte denominado XY, os cortes AT, BT, CT, etc...

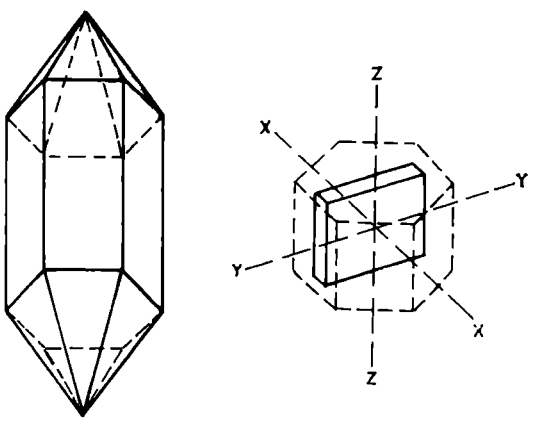


Figura 24:10 (a)

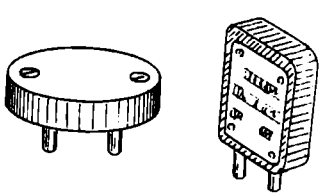


Figura 24:10 (b)

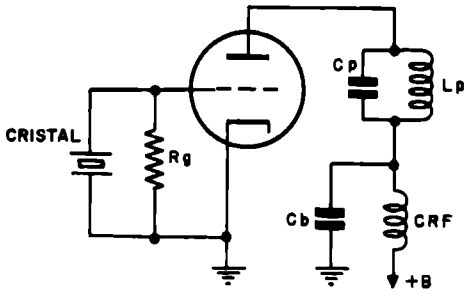


Figura 24:11

Para ser empregado em um oscilador ou em outra aplicação dessa natureza, é necessário ligar a cada face da lâmina do cristal um condutor adequado. Para isso, o cristal é montado entre duas placas metálicas, ou as suas faces são metalizadas por um processo de deposição de prata ou de ouro.

O cristal é então colocado em um receptáculo de forma quadrada ou retangular (alguns cristais são montados em receptáculos redondos) de material isolante, provido de pinos para encaixe do cristal em seu suporte (figura 24.10.b).

Do ponto de vista elétrico, o cristal se comporta como um circuito ressonante de Q muito elevado, da ordem de vários milhares. Daí a forma muito aguçada de sua curva de seletividade.

Na figura 24.11 se mostra um circuito simples de oscilador a cristal. Você reconhecerá fàcilmente nesse circuito a configuração do oscilador TPTG, sendo que o circuito ressonante de grade L_G C_G (ver figura 24.9) foi substituído pelo cristal.

Tal como se afirmou no parágrafo 24.3.3, a realimentação positiva do sinal da placa para a grade da válvula osciladora se faz através da capacitância intereletródica C_{pg}. O valor dessa capacitância é relativamente elevado, no caso das válvulas tríodo, o que pode proporcionar em certas circunstâncias, um excesso de realimentação.

As válvulas pentodo possuem baixa capacitância intereletródica C_{pg}, e são preferidas em muitas aplicações, apresentando, outrossim, a vantagem de proporcionar maior ganho ou fator de amplificação.

O oscilador TPTG a cristal da figura 24.12 não difere do anterior senão pelo circuito de grade auxiliar. A fim de assegurar a melhor estabilidade de tensão de grade auxiliar, esta é alimentada por meio do divisor de tensão constituído por R1 e R2. O condensador C_s efetua o desacoplamento da grade auxiliar.

Todos os transmissores e receptores que devem operar em condições de severa estabilidade de freqüência, possuem osciladores a cristal.

O fator de maior importância que afeta o desempenho dos osciladores a cristal é a variação de temperatura.

Um cristal comum tem sua freqüência de ressonância alterada de um a dois hertz por megahertz, para cada grau centígrado de variação de temperatura. Assim, por exemplo, um cristal de 1 MHz sofre uma variação de 20 Hz em sua freqüência, quando a temperatura varia de 15° C para 35° C.

Para evitar êsse desvio indesejável de valor de freqüência para o qual o cristal foi cortado, os transmissores de radiodifusão e os equipamentos de precisão têm seus cristais encerrados numa câmara termostática, cujo interior é mantido a uma temperatura pràticamente constante, não variando mais do que meio grau acima ou abaixo do valor da temperatura especificada.

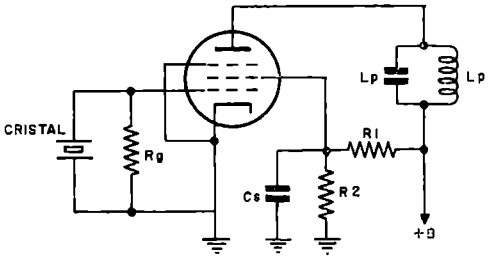


Figura 24:12

QUESTIONARIO DA 24ª LIÇÃO

1 — Para haver oscilações, a realimentação do sinal no oscilador deve ser positiva ou negativa?

2 — O resistor R_g combinado com o condensador C_g, no circuito da figura 24.4, serve para fazer a grade positiva ou negativa, em relação ao cátodo?

3 — No oscilador Hartley, a realimentação se faz por processo indutivo ou capacitivo?

4 — O caminho de realimentação positiva de placa para a grade, no oscilador Colpitts, se faz indutiva ou capacitivamente?

5 — O reacoplamento do sinal do oscilador TPTG se faz no interior ou no exterior da válvula?

6 — Qual freqüência de ressonância deve ser mais baixa, no oscilador TPTG: a do circuito ressonante de grade ou de placa?

7 — Se o Q de um circuito ressonante fôr muito alto, o seu rendimento ou eficiência será maior ou menor do que se o Q fôsse baixo?

8 — Como se chama o eixo X de um cristal de quartzo, ao longo do qual se manifesta mais intensamente o efeito piezoelétrico?

9 — O Q de um cristal de quartzo é muito alto ou muito baixo?

10 — A variação da temperatura afeta a estabilidade de freqüência de um oscilador a cristal?

25ª LIÇÃO

O coração de um receptor super-heterodino é o seu estágio conversor ou misturador de freqüências.

A técnica da conversão de freqüência foi, depois da introdução da válvula eletrônica, o maior progresso estabelecido na história da rádio-recepção.

Todos os receptores modernos, à exceção de um número insignificante de tipos especiais, são super-heterodinos. Incluem-se, nesse número, não sòmente os receptores comuns de AM, com válvulas ou transistores, como também os receptores de VHF e UHF, os receptores de TV e os receptores de vários outros tipos de equipamentos, como por exemplo, os receptores de radar.

Daí, portanto, a razão de ser pràticamente universal a importância da técnica da conversão de freqüência no campo do rádio, da televisão e da eletrônica. Você conhecerá, na presente lição, os fundamentos dessa técnica e os circuitos mais comumente utilizados nos receptores de AM.

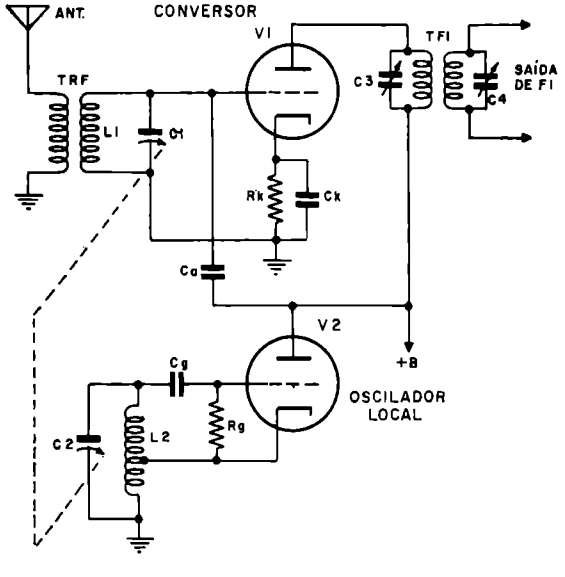


Figura 25:1

25.1 — Vantagem da conversão de freqüência

Como você se recorda do estudo procedido na 13ª lição, a finalidade do estágio conversor é transformar o sinal modulado de RF, de uma freqüência qualquer situada na faixa sintonizada, num sinal de freqüência fixa, denominada freqüência intermediária, que conserva a mesma forma de modulação que o sinal original.

A principal vantagem que se consegue com o emprêgo de uma freqüência fixa é a de se conseguir uma excelente uniformidade na amplificação dos sinais de RF de faixa ou das faixas que o aparelho pode receber. O amplificador de FI é projetado para essa freqüência, nela operando com o melhor desempenho possível, ao contrário dos antigos receptores que amplificam o sinal em estágios sucessivos de RF. Além da desuniformidade do ganho no começo, no meio e no fim da faixa ou das faixas de freqüências cobertas pelo receptor, havia ainda o inconveniente de instabilidade dos circuitos, com o risco do aparecimento de oscilações espúrias, cuja neutralização era problemática.

A função do conversor é proceder o batimento da freqüência do sinal captado pela antena com a freqüência do oscilador local, produzindo, dessa maneira, a freqüência intermediária, cujo valor é, geralmente, a diferença entre ambas as freqüências acima assinaladas.

A freqüência intermediária é produzida no conversor com um certo ganho ou amplificação, denominado ganho de conversão.

O ganho de conversão é menor do que o ganho que seria obtido num estágio amplificador de RF, de modo que, após a conversão, o sinal é amplificado no estágio de FI;

25.2 — Circuitos conversores simples

A maneira mais simples e direta de se compreender o funcionamento do conversor e do oscilador local, é nos circuitos que empregam válvulas separadas para essas funções.

Na figura 25.1 se mostra um circuito dessa natureza, na qual a válvula V1 desempenha a função de conversora, e a válvula V2 a do oscilador local. Para que se possa fixar a atenção, da melhor maneira possível, nos pontos essenciais do circuito, ambas as válvulas foram representadas como sendo simples triodos.

É claro que V1 e V2 poderiam, eventualmente, ser de outro tipo, particularmente do tipo pentodo.

A válvula V1 opera como um amplificador de RF, com a diferença principal que há dois sinais presentes na sua grade de contrôle: o pri-

meiro é procedente da antena e ali chega por meio do transformador de radiofreqüência TRF (bobina de antena).

No secundário dêsse transformador (enrolamento L1), o sinal é sintonizado pelo condensador variável C1. O segundo sinal presente na grade V1 vem do oscilador local, através do condensador de acoplamento c_a.

Quando os sinais (o de RF e o do oscilador local) são aplicados na mesma grade da válvula conversora ou misturadora, diz-se que se faz uma **mistura aditiva.** Quando existem grades separadas para o sinal de RF e do oscilador local, em válvulas especialmente construídas para a conversão de freqüência, diz-se que a misturadora é **multiplicativa.**

O oscilador local do circuito da figura 25.1 é um oscilador Hartley, igual ao da figura 24.6 da lição passada, com a única diferença de que a bateria de alimentação de placa foi substituída pela linha +B, tal como ocorre na maioria dos receptores. O indutor L2, que ressoa com o condensador C2, é designado na prática como **bobina osciladora.** Os condensadores variáveis C1 e C2 constituem, na realidade, as duas seções de um variável duplo montado em "tandem", tal como se viu na 10ª lição (seção 10.3.5).

O sinal de FI resultante da conversão aparece na saída do conversor, no secundário do transformador de freqüência intermediária. O estudo dêsse componente será procedido na próxima lição.

Uma variante do circuito acima estudado é a que se apresenta no diagrama da figura 25.2, na qual o oscilador é um circuito Hartley igual ao anterior, com a diferença de que a bobina osciladora possui um enrolamento adicional L3.

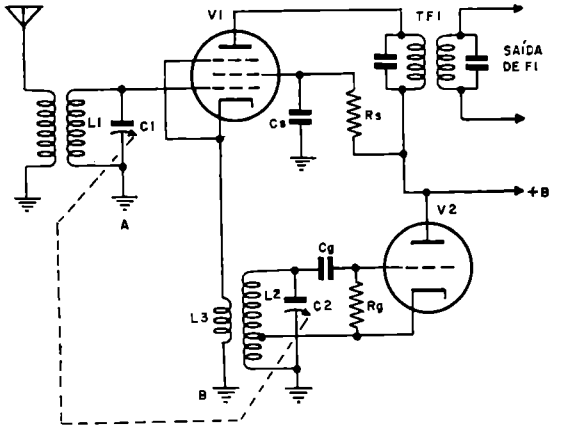


Figura 25:2

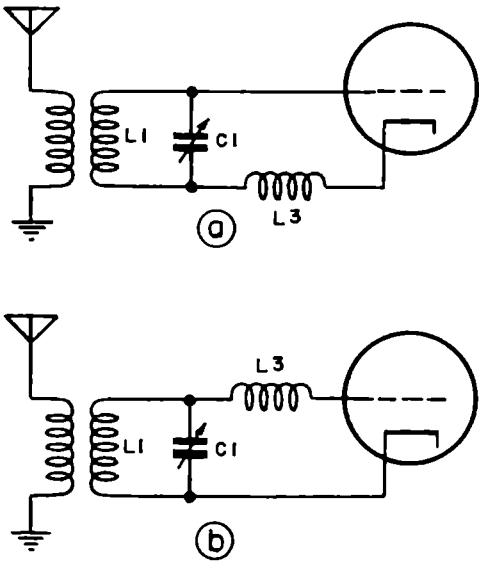


Figura 25:3

Êsse enrolamento funciona como se fôsse o secundário de um transformador, cujo primário é constituído pelo enrolamento L2. O sinal do oscilador local, é dessa maneira, acoplado indutivamente ao catodo do oscilador, o que produz o mesmo efeito que se o sinal fôsse acoplado em grade.

Na realidade, e para que se possa interpretar melhor êsse fato, convém notar que o enrolamento L3 faz parte do circuito externo que vai da grade para o catodo. Retirando-se da massa as ligações assinaladas nos pontos A e B, pode-se representar o circuito grade-catodo da maneira indicada na figura 25.3 (a), onde L3 aparece em série com o circuito ressonante L1-C1. Se L3 está em série com êsse circuito, tanto faz que êle esteja do lado do catodo como do lado da grade, como se representa na figura 25.3 (b).

Os efeitos devido à presença do sinal do oscilador local no enrolamento L3 serão os mesmos nas três configurações mostradas pelas figuras 25.2, 25.3 (a) a 25.3 (b).

Quando se faz referência à transferência do sinal do oscilador local para o conversor, costuma-se falar em "injeção" do sinal. Assim, no caso da figura 25.1, a injeção se faz por meio do condensador C_a; no circuito da figura 25.2, a injeção se procede indutivamente, por meio do enrolamento L3 da bobina osciladora.

(Continua na próximo número)

BOBINAS DE DEFLEXÃO

Louis Facen

Nos tubos de raios catódicos eletrostáticos, o desvio do feixe eletrônico é feito através de campos elétricos, obtidos pela aplicação de tensões nas placas defletoras no interior do tubo. Nos cinescópios que trabalham com deflexão magnética o desvio do feixe é realizado por meio de campos magnéticos. Êstes campos são obtidos pela circulação de correntes em bobinas colocadas externamente em tôrno do pescoço do tubo, cujo campo magnético atravessa o vidro e atua sôbre o feixe.

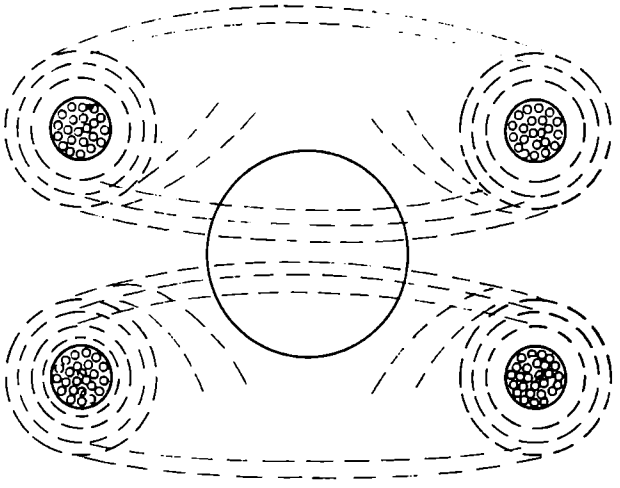


Figura 2

Campo formado por duas bobinas planas através do tubo.

Neste tipo de deflexão é necessário um amplificador de corrente com uma certa potência e uma forma de onda especial, ao contrário do desvio eletrostático, que emprega amplificadores de tensão, com potências mínimas e uma forma de onda do tipo dente-de-serra comum. O sistema com bobinas defletoras, pode ser comparado com um amplificador de audiofreqüência que através do transformador de saída, fornece a potência para o alto-falante e desviando magnèticamente a bobina móvel e o cone. Nos sistemas de deflexão acontece a mesma coisa. A adaptação das impedâncias é feita pelos transformadores de saída vertical e horizontal ("fly-back") para as bobinas defletoras, que desviam magnèticamente o feixe eletrônico do cinescópio.

Os resultados obtidos pelos tubos magnéticos dependem em grande parte do tipo e da construção das bobinas de deflexão (Yoke) e da forma de onda da corrente gerada no oscilador-amplificador de deflexão. As bobinas defletoras são na sua maioria feitas à base de ensaios experimentais nos laboratórios especializados, pois é extremamente difícil calcular-se exatamente os resultados que se podem obter na prática com um determinado jôgo de bobinas.

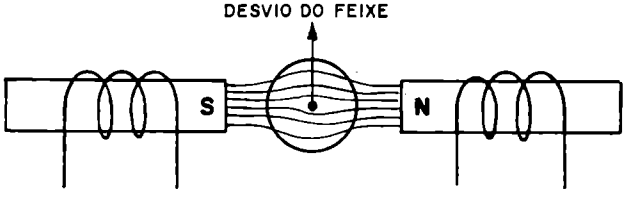


Figura 1

Desvio do feixe eletrônico num campo magnético.

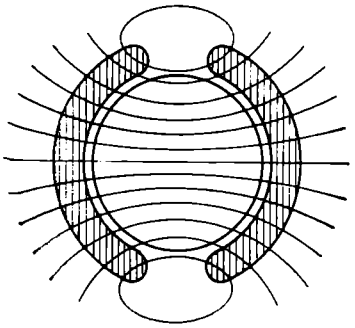


Figura 3

Com bobinas curvadas o campo é mais concentrado no tubo.

Com o aumento do ângulo de deflexão, atualmente em 114 graus, a geometria da imagem e a focalização uniforme sôbre a tela inteira, que depende de uma boa unidade de deflexão, são cada vez mais difíceis de se conseguir. Quando um feixe de elétrons passa através de um campo magnético, a sua trajetória é modificada e êle se desvia numa direção, a qual forma um ângulo reto com a direção do campo magnético e segue uma trajetória curva dentro do campo. Uma vez passado através do campo magnético, o feixe de elétrons segue um caminho que forma um certo ângulo com a trajetória inicial. Êsse ângulo de desvio depende da velocidade dos elétrons no feixe e da intensidade do campo magnético.

O desvio é diretamente proporcional ao fluxo no campo magnético das bobinas defletoras e inversamente proporcional à tensão aplicada no ultor (último anodo do tubo). Se todos os elétrons têm a mesma velocidade e o campo magnético é perfeitamente uniforme, o feixe se curva dentro do campo em forma de um arco e a sua seção não sofre deformação. Quando o campo não é uniforme, o feixe sofre um desvio irregular e uma determinada dispersão, assim sendo, o ponto luminoso no anteparo do cinescópio, ao invés de ter forma circular, aparece deformado.

Por essa razão, a maior preocupação dos técnicos é obter campos magnéticos de deflexão o mais uniforme possível, o que é realmente uma tarefa difícil. O feixe de elétrons, provenientes do catodo do tubo, passa primeiramente através de elementos de contrôle e de uma lente eletrostática, onde não existe campo magnético nenhum. Depois disto, êle entra no campo magnético do yoke e logo ao ultrapassá-lo, entra novamente numa região que compreende a trajetória entre o yoke e a tela, onde o campo magnético é zero.

Tanto ao entrar, como ao sair do campo magnético, o feixe se vê obrigado a passar por zonas irregulares do campo magnético, porque na prática não é possível formar-se um campo magnético que termine de forma abrupta. Sempre existem as zonas de transição, nas quais o campo decresce gradualmente e, portanto, não é uniforme. Tendo êstes fatos em mente, que campos magnéticos completamente uniformes são impossíveis, o desvio do feixe também não pode ser absolutamente sem distorção.

O objetivo dos projetistas, portanto, é conseguir um tipo adequado de bobinas defletoras, nas quais a distorção seja tão pequena que se torne pràticamente imperceptível. O sistema mais simples seria constituído por duas bobinas colocadas em lados opostos no pescoço do cinescópio, como mostra a figura 2. Um corte das bobinas mostra o campo magnético formado pela corrente através destas bobinas. Podemos verificar que são poucas as linhas magnéticas que cruzam o pescoço do cinescópio e o campo é muito mais intenso ao redor das bobinas, onde êle representa sòmente energia perdida, resultando isto numa eficiência muito baixa. Desta maneira é óbvio que o formato de um yoke não pode ser o da figura 2, o qual seria muito conveniente por não necessitar de máquinas especiais de enrolamento.

Para melhor rendimento, tornou-se necessário curvar as bobinas em tôrno do pescoço do tubo e, como se pode

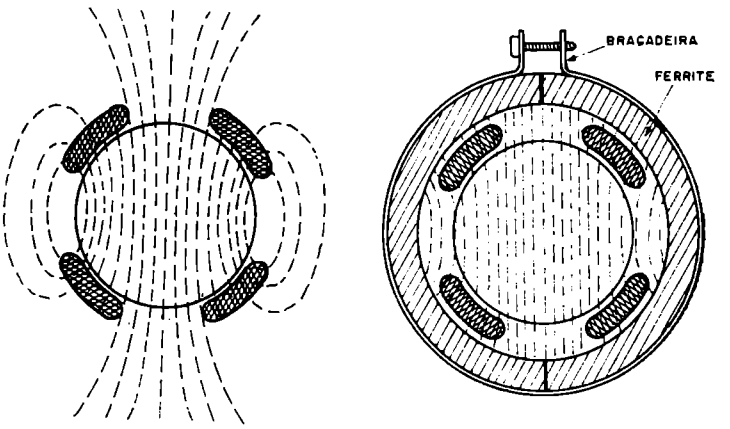


Figura 4

Campo externo com e sem núcleo de ferrite.

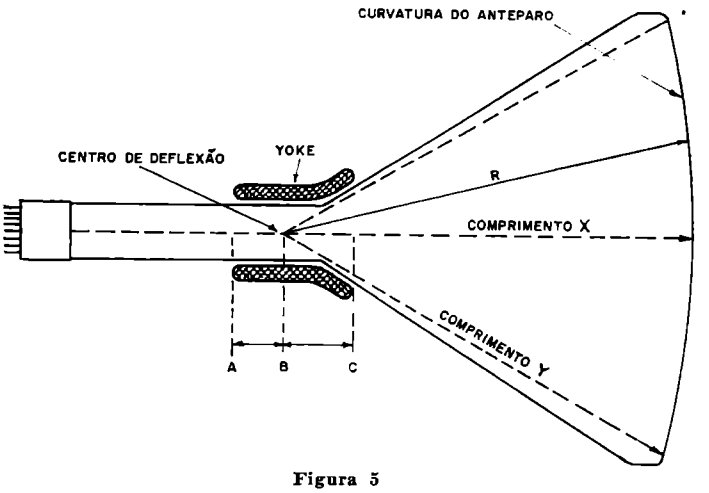


Figura 5

Ângulo e geometria da deflexão.

verificar pela figura 3, a concentração das linhas magnéticas através do tubo ficou muito maior. O formato destas bobinas é oval ou retangular, a fim de se obter melhores resultados. Também o agrupamento de quatro destas bobinas, (duas verticais e duas horizontais) para formar a unidade completa da deflexão, resultou bastante menor.

A uniformidade do campo magnético pode ser ajustada ao variar o espaço existente entre os lados adjacentes de um par de bobinas. Com a finalidade de aumentar ainda mais a eficiência, coloca-se anéis de ferrite em volta do yoke, os quais são isolados das bobinas por meio de uma fôlha de papel isolante ou fibra. O anel, para facilitar a sua colocação, geralmente é fabricado em duas partes e depois prêso com uma braçadeira sôbre as bobinas. Pràticamente tôdas as linhas externas se concentram dentro do ferro e o campo externo torna-se assim, inexistente, aumentando-se, com isso, o fluxo interno.

A figura 4 ilustra êste tipo de arranjo. Os dois campos produzidos pelas quatro bobinas constitui pràticamente um só campo, que forma um determinado ângulo entre os planos horizontais e verticais. Êsse ângulo depende da intensidade relativa de cada campo. Geralmente o campo assim constituído é chamado campo composto. O feixe de elétrons, quando penetra no campo magnético tem aproximadamente 3 mm de diâmetro, assim a linearidade do campo entre os pontos A e B da figura 5 sòmente é necessária na parte central, sôbre aproximadamente 3 mm até o centro de deflexão, ao contrário do campo entre B e C, que deve apresentar uma uniformidade sôbre uma dimensão muito maior, para evitar a distorção por astigmatismo, o qual se manifesta na prática principalmente por falta de foco nos dois lados do quadro. Geralmente a curvatura do anteparo é muito mais plana que o raio R, assim às vêzes se produz artificialmente uma pequena distorção no campo magnético para corrigir a situação. Num campo uniforme o ângulo do desvio é pràticamente proporcional à intensidade do campo. Desta maneira, para obter um desvio linear numa tela quase plana, é necessário um campo graduado, que é mais forte no centro, do que dos lados. É evidente, que esta falta de uniformidade do campo sòmente pode ser empregada dentro de estreitos limites, caso contrário, seria inevitável a desfocalização do quadro.

Tendo em vista todos êstes fatôres adota-se geralmente um compromisso entre a curvatura do anteparo e a distorção artificial do campo magnético, com a finalidade de se obter um rastro retangular na tela. O yoke, de certa forma, serve sòmente para o cinescópio para o qual êle foi projetado, assim, outros cinescópios com curvaturas de anteparo diferentes não proporcionariam resultados satisfatórios com o mesmo yoke, porém a distorção resultante na prática não é grave e muitas vêzes um tubo diferente pode proporcionar imagens aceitáveis.

Presentemente usa-se quase exclusivamente o enrolamento cosenoidal para as bobinas defletoras. A figura 6 mostra êste tipo de enrolamento, que é capaz de produzir um campo muito uniforme. O diâmetro no ponto X deveria

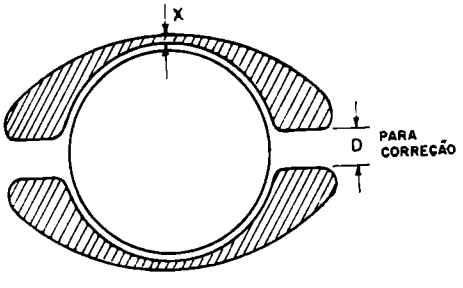


Figura 6

Enrolamento do tipo cosenoidal do yoke.

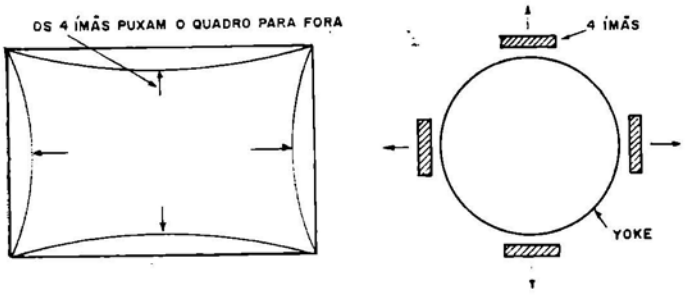


Figura 7

O efeito do travesseiro e sua correção.

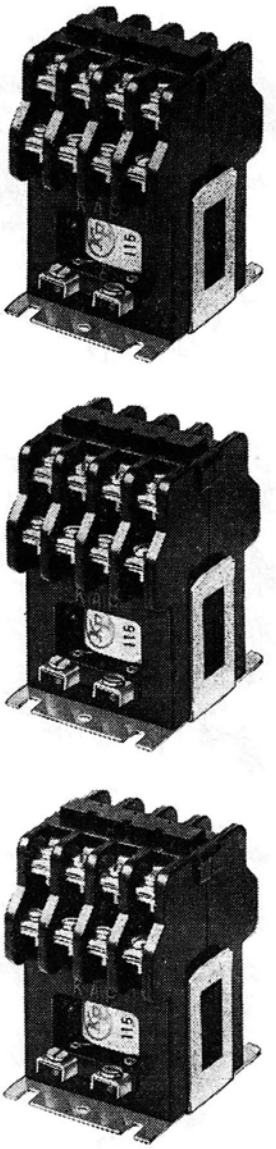
ser zero, para os melhores resultados, mas na prática êle não pode ser inferior à espessura do fio. Os dois pares de bobinas do conjunto de deflexão, podem ser ligados tanto em série como em paralelo, conforme o projeto, usando-se na maioria dos casos a ligação série. A ligação depende da indutância das bobinas e da relação do transformador de saída para proporcionar uma adaptação correta das impedâncias. Para satisfazer a constante de tempo durante o retraço horizontal de 10 microsegundos, a indutância na prática deve ser inferior a 30 milihenrys.

Nos ângulos maiores de deflexão manifesta-se uma distorção particular, chamada distorção de travesseiro, que é ilustrada na figura 7. Com 4 ímãs permanentes, esta distorção pode ser corrigida. Em alguns casos, êstes ímãs já vêm fixados no próprio yoke e em outros êles são seguros por braçadeiras, as quais podem ser entortadas mais para dentro e para fora, conforme a correção necessária no quadro. Pelo aumento do ângulo de deflexão, que vem se notando com o passar dos anos, as dificuldades são cada vez maiores em se conseguir um sistema de deflexão perfeita. Muitos laboratórios já estão trabalhando no desenvolvimento de tubos planos, utilizando outros sistemas. Mas até êsses projetos se tornarem realidade, os projetistas de yokes terão que continuar a "quebrar a cabeça". Ω



Desejamos a todos os nossos leitores, anunciantes e colaboradores, Feliz Natal e Próspero Ano Nôvo

REVISTA MONITOR DE RADIO E TELEVISÃO



NOVO CONTATOR

APARELHAGENS ELETROMECÂNICAS "KAP." LTDA.

Rua Madre de Deus, 546

Fones: 93-9332 — 92-2063

Cx. P. 4395 - S. P. - Brasil

PROJETO DE CIRCUITOS DE ÁUDIO COM PARES COMPLEMENTARES DE SILÍCIO

(2ª parte)

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

Capítulo II

A VERDADEIRA CONFIGURAÇÃO COMPLEMENTAR

A maioria dos circuitos de saída dos amplificadores de áudio, comumente usados hoje em dia, é constituída por uma conexão série de dois transistores de mesma polaridade (quase-complementar) ou de polaridade oposta (complementar) através da fonte de alimentação. A carga é ligada no ponto médio, diretamente no caso de operação dividida, ou através de um capacitor no caso de fonte de alimentação simples.

A simetria complementar nos proporciona os melhores circuitos, tanto no que diz respeito à estabilidade como à simplicidade. Além disso, podemos empregar pares complementares, tanto de germânio como de silício, nos estágios de saída de baixa potência. Entretanto, devido à falta de dispositivos de alta potência e de polaridade oposta (falta de unidades PNP para silício e NPN para germânio) a potência dos pares complementares simétricos foi limitada, até recentemente, a poucos watts.

A introdução de uma vasta gama de dispositivos PNP de silício, de alta potência, nos permite agora o projeto de amplificadores complementares com potência de até 100 watts.

A verdadeira configuração complementar está representada na figura 12. Como se vê, foram utilizadas algumas conexões diferentes; mas, em qualquer caso, a impedância entre o emissor e base para ambos os transistores é baixa, indicando um fator de estabilidade de baixo valor. Se forem utilizados diodos para estabilização pode-se conseguir uma corrente quiescente razoàvelmente constante em função da tensão de alimentação e da temperatura.. O parâmetro responsável pela estabilidade estática é então a corrente I_{CBO}, supondo-se um casamento perfeito para as demais características.

As configurações b e c da figura 12 são normalmente empregadas em circuitos onde o baixo custo seja um fator importante. A distorção por transição no circuito c deve ser eliminada pela realimentação negativa sendo necessário, portanto, um maior ganho total.

Uma desvantagem que poderia ser apontada com relação à configuração complementar, é a necessidade de se usar um estágio excitador funcionando em classe A. A dissipação dêste estágio pode ser elevada no caso de amplificadores de alta potência. Entretanto, esta dificuldade

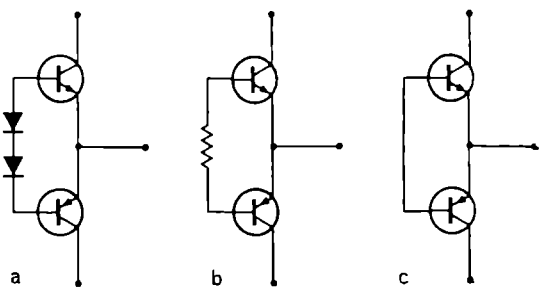


Figura 12

Estágio de saída complementar básico:
a — com diodos de polarização
b — com resistor de polarização
c — sem polarização

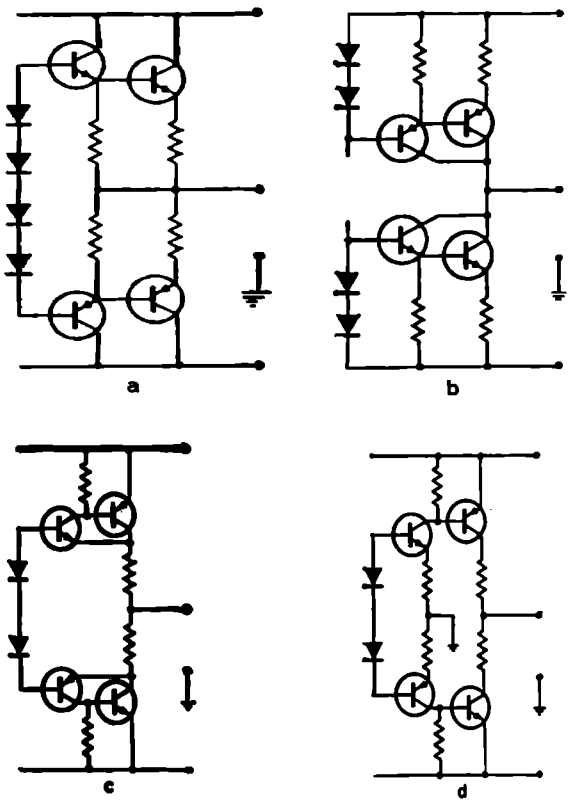


Figura 13

Configurações básicas complementares Darlington.

poderá ser fàcilmente superada com o uso de alguma espécie de conexão Darlington.

A figura 13 ilustra quatro circuitos possíveis, para amplificadores de alta potência, utilizando dispositivos complementares no excitador e na saída.

O circuito da figura 13-a apresenta uma solução direta para o problema e funciona na prática. Entretanto, êle apresenta alguns problemas com relação à polarização. A tensão base-emissor, no limiar de condução, é bastante diferente entre os dispositivos de saída e os excitadores. As necessárias tensões de polarização (a soma dos $V_{BE's}$ do excitador e da saída) não casam bem com as características intrínsecas de condução dos diodos de polarização. Torna-se necessário, portanto, algum meio de ajuste, o qual tende a desequilibrar o rastreio da polarização e a compensação necessária pelo emprêgo do diodo.

A figura 13-b apresenta um circuito interessante, mas os problemas práticos com relação à polarização são similares àqueles apresentados pelo circuito da figura 13-a. Além disso, os diodos de polarização derivam o sinal excitador para a massa e carregam sèriamente a fonte.

A figura 13-c apresenta uma conexão complementar em cascata que funciona como um seguidor de emissor. Êste arranjo básico proporciona algumas vantagens como a do bom casamento das características de condução dos diodos. Temos também a estabilidade e a linearidade do seguidor de emissor e, além disso, a polarização está totalmente compensada pelos diodos.

A figura 13-d oferece uma combinação adicional na qual temos a vantagem da polarização total por diodo aliada ao ganho de potência de dois estágios de emissor comum em cascata. Entretanto, a estabilidade térmica desta conexão é mais precária que a dos demais circuitos uma vez que não há realimentação de corrente de polarização.

Assim sendo, o circuito mais interessante é o da figura 13-c, o qual apresenta uma configuração linear estável e não requer ajuste de polarização.

A figura 14 nos mostra a melhoria obtida com o circuito dotado de diodo de polarização.

As curvas indicam a variação da corrente quiescente do transistor de potência para uma variação na tensão de alimentação de ± 10% num amplificador experimental de 50 watts. As comparações foram feitas entre o circuito simétrico quase-complementar da figura 15 e o circuito totalmente complementar da figura 13-c. Pode-se verificar fàcilmente que êste último circuito é menos sensível às variações da tensão de alimentação.

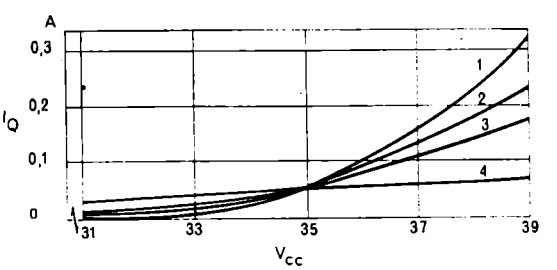


Figura 14

Sensibilidade da corrente quiescente de polarização, nos transistores de potência de saída, às variações da tensão de alimentação para a conexão simétrica quase-complementar e para conexão complementar total do amplificador experimental de 50 W (figura 13-c). Polarização inicialmente ajustada para 50 mA sob $V_{cc} = \pm 35$ V.

curva 1 — Conexão quase-complementar, sòmente resistiva — Polarização:

curva 2 — Conexão quase-complementar, resistor + 1 diodo — Polarização:

curva 3 — Conexão quase-complementar, resistor + 2 diodos — Polarização:

curva 4 — Conexão quase-complementar, 2 diodos sòmente. — Polarização:

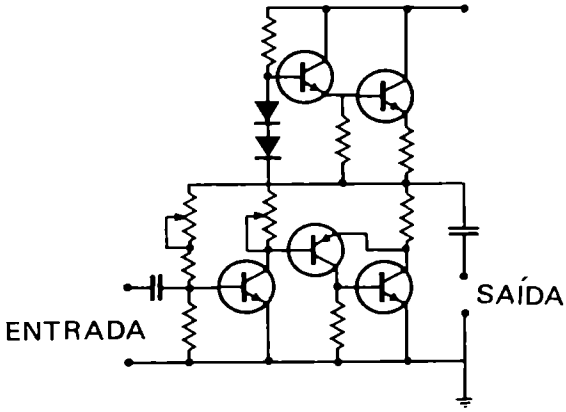


Figura 15
Circuito básico simétrico quase-complementar.

Também no tocante à variação em função da temperatura ambiente podemos constatar que ainda a configuração complementar é a mais favorável.

Os diodos usados no amplificador da figura 13-c devem ser casados no que diz respeito às suas características de condução em relação à transcondutância (V_{BE} versus I_c) dos dispositivos excitadores no estado quiescente.

O espalhamento está, bàsicamente, dentro de $\pm$ 5%. A tolerância resultante na corrente quiescente para os dispositivos de potência é bastante pequena tornando desnecessário o ajuste de polarização.

Capítulo III

Descrição do circuito

A — O estágio de saída

Neste capítulo iremos considerar dois diferentes tipos de configuração de saída: um dêles utilizando transistores complementares simples, para saída de baixa potência, e o outro utilizando compostos complementares para alta potência (figura 16-a e b).

A escolha entre ambas as configurações é determinada preliminarmente pela dissipação do excitador, o qual é inversamente proporcional ao ganho total de corrente dos dispositivos de saída e diretamente proporcional à potência de saída. A dissipação do excitador deve ser tal que a eficiência global do amplificador não seja sacrificada.

a — Distorção

A figura 17 mostra as curvas de transferência (corrente de coletor I_c versus tensão de entrada V_{IN}) para as configurações emissor comum, base comum e coletor comum.

Para grandes excursões o circuito de emissor comum apresenta uma linearidade pobre. A configuração base comum só é linear com corrente de excitação. O coletor comum, ou circuito seguidor de emissor, não apresenta linearidade com corrente de excitação. Entretanto, com tensão de excitação, êle é bastante linear.

Para os amplificadores aqui descritos, sòmente a configuração de seguidor de emissor, com tensão de excitação, é que deverá ser usada devido ao seu melhor desempenho em têrmos de linearidade.

Para o circuito composto (veja figura 13-c), que efetivamente funciona como um seguidor de emissor, o excitador deverá possuir alta impedância e funcionar com uma fonte de tensão devido ao alto ganho de corrente do circuito composto.

b — Descasamento

O descasamento entre as unidades de um par ocasiona distorção. Entretanto, poderemos reduzir bastante a distorção utilizando o circuito seguidor de emissor.

Em altos níveis de saída, V_{OUT} é muito maior que V_{BE} e pràticamente igual à V_{IN} (veja figura 17-c) para ambos os dispositivos complementares. Não é necessário o casamento para correntes elevadas.

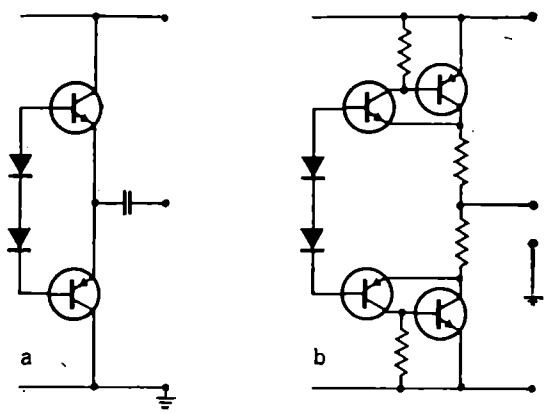
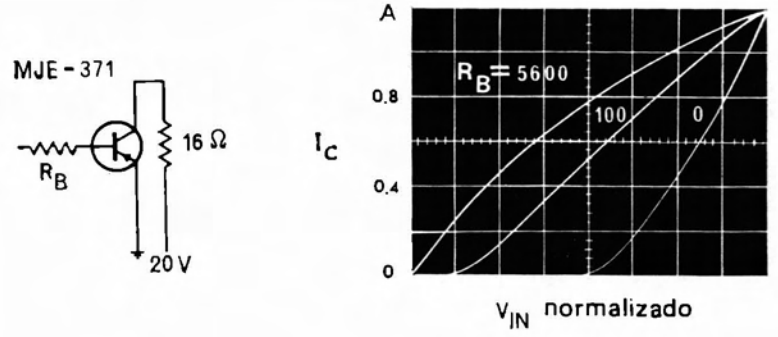
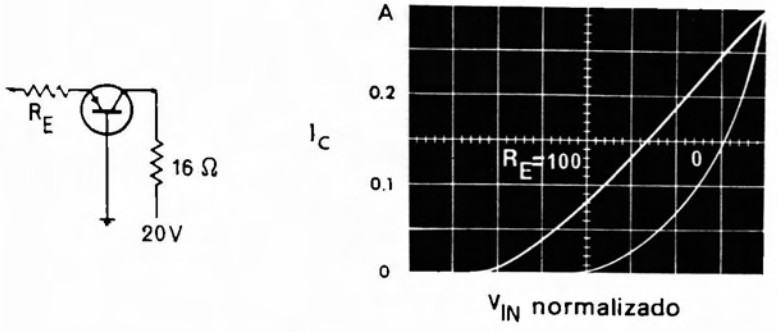


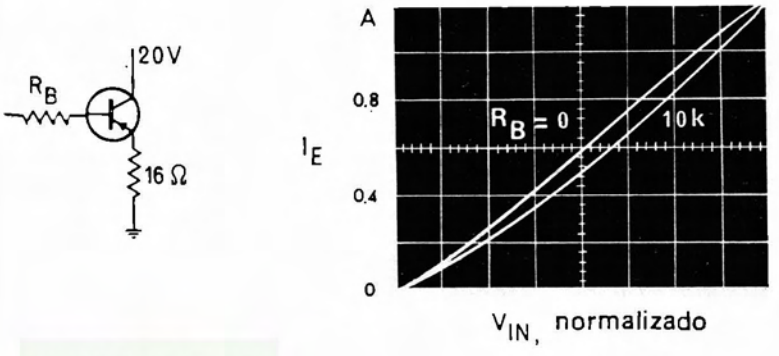
Figura 16
Configurações básicas de circuito de saída.
a — simples.
b — composto.



a. emissor comum



b. base comum



c — Coletor comum

Figura 17

Linearidade de três configurações básicas.

a — emissor comum
b — base comum
c — coletor comum.

Em baixos níveis, a operação com pouca distorção é assegurada pelo auto-ajuste da corrente de polarização. O dispositivo que possuir o menor ganho de corrente receberá automàticamente maior corrente CC de base e terá maior V_{BE}. Assim, os dispositivos complementares são ajustados em diferentes pontos de operação dependendo de seus ganhos de corrente. Nesses pontos suas curvas de transferência I_C versus V_{BE} apresentarão aproximadamente a mesma configuração.

Além disso, a realimentação negativa (da ordem de 45 db para o amplificador de 60 W) reduz grandemente a distorção harmônica total.

c — Máxima excursão de saída

A máxima excursão de saída é ligeiramente menor que a tensão total de alimentação. Com o par complementar simples da figura 18 a situação será a seguinte:

A máxima excursão de saída é igual a

$$V_{CC} - (V_{CE_1} + V_{BE_2}) - (V_{CE_3} + I_{omax} \cdot R_E)$$

e a tensão no ponto médio

$$V_M = \frac{V_{CC} - (V_{CE_1} + V_{BE_2}) + V_{CE_3} + I_{omax} \cdot R_E}{2}$$

Para o amplificador de 10 W (veja capítulo V, parágrafo B-2) a excursão total de saída será:

$$41 - (0{,}5 + 0{,}7) - (1 + 1{,}12) = 37{,}7\ V$$

que corresponde a uma potência típica de 11 W.

A tensão no ponto médio terá um valor de:

$$V_M = \frac{41 - (0{,}5 + 0{,}7) + 1 + 1{,}12}{2} = 20{,}8\ V$$

Como pode ser visto na figura 18, haverá suficiente excitação para o transistor NPN uma vez que sua base está ligada à V_{cc} através do excitador. A corrente de base do transistor PNP, entretanto, é limitada por R_D. O valor de R_D será determinado em função do mínimo ganho de corrente de Q_3. Além disso, para aumentar a excitação de base de Q_3 o retôrno de R_D é feito ao terminal vivo da carga.

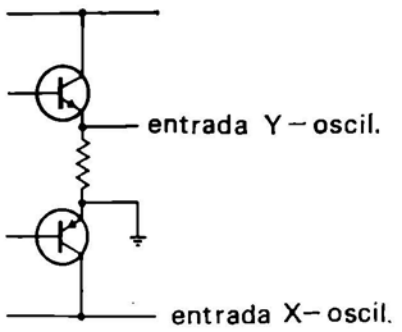


Figura 19

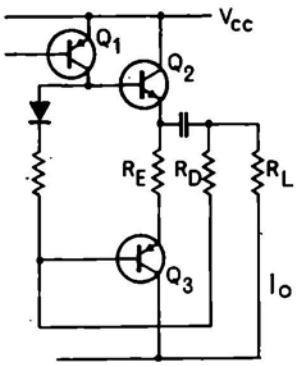
Circuito de teste de reta de carga.

Quando o transistor excitador é do tipo NPN e está ligado entre Q_3 e a massa, R_D é então determinado pelo mínimo ganho de corrente de Q_2.

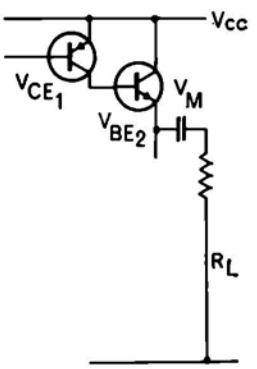
A máxima excursão, para o circuito em configuração composta, é determinada de maneira similar a que acabamos de descrever.

d — **Dispositivos de saída como função da potência de saída e da carga.**

Elaboramos a Tabela I com a finalidade de facilitar a seleção dos dispositivos de saída como

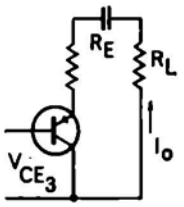


a. amplificadores de 1-10 W



b. máxima excursão positiva V+

$$V_+ = \frac{V_{CC}}{2} - V_{CE_1} - V_{BE_2}$$



c. máxima excursão negativa V–

$$V_- = \frac{V_{CC}}{2} - V_{CE_3} - I_{o\text{-}max} \cdot R$$

Figura 18

Máxima excursão de saída.

TABELA I

PARES DE SAÍDA COMPLEMENTAR PARA AMPLIFICADORES DE ÁUDIO

	Carga de 4 Ω				Carga de 8 Ω				Carga de 16 Ω			
P_0 W	V_{pk} V	I_{pk} A	V_{cc} Ap. V	Par recomendado	V_{pk} V	I_{pk} A	V_{cc} Ap. V	Par recomendado	V_{pk} V	I_{pk} A	V_{cc} Ap. V	Par recomendado
1	2,8	0,7	7,5	MPS-6560 MPS-6562	4	0,5	9	MPS-6560 MPS-6562	5,6	0,35	14	MPS-6561 MPS-6563
2	4,0	1,0	9	MPS-U01 MPS-U51	5,7	0,7	14	MPS-6560 MPS-6562	8	0,5	18	MPS-6560 MPS-6562
3	4,9	1,24	15	MPS-U01 MPS-U51	6,9	0,87	18	MPS-U01 MPS-U51	9,4	0,6	22	MPS-U01 MPS-U51
5	6,3	1,6	18	MJE-105 MPS-U01 MJE-205 MPS-U51	8,9	1,12	22	MPS-U01 MPS-U51	12,6	0,79	30	MPS-U01 MPS-U51
10	8,9	2,24	22	MJE-105 MJE-205	12,6	1,6	30	MJE-105 MJE-371 MJE-205 MJE-521	17,8	1,12	41	MJE-371 MJE-521
20	12,6	3,16	35	MJE-2801 MJE-2901	17,9	2,23	45	MJE-105 MJE-205	25,2	1,6	60	MJE-2801 MJE-2901
35	16,7	4,2	42	MJ-2841 MJ-2941	23,7	2,95	54	MJE-2801 MJE-2901	33,4	2,1	75	MJ-2841 MJ-2941
60	21,9	5,5	54	MJ-802 MJ-2841 MJ-4502 MJ-2941	31	3,87	72	MJ-2841 MJ-2941	43,8	2,75	100	MJ-802 MJ-4502
100	28,3	7,1	68	MJ-802 MJ-4502	40	5	90	MJ-802 MJ-4502	56,5	3,55	120	2N5633

P_0 = Potência de saída
V_{pk} = Tensão de pico de saída
I_{pk} = Corrente de pico de saída
V_{cc} = Tensão total de alimentação

função da carga e da potência desejada.

Normalmente a corrente de pico (I_{pk}) indicada não deve ter um valor maior do que aquêle no qual é garantido o mínimo ganho de corrente. Se o ganho fôr muito baixo, especialmente para Q_3 da figura 18, poderá ocorrer excessiva dissipação do excitador operando em classe A.

e — Operação segura

A operação segura poderá ser examinada por meio da análise das retas de carga. Vamos examinar o amplificador de 10 W (veja capítulo V, parágrafo B-2) utilizando o circuito de teste da figura 19.

A figura 20 mostra a reta de carga quando se utiliza uma carga resistiva, enquanto que a figura 21 nos mostra o resultado com uma carga capacitiva. Uma carga indutiva, por sua vez, proporcionará resultados similares ao da carga capacitiva (figura 21). No caso de amplificadores ligados a alto-falantes, a carga se torna indutiva acima de cêrca de 1 KHz. Entretanto, devido às altas impedâncias envolvidas, não é necessário considerarmos êste caso sob o ponto de vista de operação segura.

A carga capacitiva é constituida essencialmente pelo condensador de acoplamento nas freqüências abaixo de 100 Hz, dependendo do alto-falante e do condensador.

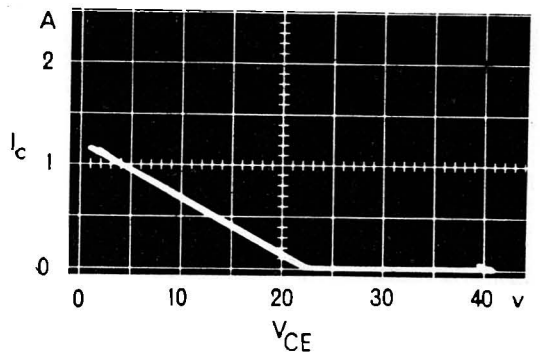


Figura 20

Reta de carga para uma carga puramente resistiva de 16 ohms a 1 KHz (V_{IN} = 1,15 V).

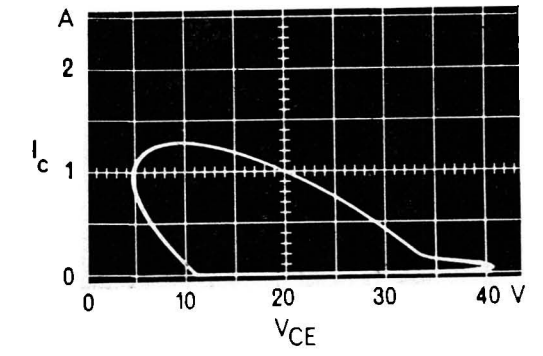


Figura 21

Reta de carga para carga capacitiva (60 Hz) com V_{IN} = 1,15 V.

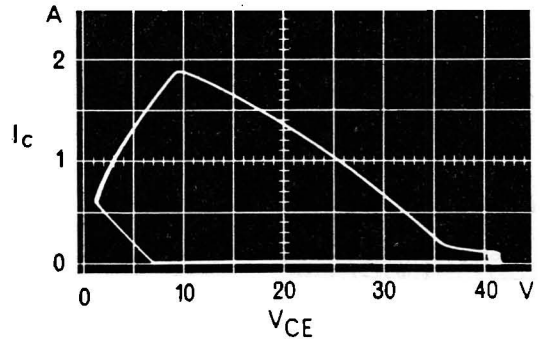


Figura 22

Reta de carga para carga capacitiva (60 Hz) com V_{IN} = 2,3 V.

Um dispositivo funcionará com segurança enquanto sua reta de carga estiver localizada dentro da respectiva área de operação segura (A.O.S.). A área a ser considerada é aquela especificada dentro de um tempo igual a um semiciclo da freqüência de teste. Por exemplo, em 1 KHz toma-se como limite a área de segurança para 0,5 ms. Para períodos longos ou para freqüências baixas, tais como Hz ou menos, a área de segurança correspondente será a área CC.

Quando a carga é um alto-falante, o pior caso ocorre nas baixas freqüências devido à redução da impedância do alto-falante e devido ao condensador de acoplamento (no caso de fonte de alimentação simples). Para simular tais condições, as figuras 21 e 22 foram obtidas a 60 Hz com uma carga de 8 ohms em série com 200 μF. A configuração das curvas depende, para cargas reativas sòmente, da tensão de entrada. As figuras 20 e 21 foram obtidas com uma tensão de entrada de 1,15 V, isto é, num ponto imediatamente anterior ao ponto de saturação. A figura 22 foi obtida com uma tensão de entrada de 2,3 V, ou seja, em condições de saturação.

(continua no próximo número)



Especialista em consertos de Gravadores e Toca-discos.
Variado sortimento de fitas, virgens e gravadas.
Gravadores de tôdas as marcas. Braços e toca-discos profissionais, agulhas e cápsulas de todos os tipos.

CASA DOS TOCA-DISCOS E GRAVADORES

R. Santa Ifigênia, 398 -- São Paulo
Fones: 221-3945 e 221-4198

OS SCR

14ª Parte

Henrique Goldberger *

Tempo de desligamento do SCR

Define-se tempo de desligamento de um SCR o período de tempo menor possível entre o instante (t3) onde a corrente de anodo direta atinge valor O e o instante (t8) onde o SCR é capaz de bloquear corrente de anodo quando a êste é reaplicada tensão positiva de anodo. A medição do tempo de desligamento é feita sob condições específicas de corrente, tensão e temperatura. Alterações nestas condições específicas modificam diretamente o tempo de desligamento do SCR. Podemos observar na figura 92 uma curva onde está representado o aumento no tempo de desligamento de um SCR típico com relação à sua temperatura de junção. Como pode-se observar claramente, o tempo de desligamento de um SCR aumenta diretamente com o aumento de temperatura em suas junções, sendo êste aumento muito mais acentuado com temperaturas elevadas.

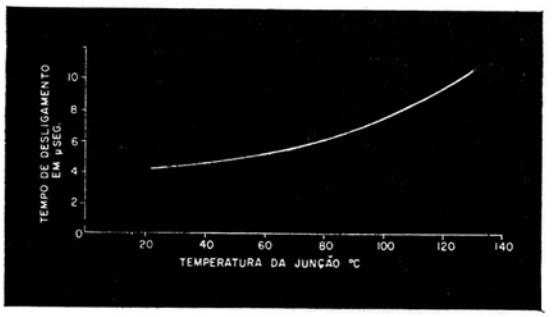


Figura 92

Aumento do campo de desligamento de um SCR típico com relação à temperatura de junção.

Na figura 93 apresentamos a curva correspondente ao aumento no tempo de desligamento de um SCR em função do valor máximo da corrente direta de anodo. Podemos observar que, ao se aumentar o valor da corrente máxima direta de anodo, o SCR possuirá um tempo de desligamento mais longo. Pode-se observar, também, na curva da figura 93, que inicialmente para valores relativamente baixos de corrente máxima direta de anodo, existem variações bastante acentuadas no tempo de desligamento do SCR. Para valores elevados de corrente máxima direta de anodo, as variações no tempo

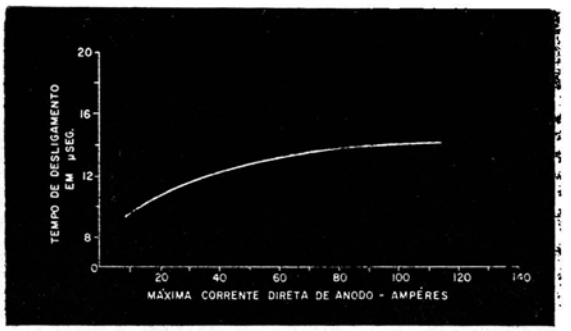


Figura 93

Aumento no tempo de desligamento de um SCR com relação à corrente direta máxima de anodo.

* Engenheiro de Planejamento da ARATEC.

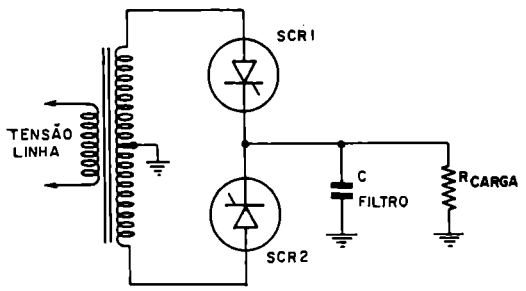


Figura 94

Emprêgo de SCR em circuito de retificação de onda completa.

de desligamento serão bem menores com respeito às variações de corrente máxima direta. Isto ocorre porque, ao se aumentar o valor da máxima corrente direta de anodo, é provocada maior avalanche através da junção do SCR, resultando em redução da resistência intrínseca da junção, ocorrendo, portanto, menores variações na temperatura da junção ao ocorrerem variações na corrente máxima direta de anodo.

Denomina-se tempo de desligamento do circuito (tc) o tempo de desligamento apresentado pelo circuito externo ao SCR. O tempo de desligamento do circuito (tc) sempre deve ser maior do que o tempo de desligamento do SCR (t desl.), porque do contrário, o SCR ligará novamente ao ser reaplicada tensão direta de anodo sem que sua comporta seja excitada. O tempo de desligamento (t desl.) de um SCR geralmente é especificado com valores típicos, porém grandes variações nestes valores típicos poderão ocorrer. Quando se projetar circuitos onde o tempo de desligamento é crítico, torna-se necessário possuir contrôle sôbre o valor máximo do tempo de desligamento do SCR.

O período de tempo em que ocorre fluxo de corrente inversa de recuperação num SCR (período de tempo t3 a t6 na figura 91 da revista anterior) é denominado "tempo de recuperação inverso". Êste é o período de tempo necessário antes do SCR poder bloquear a tensão inversa, porém não se deve confundir com o tempo de desligamento (t desl.) que vem a ser o período de tempo em cujo final o SCR poderá bloquear tensão direta de anodo que fôr reaplicada. O fenômeno de recuperação inversa é comum também em diodos de junção.

O tempo de recuperação inversa em um SCR é aproximadamente alguns microsegundos, aumentando diretamente proporcional com o aumento da corrente direta (I d).

A corrente inversa de recuperação ($I_{inv.}$ REC.) apresenta uma certa importância nas seguintes aplicações, onde o projetista deverá observar certos cuidados:

a — Quando empregamos SCR como elementos de retificação em um circuito de retificação de onda completa, a corrente inversa de recuperação (I_{inv} REC.) deverá fluir em direção direta pelo SCR complementar. (SCR complementar é o SCR ligado ao outro extremo do secundário do transformador de alta tensão, isto quer dizer, que é o SCR que entra em condução quando o primeiro tende a ir para bloqueio). Esta corrente inversa de recuperação ($I_{inv.}$ REC.) do primeiro SCR provocará um valor muito elevado na corrente de ligamento ($I_{lig.}$) do SCR complementar (do segundo SCR). Na figura 94 ilustramos um circuito retificador de onda completa empregando SCR como elementos de retificação. Neste circuito o SCR_2 é complementar ao SCR_1.

b — Quando são empregados SCR em circuitos INVERSORES, conforme o da figura 95 onde um dos SCR é desligado pela ação de ligamento do outro, a corrente de recuperação inversa ($I_{inv.}$ REC) do primeiro SCR provocará valor elevado na corrente de ligamento ($I_{lig.}$) do segundo SCR. Circuitos INVERSORES são aquêles onde se transforma uma tensão de corrente direta (ou corrente contínua) em tensão de corrente alternada (CA). Êstes circuitos serão analisados posteriormente na seção de aplicações dos SCR.

c — A interrupção da corrente inversa ($I_{inv.}$) em um SCR poderá ser repentina, produzindo tensões transientes perigosas, bem como interferências de radiofreqüência.

d — Quando empregamos dois ou mais SCR ligados em série, sendo a êles aplicada tensão inversa momentânea ou durante metade do ciclo da tensão de alimentação (CA), a distribuição

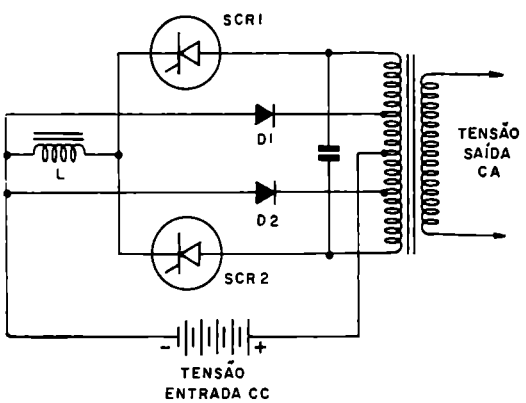


Figura 95

Circuito inversor empregando SCR.

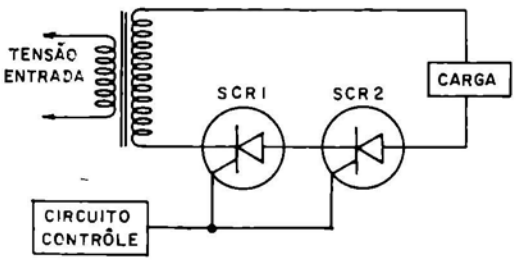


Figura 96

Emprêgo de dois SCR em série no contrôle de potência aplicada a uma carga.

de tensão inversa poderá ser sèriamente afetada pela falta de casamento nos tempos de recuperação inversa ($t_{inv.}$ REC). Na figura 96 temos um exemplo de aplicação de dois SCR em série, ligados através de tensão de corrente alternada (CA) em série com uma carga.

Métodos de desligamento dos SCR

A comporta em um SCR não possui contrôle sôbre o mesmo, uma vez que flui corrente de catodo a anodo. Portanto, para cessar o fluxo de corrente através do SCR são necessárias formas externas aplicadas ao SCR. Existem duas formas básicas para comutar um SCR ao processo de desligamento, sendo estas:

a — Interrupção de corrente

b — Comutação forçada do SCR.

Na figura 97 apresentamos uma forma de comutação do SCR pela interrupção de corrente. Neste circuito o interruptor S_1 está em série com o anodo e a resistência de carga do SCR, sendo êste aberto no instante em que se necessita comutar o SCR para o corte. O interruptor S_1 apresentado neste circuito é mecânico, sendo operado manualmente, forma esta pouco prática para aplicações industriais. Quando optamos por esta comutação do SCR para desligamento, o interruptor será constituído pelos contatores de uma chave magnética.

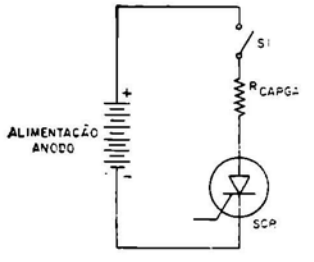
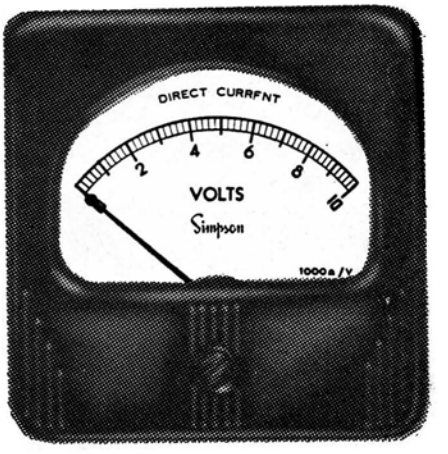


Figura 97

Circuito de comutação para desligar um SCR pela forma de interrupção de corrente do tipo em série.

BERNARDINO
E
MIGLIORATO



INSTRUMENTOS
DE PAINÉIS

Ampla linha de instrumentos de medição, para embutir, de quadro ou portátil. Todos os modelos e tamanhos, com valores de medição desejada para A.C. ou D.C.

- MILIAMPERÍMETROS
- VOLTÍMETROS
- GALVANÔMETROS
- AMPERÍMETROS
- MICROAMPERÍMETROS
- MILIAMPERÍMETROS

E OUTROS
DEZENAS DE MODELOS A SUA ESCOLHA.
Garantia e assistência técnica.
25 anos no ramo eletro-eletrônico.

FONES: VENDAS: 36-8274
CONSERTOS: 36-1250

Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda.
REPARADORES AUTORIZADOS PELA GENERAL ELECTRIC — U.S.A.

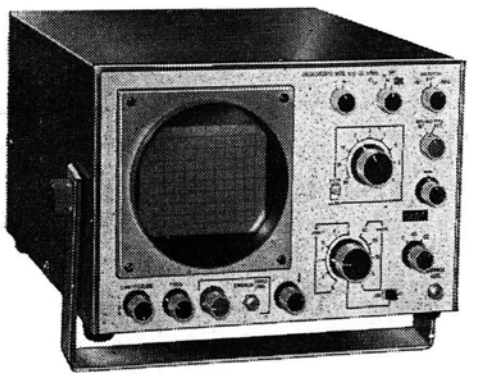
Rua Vitória, 562 -- Sobreloja -- Conjunto 12
Fone: 36-1250 -- São Paulo -- ZP-2

INSTRUMENTOS

LABØ

OSCILOSCÓPIO PORTÁTIL

MODÊLO 1310 TRANSISTORIZADO cc-10 MHz.



AMPLIFICADOR HORIZONTAL

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

AMPLIFICADOR VERTICAL

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

GERADOR DA BASE DE TEMPO

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

TELA

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

GATILHAMENTO AUTOMATICO

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

LABO Ind. de Equipamentos Eletrônicos Ltda.
R. Cachoeira, 1370 - Fone: 92-2154 - São Paulo - Brasil

Apresentamos na figura 98 um circuito de comutação para desligamento de SCR pela forma de interrupção de corrente, porém do tipo "shunt". Neste sistema o interruptor S_2 está em "shunt" (derivação) com o anodo do SCR e quando os contatos de S_2 são fechados, êstes drenarão tôda a corrente que anteriormente fluia pelo anodo do SCR, comutando-o ao corte. Neste caso também quando empregados em circuitos industriais, S_2 deverá ser constituída pelos contatores de uma chave eletromagnética. A desvantagem dos dois sistemas apresentados nas figuras 97 e 98, é que o SCR terá uma rela-

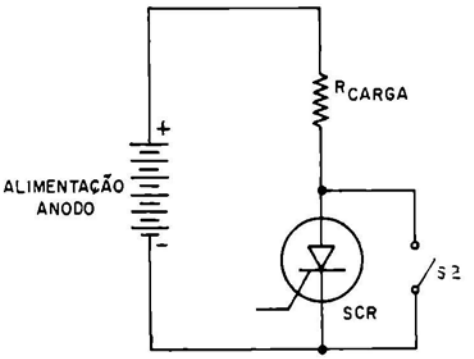


Figura 98

Circuito de comutação para desligar um SCR pela forma de interrupção de corrente de tipo "shunt".

ção muito alta de dV/dT, isto quer dizer, uma comutação muito rápida de tensão de anodo por um espaço de tempo muito curto, o que poderá exceder a dissipação máxima instantânea da junção de anodo do SCR. Outra desvantagem destas formas de comutação é a existência de valores elevados de corrente através dos contatores dos interruptores S_1 e S_2, podendo produzir a queima dos seus platinados em curto espaço de tempo.

Portanto, quanto às formas de comutação do SCR para desligamento, apresentadas nas figuras 97 e 98, deve-se empregar o sistema de comutação forçada do SCR. O principio de funcionamento da comutação forçada vem a ser a ligação de uma corrente elétrica fornecida por uma fonte separada, de forma que esta corrente produza através do SCR uma corrente inversa maior do que aquela que está fluindo na direção direta do SCR. Quando se deseja desligar um SCR com tempo de desligamento curtíssimo, devemos empregar o método de comutação forçada. No próximo artigo analisaremos as seis formas distintas de comutação forçada em SCR.

(Continua no próximo número)

O SOSSÊGO DO RADIOAMADOR UM FILTRO CONTRA INTERFERÊNCIAS

Louis Facen

Fazia pouco tempo que meu amigo Antonio havia recebido sua licença de radioamador sob o prefixo PY 2 EHU. Como todos os novatos, êle estava ansioso para entrar no ar. Procuramos com o receptor um lugar na "avenida dos 40 metros", onde não houvesse ninguém falando, o que é uma das coisas mais difíceis. Depois ligamos o transmissor e sintonizamos um fio pendurado na janela. Fizemos diversos chamados gerais sem obtermos resposta alguma. Começamos até a duvidar da invenção do Marconi.

Enquanto meu amigo fazia mais uma tentativa, eu andei com o rádio portátil na rua, para ver, até que distância poderia captar o sinal. Depois de um quarteirão, o sinal já estava muito fraco e até os radioamadores de outras cidades chegavam com maior intensidade. Quando voltei, decepcionado, o Antonio me informou que a radiofreqüência estava tôda concentrada no microfone, em vez de estar na antena. Era necessário cobrir o microfone com um lenço, ao falar, para não levar choques. Se outro radioamador o visse falando daquele jeito, com o microfone tapado, iria pensar que o Antonio estava passando um "trote". Começamos então a entender porque outros radioamadores discutiam por causa de 2 cm a mais ou a menos na antena, parecia ser mesmo um fato muito importante, embora o Jorge (PY 2 BRB) nos houvesse informado que havia obtido ótimos resultados com um varal de roupas funcionando como antena. Decidimos, então, aperfeiçoar o nosso sistema de irradiação.

A fim de fazer uma investigação preliminar, subimos no telhado do prédio para verificar a maneira mais fácil de instalar uma antena de verdade (figura 1). O PY 2 BRB, na sua última visita, nos havia dado o esquema de uma antena, tipo "bigode de gato", a qual êle elogiava muito; assim sendo, examinamos a possibilidade da instalação dessa antena. No desenho estava marcado que a antena deveria ser instalada para máxima irradiação norte-sul, mas como já havia dois canos chumba-

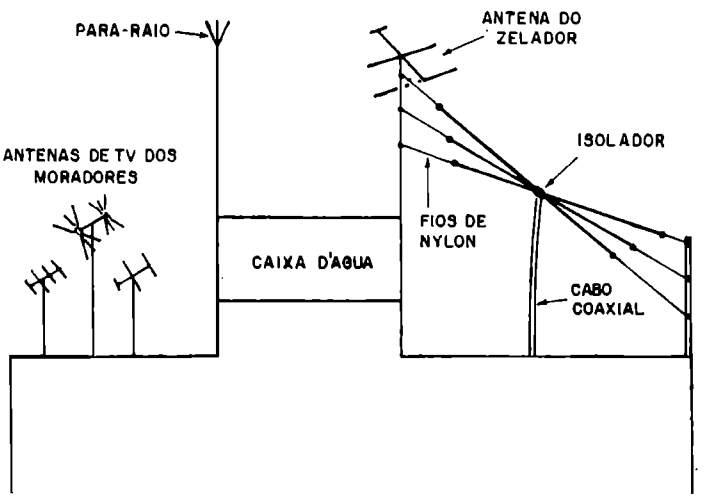


Figura 1

Posição da antena "bigode de gato" em cima do prédio.

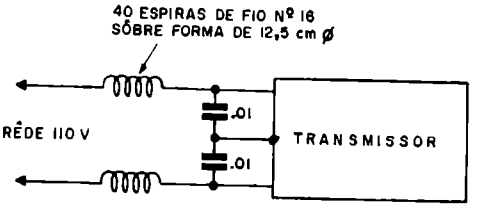


Figura 2

Filtro da rêde.

dos sôbre o prédio, a orientação da antena teria de ser aquela. Mas, um dos canos suportava a antena de televisão do zelador e, conseqüentemente, teríamos que pedir sua autorização para fazer a instalação. Após um bate-papo êle nos autorizou a usar o cano de 3/4" de suporte da sua antena de TV, como apoio para nossa antena.

Começamos então a ajuntar os materiais necessários para a construção da antena. Como fio de antena usamos um resto de fio nº 16 da instalação elétrica, isolado com capa plástica de côr verde (côr da esperança de que tudo iria funcionar bem) e fio de nylon, que em vez dos lambaris da reprêsa, ia segurar agora os fios da antena. O isolador do centro, uma relíquia da caixa de sucata, tinha servido antes durante muitos anos como espaçador de fios elétricos. Quando foi inventado o conduite, êle ficou obsoleto, mas agora estava novamente na ativa prestando grandes serviços. Outros isoladores não eram necessários, porque o próprio fio de nylon encarregar-se-ia da isolação.

Durante a manobra da descida do cabo coaxial, surgiu o primeiro imprevisto, porque um cidadão, morador do prédio, protestou veemente contra o inofensivo cabo coaxial, que passava nas proximidades de sua janela. Em benefício da paz dêsse morador, fomos obrigados a passar o cabo coaxial pelo outro lado do prédio, de maneira que o comprimento aumentou de 30 para 97 metros. Aquêles que sabem quanto custa o metro dêste cabo, compreendem perfeitamente a extensão do nosso sacrifício; mas, finalmente, a ponta do cabo chegou até o transmissor.

Resolvemos pôr a "chocolateira" novamente no ar. Para não chamar inùtilmente, telefonamos primeiro ao Jorge, pedindo a êle para ver se conseguia captar os nossos sinais, irradiados pela antena conforme seu desenho. Logo o PY 2 BRB confirmava com um S-9 mais 10 db e o Antonio ficou muito contente. Infelismente esta alegria durou muito pouco, porque o vizinho do lado se queixou de que quando o Antonio falava ao microfone, a televisão dêle "apagava". Quase ao mesmo tempo o morador de baixo confirmava uma recepção de S-9 mais 60 db tanto no telefone como na televisão e, provàvelmente, se o chuveiro falasse, também teria sido vítima da interferência.

O interessante é que dessa ocasião em diante o PY 2 EHU passou a ser o responsável por qualquer interferência nos rádios e televisores do prédio, embora não houvesse mais ligado o transmissor. A propagação das fofocas dentro do prédio era tremenda e até por potenciômetros raspando êle foi responsabilizado. Para aquêles moradores o radioamador passou a ser o inimigo público nº 1.

A esta altura, o entusiasmo do Antonio pelos QSO's já estava bastante arrefecido, mas, incentivado pelos amigos êle resolveu fazer mais uma tentativa antes de "pendurar as chuteiras". Desta vez era necessário agir com mais cautela. No sábado de manhã, bem cedo, quando não há programa de televisão, ligamos o transmissor com uma lâmpada de carga e observamos no televisor do Antonio, a intensidade de interferência em cada canal, medindo a tensão do CAG com um voltímetro à válvula. Verificamos que, conforme a freqüência do transmissor, a intensidade de interferência variava muito. Ela perturbava principalmente os canais baixos, onde a ordem numérica das harmônicas ainda não é tão elevada.

Anotamos no VFO, as freqüências nas quais se produziam o mínimo de interferên-

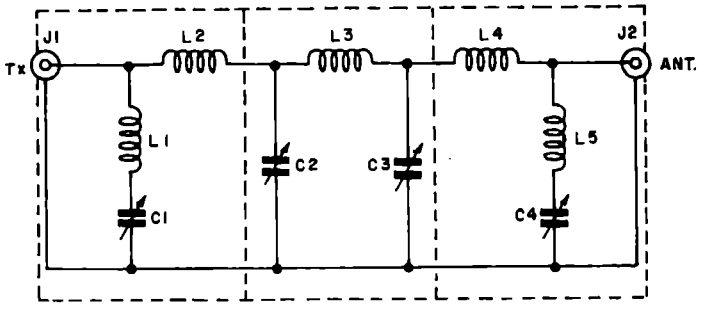


Figura 3

Diagrama esquemático do filtro passa-baixas. Dados das bobinas: L1, L5 — 7 espiras. L2, L4 — 10 espiras L3 — 13 espiras. Tôdas as bobinas são auto-suportadas (sem núcleo) com diâmetro interno de 10 milímetros e confeccionadas com fio de cobre n.º 12.

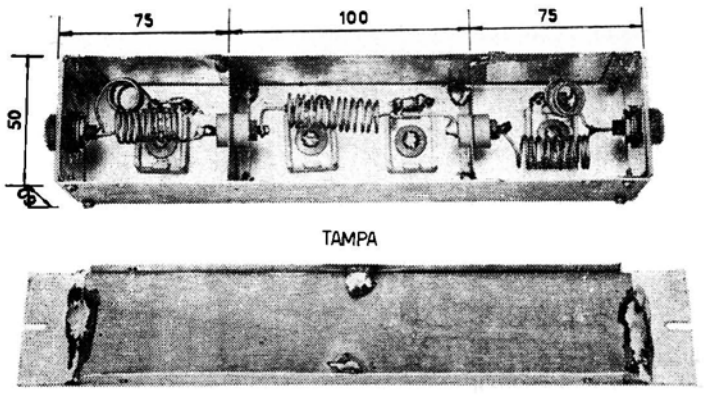


Figura 4

Dimensões (em milimetros) do chassi do filtro.

cia, para posteriormente serem utilizadas. Quando a harmônica fica próxima da portadora de vídeo, obtém-se uma interferência severa com listras brancas e pretas largas e quando a harmônica está mais longe da portadora de vídeo, a interferência aparece mais suave, como um fino raiado. Nos casos extremos, quando ela é fortíssima, a tela escurece devido à sobrecarga do televisor. A modulação, mesmo sem a antena, podia ser ouvida no telefone, porque os fios da instalação dêste ficavam em paralelo com a instalação elétrica.

Ligamos um filtro (veja a figura 2) na linha de 110 volts, próximo ao transmissor, eliminando assim a interferência no telefone. Ao mesmo tempo, a interferência no televisor também diminuiu bastante. Verificamos, que a geração das harmônicas depende muito do grau da excitação do transmissor; assim sendo, não se deve excitar mais do que o absolutamente necessário. Nos transmissores de SSB, onde a maio-

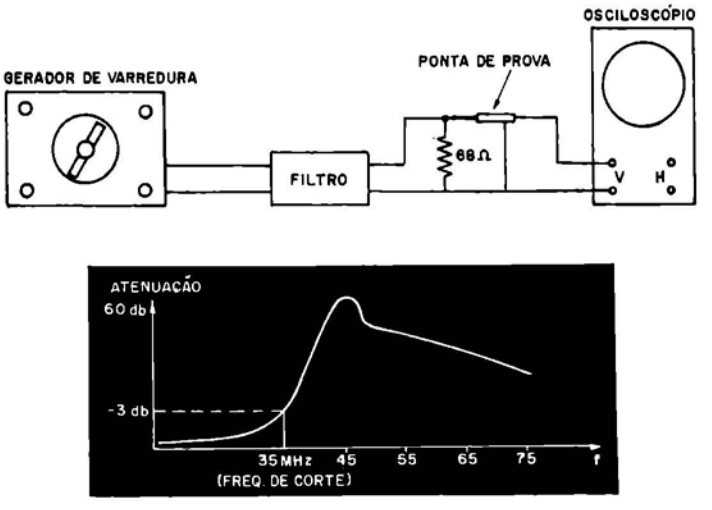


Figura 5

Levantamento da curva de resposta do filtro.

FÁBRICA DE AUTO-RÁDIOS E RESISTÊNCIAS «INAR»

Deseja a todos seus clientes, amigos e fornecedores, Feliz Natal e próspero Ano Nôvo.



Auto-Rádio
COLARADI

Transistorizado
4 faixas ampliadas
Sonoridade e seletividade

6 e 12 volts para todos os tipos de carros nacionais.

RESISTÊNCIAS "INAR"



Todos os tipos
Qualquer quantidade

ELETRÔNICA COLARADI LTDA.

R. Franc. Dias Velho, 915
Telefone: 267-2965
Brooklin Paulista — S.P.

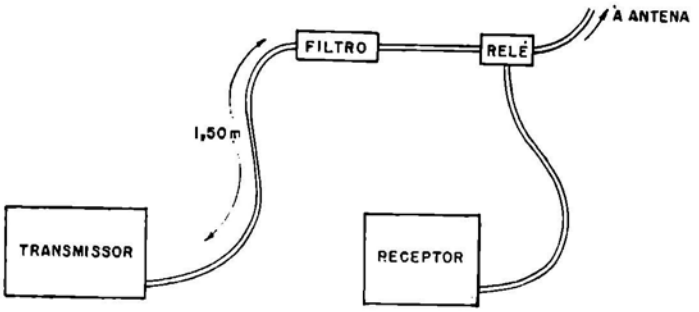


Figura 6

Ligação do filtro e do relé.

ria das válvulas trabalha em classe A ou AB, a geração de harmônicas é muito menor do que nos transmissores AM, com seus estágios em classe C.

Para diminuir ainda mais a interferência, além da redução da excitação (aumento da resistência na grade auxiliar) blindamos alguns fios do +B e, em diversos lugares, experimentamos condensadores cerâmicos de 0,01 μF, ligados à massa. Nos lugares onde a interferência diminuia ao se ligar o condensador, êle era soldado definitivamente ao circuito.

A interferência já estava pràticamente dominada principalmente com o transmissor fechado e com a lâmpada de carga artificial de 150 W, blindada com uma gaiola de alta tensão de um televisor. Depois desta constatação, raciocinamos em bloco e chegamos à conclusão de que com um bom filtro passa-baixas, o qual não deixaria passar as harmônicas para a antena, a situação estaria resolvida. Geralmente uma atenuação superior a 100 vêzes (40 db) é satisfatória. Para se conseguir isto é necessário um filtro com 3 seções em T ou em Pi. Estudamos um pouco a literatura especializada sôbre êste assunto. Quase todos os circuitos

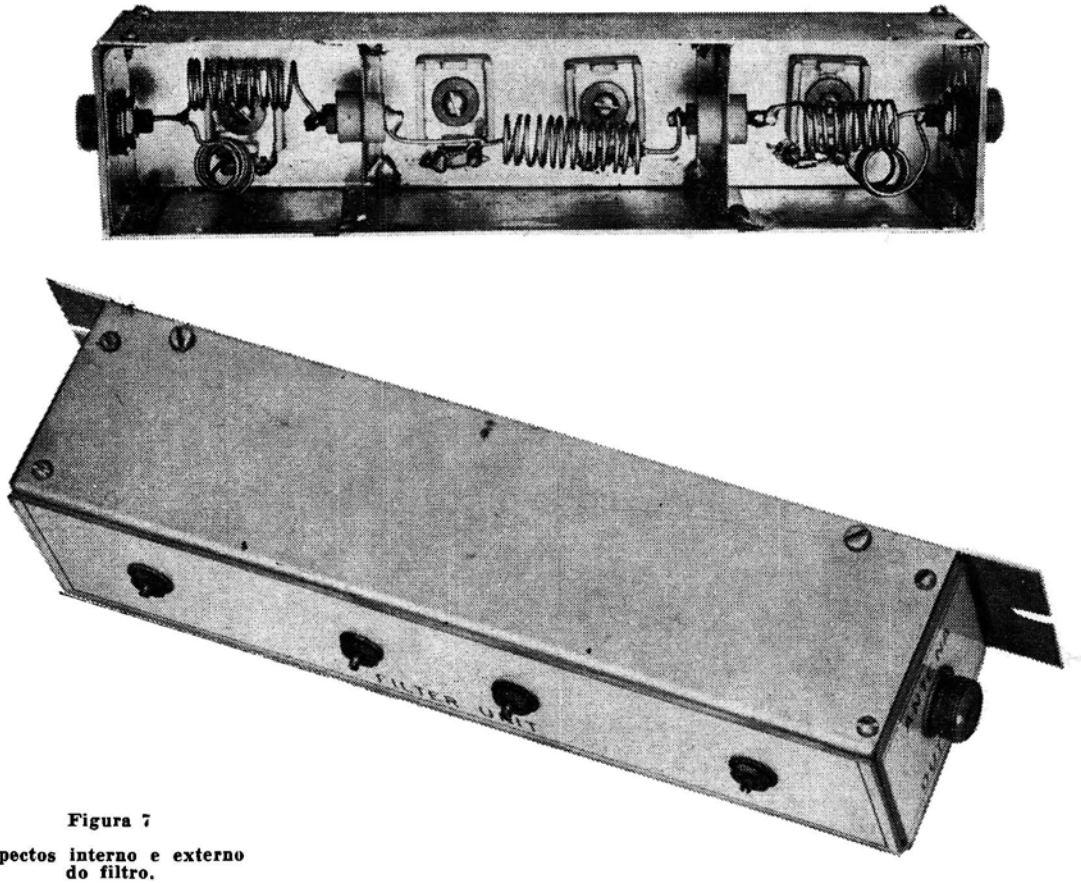


Figura 7

Aspectos interno e externo do filtro.

do nosso agrado incluiam condensadores variáveis, componente êsse que faltava na nossa caixa de sucatas e a verba já havia sido gasta na aquisição do cabo coaxial. Tivemos então a idéia de empregar condensadores "padder", nos quais a faixa de capacitância pode ser alterada pela adição ou eliminação das chapinhas. Apresentamos na figura 3 o circuito do nosso filtro.

Para os conectores J-1 e J-2 podem ser usados conectores coaxiais ou conectores para microfone. Os condensadores "padder" C-1 e C-4 possuem duas chapinhas, porque são de menor capacitância que C-2 e C-3, os quais utilizam quatro chapinhas. Os isoladores de passagem são do tipo cerâmico, usado em ferros de passar roupa e fogões elétricos, e podem ser encontrados nas casas de eletricidade. A caixa que utilizamos é de ferro chapa nº 18, zincado, mas também pode ser de alumínio. As dimensões da caixa bem como a posição dos separadores, que eliminam o acoplamento entre as seções, podem ser vistas na figura 4.

Uma vez montado, o filtro deve ser primeiramente examinado com um ôhmetro a fim de se verificar se por acaso não existe curto-circuito do centro de um dos conectores para massa. Aquêles que possuem instrumental, podem introduzir o sinal de um gerador comum ou, de preferência, de um gerador de varredura, na entrada do filtro e ligar a saída do filtro, carregado com 68 ohms, a um osciloscópio; a freqüência do gerador deverá ser de cêrca de 35 MHz. A resposta obtida deve ser aproximadamente igual à da figura 5, a qual é conseguida por meio do ajuste adequado dos condensadores padder. Para aquêles que es-

ELECTRO-RADIO LTDA.

SEMICONDUTORES

E

VÁLVULAS ELETRÔNICAS

GRANDE VARIEDADE
EM MARCAS DE CONFIANÇA

WESTINGHOUSE
PHILIPS • IBRAPE
RCA • GE
SIEMENS • PHILCO

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

A CHEGAR

COMPOUND PARA ACOPLAMENTO TÉRMICO ENTRE SEMICONDUTORES E DISSIPADORES DE CALOR.

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

PROCUREM-NOS

VENDAS EM NOSSA LOJA À

RUA SEMINÁRIO, 199 - 1º Sobreloja

FONES: 35-6294 — 35-8892 — 32-5913

SÃO PAULO

tão equipados apenas com uma chave de fenda, a calibração do filtro pode ser feita observando a interferência nos diversos canais da televisão, para diversas freqüências do transmissor.

Queremos deixar aqui bem claro, que o filtro elimina sòmente a saída de harmônicas pela antena. Desta maneira, num transmissor que interfere quando ligado numa lâmpada blindada (antena fantasma) de nada adianta ligar o filtro. Neste caso têm que ser tomadas, primeiramente, as providências anteriormente descritas. O filtro deve ser instalado fora do campo de irradiação direta do transmissor. No nosso caso, êle está ligado ao transmissor através de um pedaço de cabo coaxial de 1,5 m de comprimento, conforme mostramos na figura 6.

Do outro lado do filtro conectamos o cabo vindo da antena. Com o transmissor ligado, verificamos que a interferência estava novamente um pouco mais forte, principalmente no canal 4. Reajustamos ligeiramente os condensadores e conseguimos eliminar quase tôda interferência. Aconteceu, porém, um fato interessante: quando se afastava o fio, o qual servia de antena para o receptor, a interferência pràticamente desaparecia. Tudo indicava que o fio captava as harmônicas nas proximidades do transmissor e as reirradiava. Para eliminar o fio instalamos um relê, a fim de usarmos uma única antena tanto para transmissão como para recepção. Isso não só resolveu o caso da interferência, como também melhorou em muito a recepção.

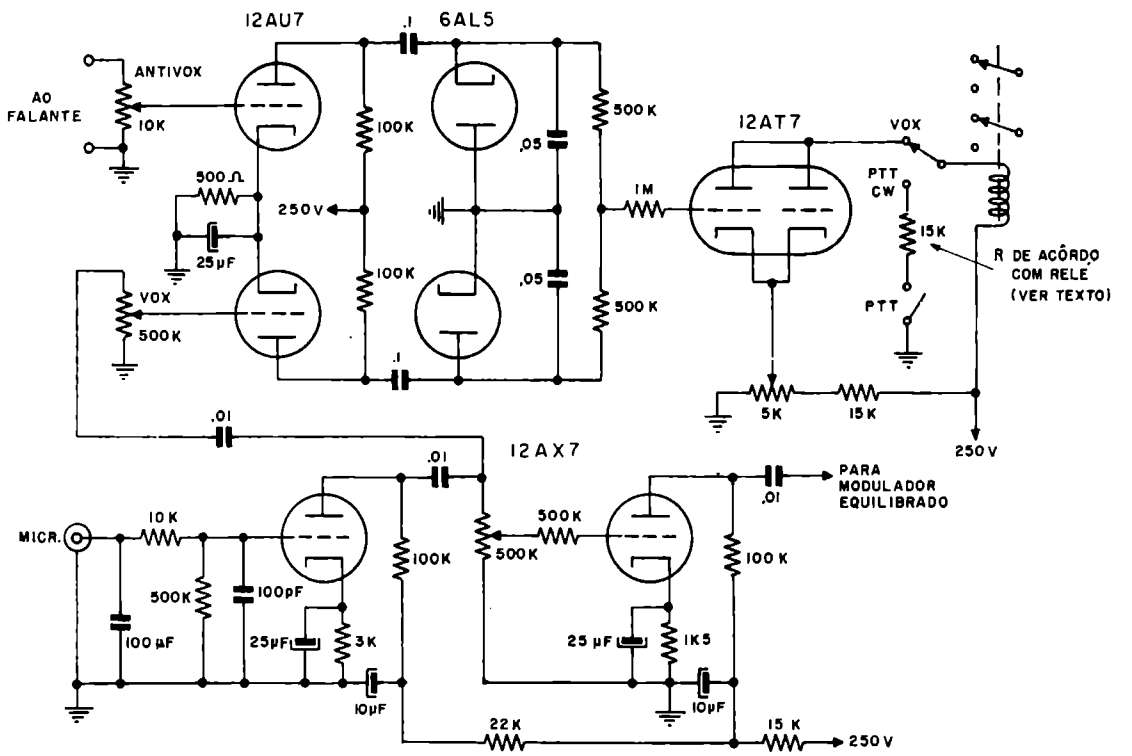
Depois destas modificações não houve mais problemas e o PY 2 EHU pode fazer seus QSO's em paz. Um sossêgo êste filtro, vocês não acham?

Ω

ERRATA

Na revista anterior (nº 271) a figura 1 (página 34) do artigo "Vox Control para transmissores de SSB" está incorreta. Note que os resistores de placa do 1º triodo da 12AX7, bem como o eletrolítico de 10 μF estão, por engano, ligados à massa.

Para evitar dúvidas publicamos abaixo o diagrama correto. (Agradecemos ao leitor Albertino Pivato a constatação do engano).



CONVERSOR PARA ONDAS CURTAS

Um conversor, controlado a cristal que pode ser montado em duas versões: à válvula ou transistorizado.

Larry Lisle (K9 KZT)
de Radio-Electronics

Você possui em seu carro um receptor que cobre apenas a faixa de ondas médias? Ótimo, êle já lhe proporcionou bons momentos de entretenimento. Muitas vêzes, porém, você já deve ter pensado que seria interessante poder captar também as faixas de ondas curtas; mas comprar um nôvo receptor iria custar um bocado de dinheiro.

Êsse era também o meu caso, razão pela qual "gastei um pouco de fosfato" e cheguei à conclusão de que, com um conversor bastante simples (e pouco dispendioso) conseguiria meu intento.

Aliás, fui mais além; projetei e construí dois conversores para a mesma finalidade: um à válvula e outro transistorizado. Apesar da extrema simplicidade do circuito, os resultados foram surpreendentes. O conversor à válvula foi instalado no carro e o trasistorizado deixei em casa para ser usado como conversor com um rádio de cabeceira. Anteriormente, eu costumava ouvir as estações de "broadcast" de ondas curtas num receptor de comunicações de 8 válvulas; a recepção conseguida com o conversor transistorizado, em conjunto com um rádio sem pretensões, nada ficou a dever à recepção conseguida com o receptor de comunicações.

Operação e construção

A figura 1 apresenta o diagrama esquemático do conversor à válvula. Como se vê, trata-se de um conversor pentagrade convencional, com poucas características incomuns. Primeiramente, o circuito oscilador é controlado a cristal. Isto elimina um circuito sintonizado e contribui enormemente para a estabilidade do conversor, quando submetido a variações de tensão e a vibrações.

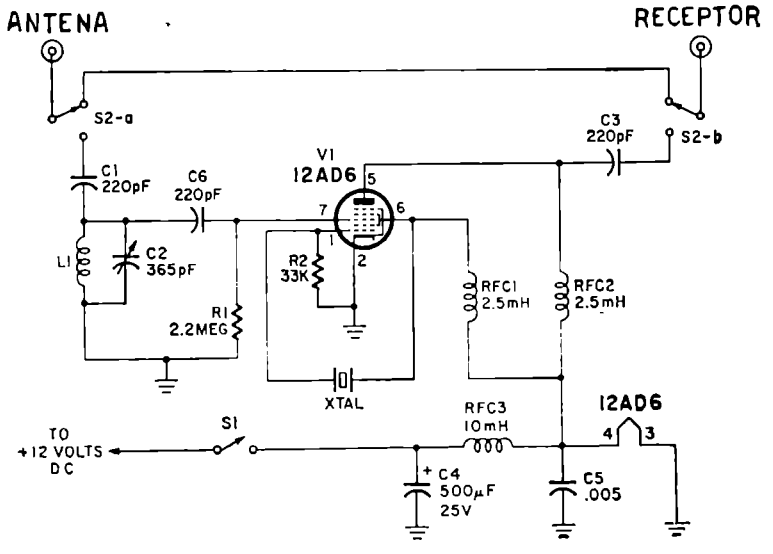


Figura 1

Diagrama esquemático do conversor à válvula.

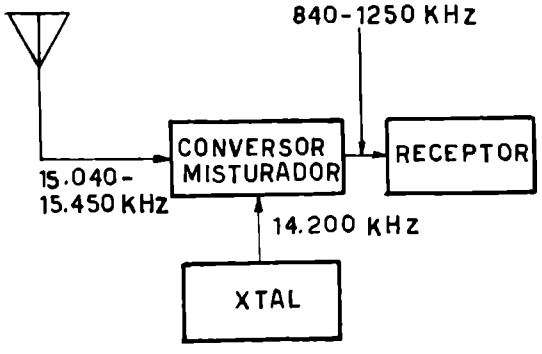


Figura 2

O oscilador local é fixo. A FI é variável.

Com um oscilador controlado a cristal, o sinal captado é batido com a freqüência fixa do cristal, resultando numa FI variável (figura 2). O condensador C2 sintoniza a faixa de ondas curtas na entrada do misturador. A diferença do sinal de FI no misturador (840 a 1250 KHz, para a faixa de 19 metros mencionada no exemplo) é então sintonizada no rádio do carro, onde o sinal do oscilador local é heterodinado com a FI variável, de 840 a 1250 KHz, a fim de produzir uma FI fixa.

Uma outra característica original é a utilização de um choque de RF em lugar do circuito sintonizado na saída. Experimentamos diversas combinações de bobinas e condensadores, mas nenhuma delas melhorou suficientemente o desempenho, de maneira a justificar a inclusão de mais um estágio sintonizado que, òbviamente, exigiria ajustes. Os componentes C4, RFC3 e C5, formam um filtro destinado a reduzir o ruído ocasionado pelo sistema de ignição do automóvel. Se o sistema elétrico do veículo produzir excessiva interferência, talvez seja necessário mais um choque de RF e um condensador de 0,005 μF entre o filtro e o sistema elétrico.

Os valores dos componentes não são críticos, nem a disposição da montagem. Deve-se observar apenas a rigidez mecânica e as soldas bem feitas, necessárias aos equipamentos móveis por estarem sujeitos a vibrações. É necessário também uma boa blindagem, bem como cabos coaxiais na entrada, saída e alimentação, a fim de reduzir as interferências das estações de ondas médias.

A figura 3 apresenta a versão transistorizada do nosso conversor, cujo funcionamento é similar ao do conversor à válvula, que acabamos de descrever. No protótipo, utilizamos o transistor HEP-3 da Motorola, sendo também experimentados o TR-20 da Internacional Rectifier e o SK 3007 da RCA, todos com ótimo desempenho. De uma maneira geral podemos dizer que qualquer transistor PNP destinado ao uso como misturador em ondas curtas servirá para o nosso conversor. Como na versão transistorizada o consumo de corrente é bastante reduzido, recomendamos a alimentação por meio de uma pilha de 9 volts. Evitamos assim a interferência do sistema elétrico do veículo e dispensamos os filtros de alimentação. Não incluímos nesta versão o sistema de comutação da antena, mas se você assim o desejar poderá incluí-lo da maneira indicada na figura 1.

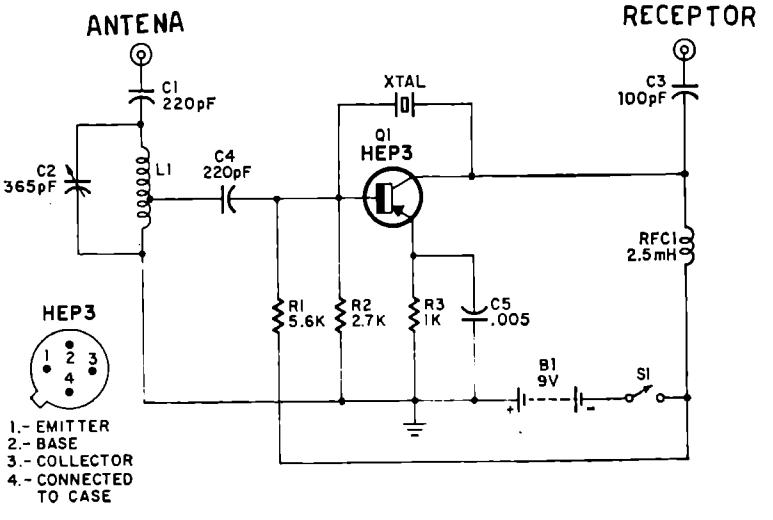
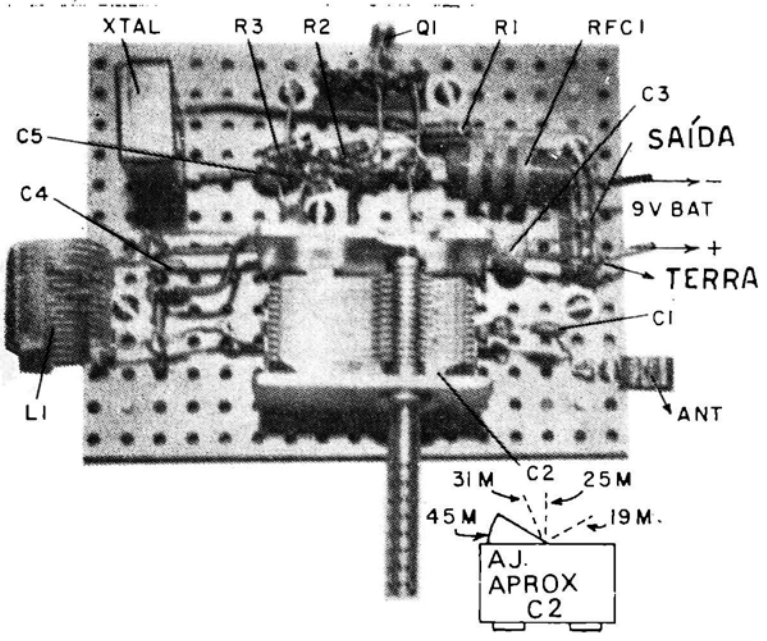


Figura 3

Diagrama esquemático da versão transistorizada.



Foto

Aspecto da montagem do conversor transistorizado.

Devido às diferentes características entre os diversos transistores, é conveniente determinar-se experimentalmente os valores de R1, R2, e R3 de maneira a se obter o melhor desempenho. A derivação de L1, bem como os valores de C1 e C3 deverão ser escolhidos para se obter os melhores resultados.

Como proceder à sintonia

A utilização do conversor é bastante simples. Após ligar o conversor à antena, ao receptor e à alimentação, sintonize o receptor na parte da faixa de OM para a qual serão convertidos os sinais de ondas curtas (de acôrdo com o cristal que estiver usando).

Ajuste C2 até ouvir um sinal qualquer; a seguir ressintonize o receptor de ondas médias até receber uma estação de potência razoável, ajustando C2 novamente para a melhor recepção.

Utilizando cristais de freqüências adequadas poderemos cobrir as faixas de 49, 31, 25 e 19 metros, conforme indicado na Tabela I. Antes de comprar novos cristais, entretanto, convém verificar na sucata os cristais que temos disponíveis. Por exemplo, um cristal de 27,075 MHz (Faixa do Cidadão) poderá funcionar no nosso conversor em sua freqüência fundamental (9,025 MHz) possibilitando a cobertura da faixa de 31 metros.

Uma vez que há apenas um único circuito sintonizado ressonante nas faixas de ondas curtas, é possível que ocorram alguns problemas com "imagens", principalmente pelo fato de operarem nessas faixas estações de grande potência. Para reduzir essa interferência podemos instalar um "trap", sintonizado na freqüência imagem, entre a antena e o conversor.

Poderemos, também, pela seleção correta da freqüência do cristal, sintonizar outras faixas, inclusive as de radioamador.

Lista de material para o circuito da figura 1

C1— 220 pF, disco, cerâmica
C2— variável, 365 pF, 1 seção
C3— 220 pF, disco, cerâmica

TABELA I

FREQÜÊNCIAS DOS CRISTAIS

Faixa de 49 metros	(5950 — 6200 KHz): freqüência do cristal — 7100 KHz saída — entre 1150 e 900 KHz
Faixa de 31 metros	(9400 — 9840 KHz): freqüência do cristal — 10.7 MHz, saída — entre 1300 e 860 KHz
Faixa de 25 metros	(11700 — 12095 KHz): freqüência do cristal — 10.7 MHz saída entre 1000 e 1395 KHz
Faixa de 19 metros	(15040 — 15450 KHz): freqüência do cristal — 7100 KHz (utilizada a 2.ª harmônica que é de 14.220 KHz), saída entre 840 e 1250 KHz.

C4— 500 μF, 25 volts, eletrolítico
C5— 0,005 μF, disco, cerâmica
C6— 220 pF, disco, cerâmica
R1— 2,2 MΩ, 1/2 W
R2— 33 K, 1/2 W
L1— 13 espiras de fio rígido nº 20, com capa plástica, enrolados sôbre fôrma de 20 milímetros de diâmetro
RFC1, RFC2— choques de radiofreqüência de 2,5 mH, 50 mA
RFC3— choque de radiofreqüência, 10 mH, 20 mA
S1— Interruptor simples
S2— chave, 2 pólos, 2 posições
V1— válvula, 12AD6
XTAL— ver Tabela I

Lista de material para o circuito da figura 3

C1— 220 pF, disco, cerâmica
C2— variável, 365 pF, 1 seção
C3— 100 pF, disco, cerâmica
C4— 220 pF, disco, cerâmica
C5— 0,005 μF, disco, cerâmica
R1— 5K6, 1/2 W
R2— 2K7, 1/2 W
R3— 1 K, 1/2 W
L1— 13 espiras de fio rígido nº 20, com capa plástica, enrolados sôbre fôrma de 20 milímetros de diâmetro. Derivação na 3ª espira, a contar do extremo ligado à terra.
RFC1— choque de RF, 2,5 mH
Q1— ver texto
S1— interruptor simples
XTAL— ver texto

ELETRÔNICA GUANABARA

10 ANOS SERVINDO AOS TÉCNICOS SEMPRE COM OS **MELHORES PREÇOS**

Antenas para TV e Fios — Válvulas Philips e Americanas - Transistores, Diodos e Silicons Peças para Rádios Transistorizados — Alto-falantes Bravox e p/ Rádios Portáteis — Reguladores Manuais para TV — Seletores de Canais — Bobinas Deflectoras — Saída Horizontal (Fly Back) — Saída Vertical — Toca-Discos — Multitestes Sanwa e Jentron - Gerador de Sinais - Teste de Válvulas - Provador de Cinescópio - Kits p/ Rádio - Kits p/ Amplificadores, Hi-fi e Estéreo - Fitas p/ Gravadores - Rádio de 3 Faixas p/ Automóveis - Transformadores Easa, Willkason, Ultra-Sinus, Watson, etc. - Discos de Acetato p/ Gravação - Material em Geral para Rádios, Televisores e Hi-fi

Perfeito Atendimento por REEMBÔLSO POSTAL OU AÉREO — Peça-nos a lista de Preços

ELETRÔNICA GUANABARA
RUA ACRE, 84 — SOBRADO
Rio de Janeiro — Guanabara

GOSTOU DESTA REVISTA?
RECOMENDE-A AOS
SEUS AMIGOS!

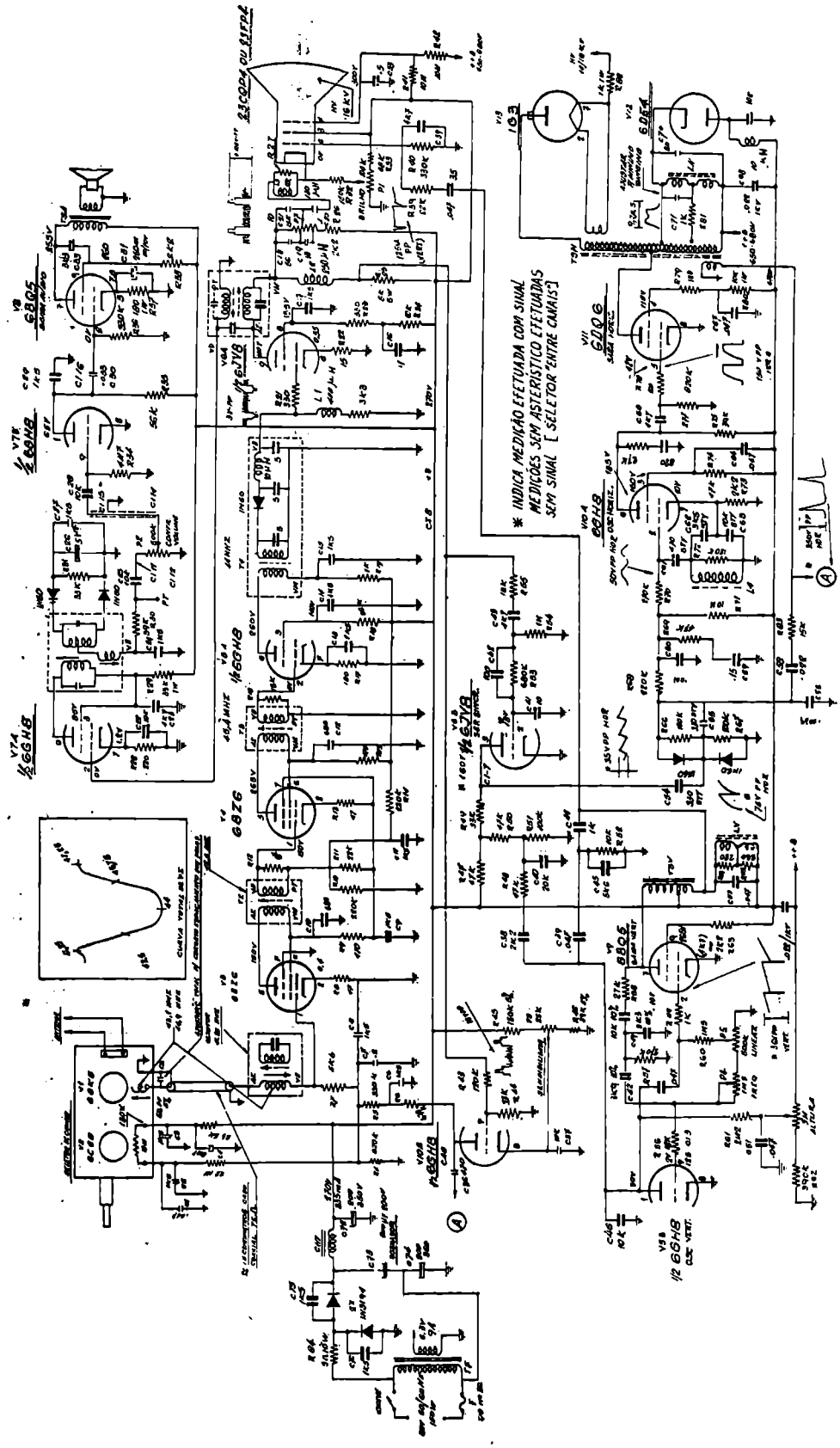
CASA DO RADIOAMADOR DE CARUARU

Foi eleita em 10-10-1970 a nova diretoria da CASA DO RADIOAMADOR DE CARUARU (Pernambuco), cujo mandato tem a vigência 1970-1972.

A nova diretoria, está assim constituída:

Presidente: Geraldo Pires Sitônio — PY 7 AJB
Vice-Presidente: Luiz Monteiro de Melo — PY 7 AKK
1º Secretário: Galba José Cordeiro de Albuquerque — PY 7 AOR
2º Secretário: Salvador Rhemmydes Pereira — PY 7 ACJ
1º Tesoureiro: Bartolomeu Barbosa e Silva — PY 7 ANG
2º Tesoureiro: Maurício Florêncio Medeiros — PY 7 BJO
Orador Oficial: Pe. João Bosco Cabral — PY 7 BBB
Diretor Técnico: Aquiles Nazaré — PY 7 ACN
Diretor Social: Janete Cavalcanti Sitônio — PY 7 VOV
Bibliotecário: Maria Bernadete Limeira — PY 7 BGM
Conselho Fiscal: José Barbosa de Melo — PY 7 AER
José Monteiro — PY 7 ASO
José Inácio Galindo — PY 7 BG

DIAGRAMA COMERCIAL — Televisor RCA mod. 70-A



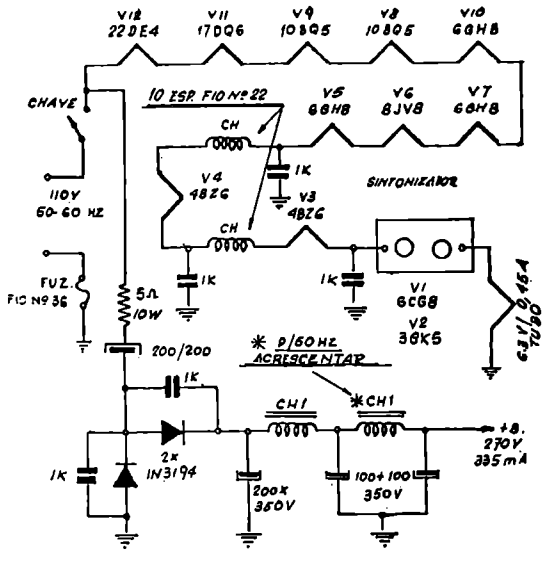
TV - RCA - mod. 70-A

OPÇÕES SEM TRANSFORMADOR

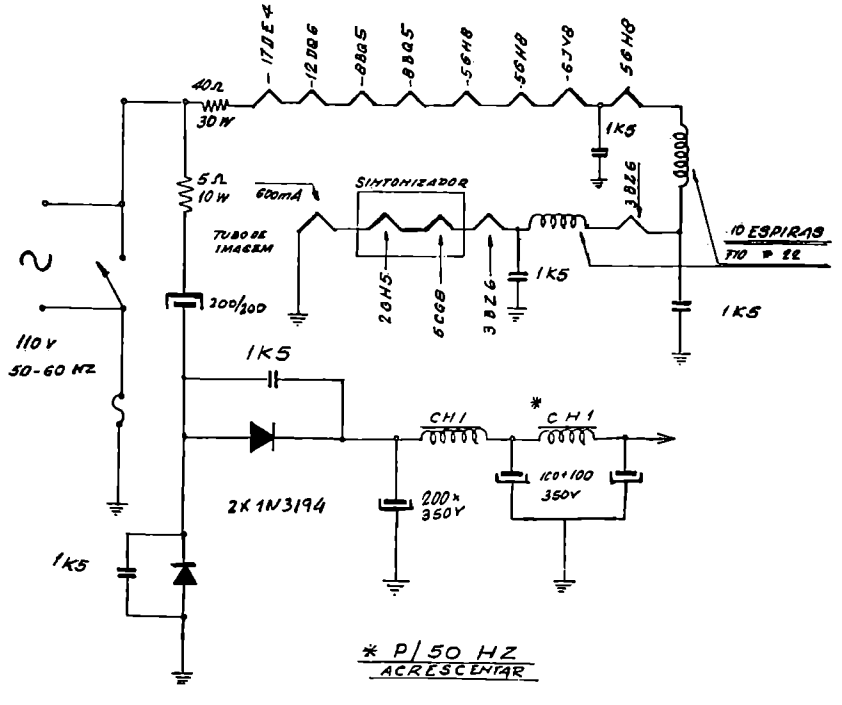
PARA LIGAÇÕES DOS

FILAMENTOS - SÉRIE - 450 mA

E SÉRIE - 600 mA.



ALTERNATIVA S/ TRANSFORMADOR
SÉRIE 450mA



ALTERNATIVA S/TRANSFORMADOR
SÉRIE 600mA

CONSTRUA UM "KART" PARA SEUS INSTRUMENTOS

Peter Sutheim
de Radio-Electronics

Você já "quebrou a cabeça" tentando achar um lugar na bancada para um nôvo instrumento? Ou ela já está tão cheia que é comum um instrumento (em geral o "sofrido" VOM) "despencar" dela?

Sugestão: construa um "Kart" para seus instrumentos. Com poucas horas de trabalho, e por pouco dinheiro você construirá uma "prateleira móvel" para abrigar seus instrumentos e levá-los onde você necessite utilizá-los.

As fotos e o desenho que ilustram êste artigo, falam por si próprios. Dentro de limites razoáveis você pode aumentar a altura, ou reduzí-la, aumentar ou reduzir a largura. Pode também reduzir a inclinação da prateleira superior, dependendo da maneira que você costuma trabalhar (em pé ou sentado).

Na parte traseira da prateleira é fixada uma cantoneira de alumínio, cuja principal finalidade é evitar que os instrumentos escorreguem e caiam. Outra finalidade dessa cantoneira é (quando ligada a um bom terra) servir de terra comum a todos os instrumentos.

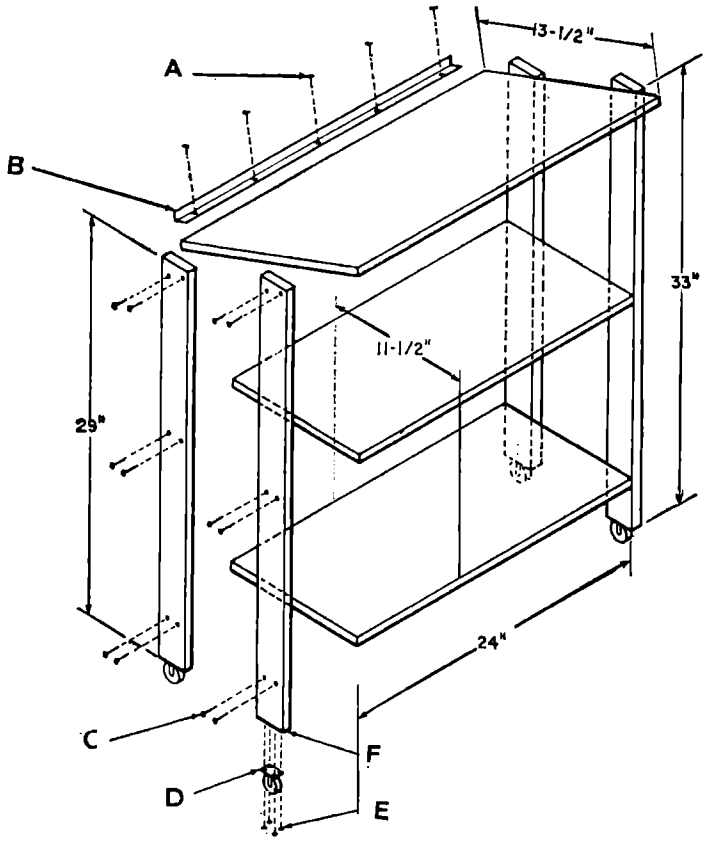


Figura 1

Detalhes de construção do "kart":
A — 5 parafusos para madeira, nº 6 x 5/8"
B — 1 cantoneira de alumínio 25 x 25 mm
C — 24 parafusos para madeira nº 8 x 1 — 3/4"
D — 4 rodízios
E — 16 parafusos para madeira, para os rodízios
F — 4 sarrafos de pinho de 25 x 50 mm
O acabamento fica ao critério de cada um, mas à construção deverá ser dispensada uma atenção especial a fim de se obter um conjunto sólido e firme.

Calcule quantas tomadas serão necessárias e instale o dôbro delas no "Kart", nos locais que julgar mais conveniente. (Você sabe que em questão de tomadas, por maior que seja a quantidade delas, sempre falta uma!). Interligue-as de maneira a poder alimentá-las utilizando um único cabo, o qual interligará o "Kart" a uma tomada da parede ou da bancada. Como medida de proteção seria recomendável intercalar um fusível de 10 ou 15 ampéres.

Se você preferir, para maior comodidade e segurança poderá dotar o "Kart" de uma chave geral e uma lâmpada pilôto. Desta maneira, ao sair da oficina bastará desligar a chave para ter certeza de que todos os instrumentos do "Kart" estão desligados.

No nosso "Kart" utilizamos rodízios metálicos pequenos. Mas se o piso de sua oficina tiver irregularidades, ou fios pelo chão, é mais conveniente utilizar rodízios maiores, com revestimento de borracha, pois além de passarem sem dificuldade sôbre os fios ou irregularidades, são mais silenciosos.

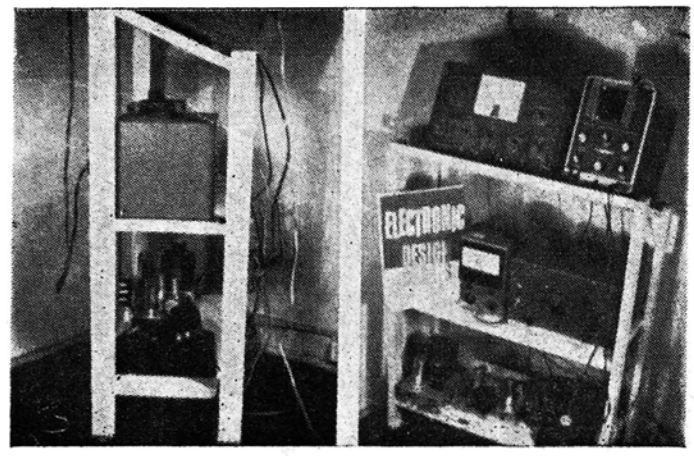


Figura 2

Aspectos do "kart" depois de pronto e com os instrumentos já instalados.

Coloque no seu "Kart" os instrumentos que julgar mais conveniente, e pronto. Sua bancada estará bem mais "aliviada" e, ao mesmo tempo, você introduziu maior dinamismo e "mobilidade" em sua oficina ou laboratório.

Ω

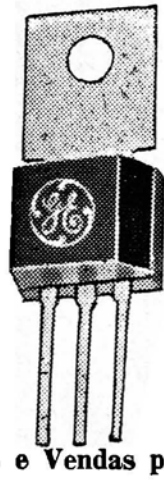
SCR C106 E C107

DIODO CONTROLADO DE SILÍCIO

Sòmente a marca SEMICONDUTORES GENERAL ELECTRIC **garante estas vantagens**

MAXIMA SEGURANÇA:
Construção planar passivada.
BAIXO CUSTO

I_F rms : 4 (Quatro) A
I_{FM} surto: 20 (Vinte) A
dv/dt : 8 Volts/μ seg
di/dt : 50 A/μ seg



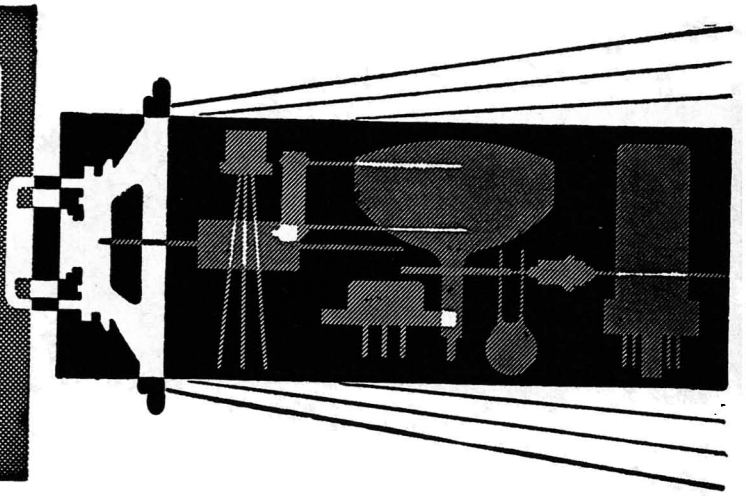
MÁXIMA SENSIBILIDADE:
Acionado diretamente com sensores de sinal fraco, como termistor, LDR, etc.

I_{GT} (disparo): 30 μA (típico)
200 μA (máximo)
V_{GT} (disparo): 0,5 Volt (típico)
0,8 Volt (máximo)
V_{rom} : 30 - 400 Volts
t_{OFF} : 40 μ seg

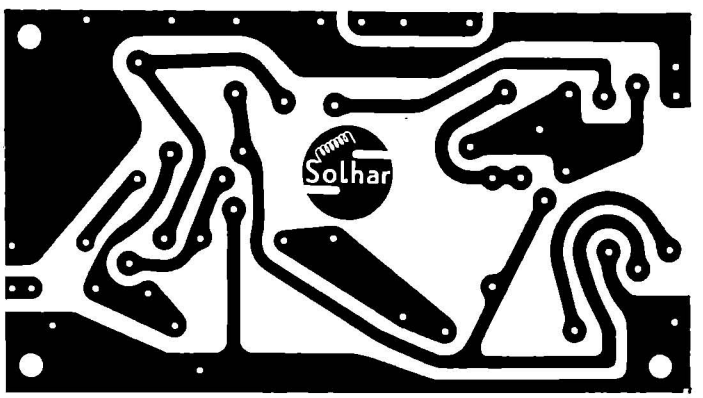
Informações e Vendas por atacado em

APLICAÇÕES ELETRÔNICAS **ARTIMAR** LTDA. LARGO SÃO BENTO 64 CONJ. 101
FONES: 35 2452-35 07 47 – S. PAULO

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



CIRCUITO IMPRESSO SOLHAR



O circuito impresso, para montagem de um amplificador, que oferecemos gratuitamente aos nossos leitores, na revista anterior, foi fabricado pela SOLHAR ELETRÔNICA S. A. Esta indústria, bastante conhecida pelos seus produtos tradicionais, fabrica também circuitos impressos, cujo elevado padrão de qualidade foi comprovado em nosso laboratório.

Assim sendo, solicitada a participar de nossa promoção, a SOLHAR, além de fornecer os circuitos impressos para distribuição gratuita aos nossos leitores, envidou todos os esforços para atender à grande demanda provocada pela nossa promoção.

Suas instalações e equipamentos incluem o que há de mais moderno e atualizado no ramo, garantindo o máximo em qualidade e quantidade de produção.

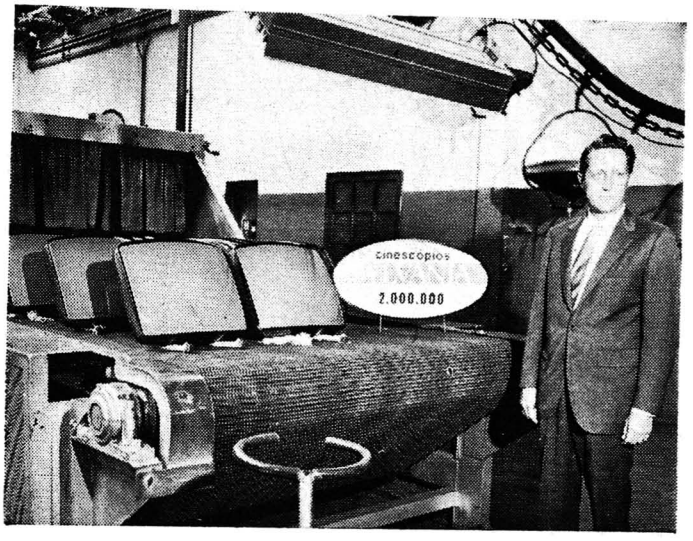
Além dos circuitos impressos, a SOLHAR se firmou no parque industrial do ramo eletrônico pela qualidade de seus produtos, especìficamente bobinas para rádio (AM e FM), televisão, transmissão, intercomunicação, etc.

NÔVO TIPO DE MOTOR PODE RESOLVER O PROBLEMA DA POLUIÇÃO DO AR

O grupo de trabalho chefiado pelo Dr. R. J. Meijer, do Laboratório de Pesquisas da Organização Philips Mundial, anunciou haver aperfeiçoado um modêlo do motor de gás quente, o Motor Stirling, que está fadado a desempenhar importante papel no futuro dos transportes urbanos, pois sua principal característica é produzir muito menos monóxido de carbono e outros resíduos de combustão de gasolina ou óleo diesel do que os motores de combustão interna, atualmente em uso. Medições realizadas durante as experiências de laboratório demonstraram que a quantidade de gases expelidos pelo motor desenvolvido na Philips estava bem abaixo dos níveis máximos estabelecidos em alguns lugares como, por exemplo, na Califórnia, onde a poluição do ar vem se transformando em um problema cada vez mais grave.

Ao contrário do que ocorre com os motores à gasolina ou óleo diesel, nos quais a combustão é intermitente, esta, no motor de gás quente, é contínua e realizada entre as quentíssimas paredes de fornalha, consumindo, também, uma determinada quantidade de ar. Isso permite a queima, pràticamente completa, do combustível, o que significa menor quantidade de monóxido de carbono expelida pela descarga. Ademais, o motor Stirling permite uma ampla escolha de tipos de combustíveis, o que não sucede com os modernos motores de explosão, que necessitam de tipos específicos.

SYLVANIA COMEMORA — 2 MILHÕES DE CINESCÓPIOS NO BRASIL



A Sylvania, principal subsidiária da General Telephone & Electronics, está comemorando a produção do bi-milionésimo cinescópio Sylvania fabricado no Brasil. Desde lâmpadas incandescentes até complexos sistemas encomendados pelo programa espacial americano, a produção da Sylvania alcança um nível que a coloca entre os maiores fabricantes mundiais de produtos elétricos — eletrônicos.

Posição no Mercado Mundial

A Sylvania goza de prestígio mundial nos ramos da eletrônica, rádio e TV, química, metalurgia e iluminação. Para manter e aumentar cada vez mais êste prestígio, a Sylvania dispõe de 38 laboratórios que se desenvolvem com trabalho de quase 7000 cientistas, pesquisadores da GT&E.

Iluminação

Uma das maiores provedoras mundiais de materiais de iluminação, a Sylvania produz desde minúsculas lâmpadas utilizadas em computadores eletrônicos até potentes refletores Metalarc destinados a iluminar grandes superfícies interiores e exteriores, tais como salas de convenções e estádios. Fabrica mais de 6000 tipos de lâmpadas fluorescentes e incandescentes e uma ampla seleção de dispositivos de energia luminosa infra-vermelha e ultra-violeta. Inclusive produz lâmpadas especiais, como a Gro-Lux, que proporciona energia radiante para o crescimento de plantas e flôres.

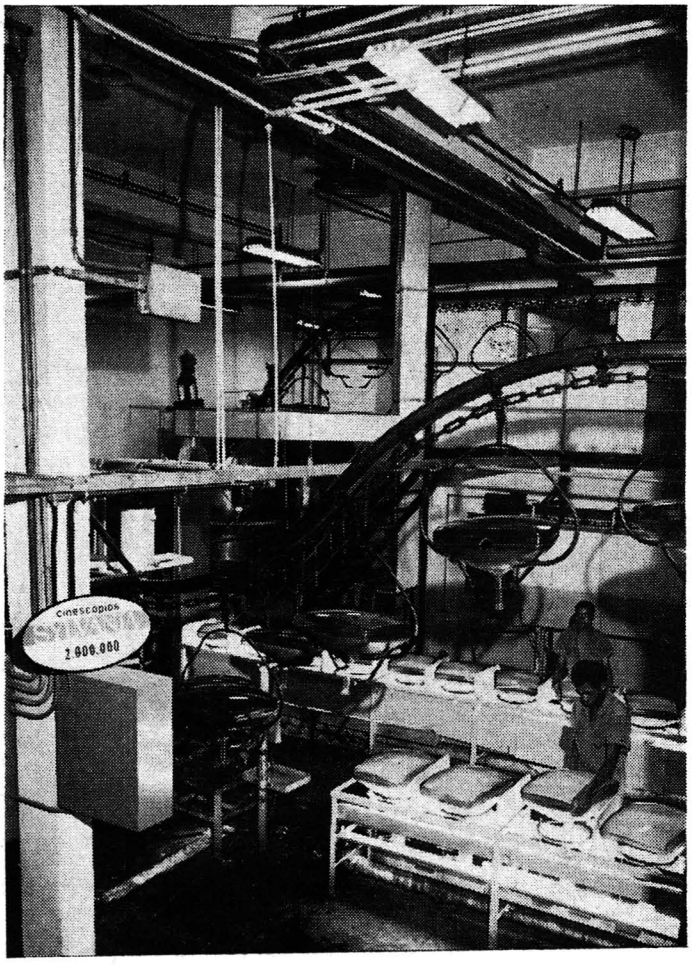


Figura A

Parte da fábrica de cinescópios da Sylvania no Brasil.

Figura B

A delicada operação de montagem dos canhões eletrônicos dos cinescópios Sylvania.



A lâmpada incandescente foi o 1º artigo fabricado pela Sylvania depois de sua fundação em 1901. Em 1939 começou a produzir artefatos de luz fluorescente. Os engenheiros e cientistas da Sylvania desenvolvem um constante trabalho de investigação e aperfeiçoamento de produtos de iluminação, para satisfazer à crescente demanda do mercado mundial. Das 67 fábricas do EUA, 25 são destinadas à produção de artefatos e dispositivos de iluminação.

Componentes e Materiais Eletrônicos, uma outra fôrça da Sylvania

Além de ser uma das principais fábricas de cinescópios para recepção em branco-e-prêto e a côres, a Sylvania também está entre as 3 maiores fábricas de válvulas de rádio-recepção, havendo produzido mais de 2.300 milhões de unidades. É uma importante elaboradora de substâncias fosfóricas e uma das 3 maiores produtoras de bimetais termostáticos. E, como se tudo não bastasse a Sylvania é ainda uma das principais elaboradoras de condutores especiais para as indústrias elétrica e eletrônica.

Sylvania não só fabrica tubos de imagem para seus próprios televisores, mas também fornece produtos à maioria dos outros fabricantes do ramo. Para satisfazer à crescente demanda, a companhia duplicou sua capacidade produtora nos últimos dois anos.

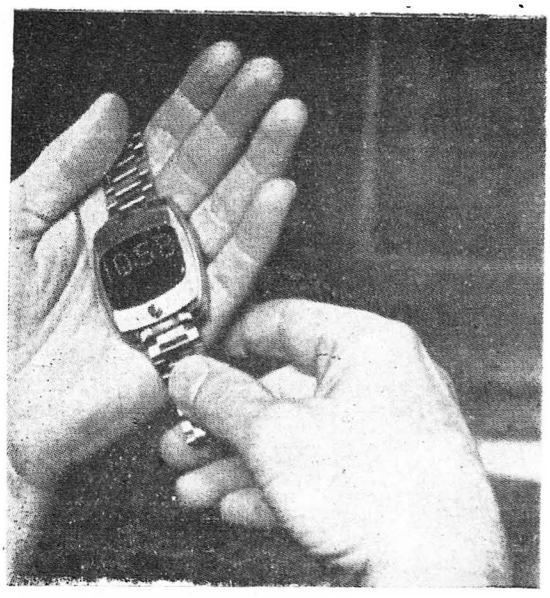
Benefícios para o Brasil

O progresso crescente, que as pesquisas da Sylvania representam no panorama internacional, trazem conseqüências as mais benéficas para o Brasil. Colocam nosso país dentro das mais modernas técnicas quanto a produtos elétricos — eletrônicos — e isso só pode significar crescimento para nós.

Os 2 milhões de cinescópios aqui produzidos conferem à Sylvania um lugar de destaque no panorama da indústria brasileira.

Ω

Leia e assine
REVISTA MONITOR DE
RÁDIO E TELEVISÃO
A MAIS COMPLETA PUBLICAÇÃO DO RAMO NO BRASIL



RELÓGIO ELETRÔNICO DE PULSO COM INDICAÇÃO DIGITAL

Larry Steckler
de Radio-Electronics

44 circuitos integrados MOS constituem o relógio de pulso, totalmente eletrônico, com indicação digital

Tem havido, nos últimos anos, uma verdadeira revolução no campo da relojoaria; vimos surgir os relógios elétricos, depois os relógios eletrônicos, os eletrônicos-digitais e, agora, o relógio totalmente eletrônico, digital, **de pulso.**

Êsse nôvo relógio é o "Pulsar", da Hamilton. Um computador em estado sólido, de pulso, para indicação de tempo. Trata-se de um dispositivo totalmente eletrônico, sem nenhuma peça móvel, constituido de três seções principais:

1 — Uma bateria de 4,5 volts, recarregável, constituida de 3 células;

2 — Um cristal de quartzo de alta freqüência;

3 — Um módulo computador com circuitos lógicos e mostrador (display) microminiatura.

A bateria principal de alta energia, que ocupa 80% do volume total da caixa, excita um cristal de quartzo que oscila na freqüência de 32.768 Hz. Essa bateria mantém a carga numa bateria de sustentação similar, porém muito menor, a qual alimenta contìnuamente o circuito lógico. A bateria principal mede 26,3 x 35,5 x 5 milímetros.

O circuito integrado do computador, os substratos dos circuitos lógicos híbridos, os substratos do mostrador (display) e tôda a fiação são unidos ultrasônicamente e montados separadamente em delgadas lâminas (0,4 mm de espessu-

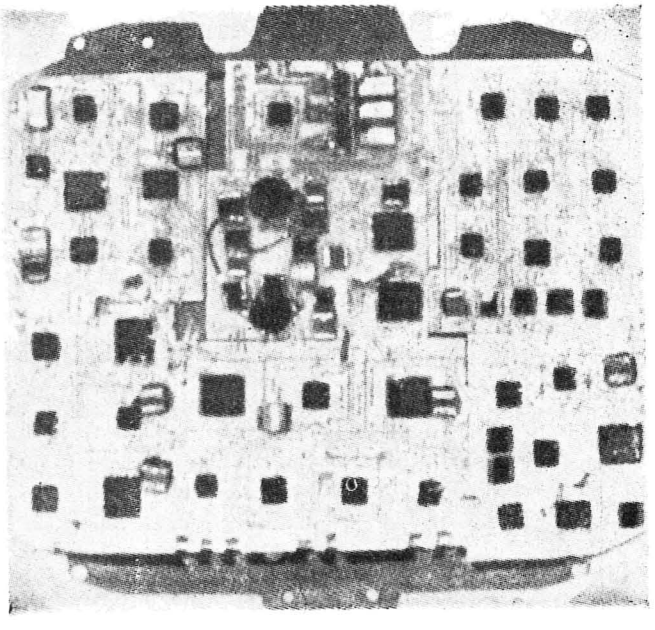


Figura 1

Sete circuitos híbridos individuais sôbre substratos constituem o circuito lógico do relógio "Pulsar".

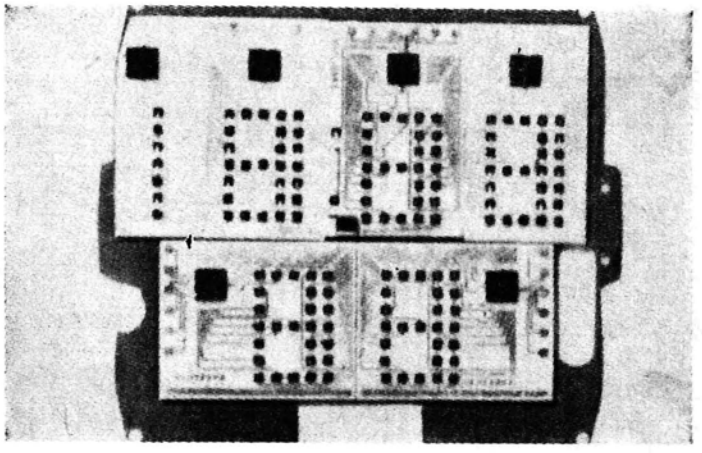


Figura 2

Os substratos de leitura estão em módulos separados e consistem de conjuntos de diodos emissores de luz de arsenato de gálio. Também no mesmo substrato está um circuito indicador automático de nível de iluminação ambiente, o qual varia a intensidade luminosa dos dígitos apresentados no mostrador.

ra) de cobre-berílio com banho de ouro. As lâminas com seus circuitos são parafusadas juntas, costas com costas, formando um computador de programação fixa com cêrca de 2 milímetros de espessura. O conjunto recebe um banho de epoxy a fim de protegê-lo.

O conjunto lógico é constituído de sete circuitos híbridos individuais, contendo 44 circuitos integrados complementares-simétricos MOS. Êles equivalem a 3.474 transistores NPN e PNP.

O oscilador e o circuito de contagem geram a freqüência primária e dividem-na por um fator de 2. O divisor de 14 estágios proporciona cinco diferentes freqüências, para diversas funções, as quais são introduzidas nos outros circuitos.

O circuito do contrôle operacional controla o tempo de mostragem dos dígitos de horas e minutos, tempo êsse predeterminado em 1,25 segundos. Em outras palavras, ao se pressionar o pequeno botão na parte frontal do relógio, os dígitos indicando horas e minutos aparecem iluminados no mostrador durante 1¼ segundos. O mesmo circuito lógico fornece um sinal que, no caso de o botão continuar comprimido, fará com que apareçam também no mostrador os dígitos correspondentes aos segundos.

Um outro substrato lógico, o circuito contador de segundos, conta os segundos e possibilita a volta a zero da mostragem dos segundos. Êle também gera um sinal que faz com que a mostragem dos minutos mude de 59 para 00 no momento adequado.

O contador de minutos conta os minutos e gera um sinal que faz com que a mostragem das horas mude de 12 para 1. As horas são contadas de 1 a 12.

Um contrôle automático de nível de iluminação recebe as informações de três sensores de luz, montados no mostrador. Êsses sensores medem os níveis de luz ambiente. Se a iluminação ambiente se intensifica, os sensores estendem o ciclo de trabalho dos diodos emissores de luz (DEL) de forma que os números são apresentados de maneira mais intensa facilitando, portanto, sua leitura.

O último dos circuitos lógicos é o circuito comutador de potência. Êle fornece energia a 6 decodificadores de mostragem. Estas unidades, uma para cada dígito, são introdu-

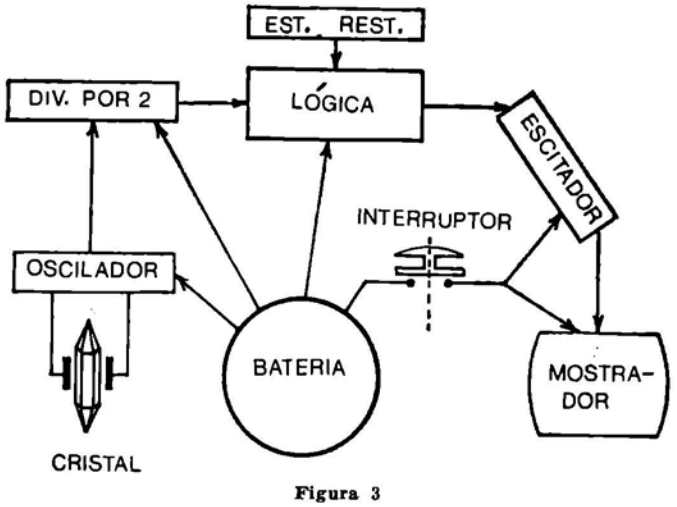


Figura 3

Diagrama em blocos do circuito do relógio. O cristal de quartzo fornece um sinal de alta freqüência ao divisor. Êsse sinal é então processado pelos circuitos lógicos e enviado do excitador; quando o interruptor na face do relógio é comprimido, êsse sinal ativa o dispositivo de leitura.



CASA RÁDIO FORTALEZA

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

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

PERFEITO SERVIÇO DE REEMBÔLSO POSTAL E AÉREO

——— SOLICITEM NOSSA LISTA DE PREÇOS ———

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

zidas no CDB (codificador decimal binário) fornecendo informações dos circuitos de contagem e convertem os pulsos em números.

Os DEL (diodos emissores de luz), medindo cêrca de 0,5 milímetro quadrado, estão dispostos em matrizes de 27 pontos, sendo que cada matriz corresponde a um número. Uma dessas matrizes, entretanto, (os dígitos das dezenas da mostragem de horas), necessita apenas de 7 diodos para formar o nº 1 (veja a figura 1).

Êste relógio possui uma extrema precisão, pois sua freqüência básica de operação é 4 vêzes maior que a utilizada nos relógios eletromecânicos que empregam cristal de quartzo. Desta maneira é perfeitamente possível manter-se a precisão do relógio dentro de $\pm$ 3 segundos por mês. Além disso, como não existem engrenagens nem dispositivos mecânicos, êste relógio não é

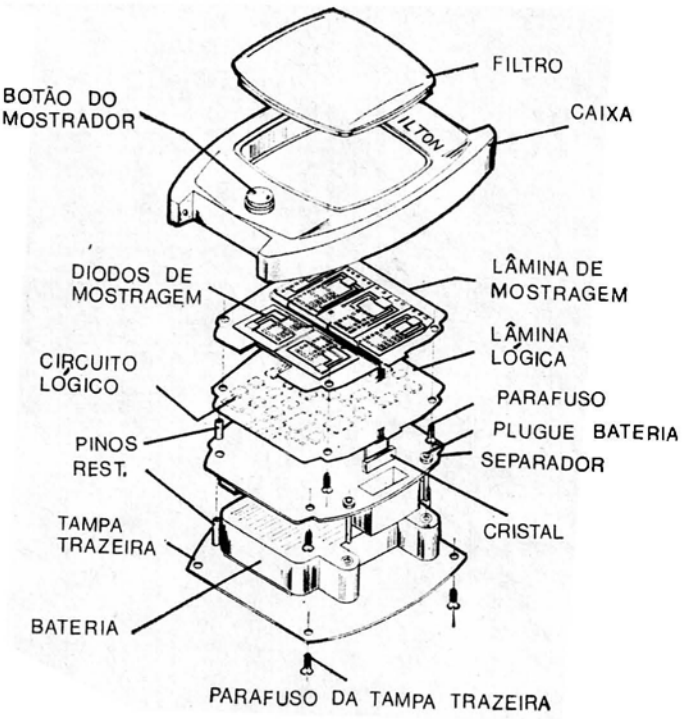


Figura 4
A vista explodida do relógio nos mostra como êle é montado. Note que a bateria ocupa a maior parte do espaço disponível. Acima da bateria, após o isolador, estão as duas lâminas de circuito integrado. O conjunto total tem as dimensões aproximadas de um moderno relógio de pulso.

SAFCO

Capacitores Eletrolíticos

Duas marcas para atender a uma só exigência:

QUALIDADE

INDEC

Capacitores de papel impregnado

- **Capacitores eletrolíticos de 15 v a 450 v**
- **Capacitores de papel impregnado de 230 vac a 1.100 vac**
- **Capacitores para ignição (todos os modelos)**
- **Capacitores de Poliéster de 50 v — 200 v — 400 v e 600 v**

Para tôda a nossa linha, consulte-nos que teremos o máximo prazer em atende-lo.

SAFCO
INDÚSTRIA E COMÉRCIO

Rua Missionários, 50 - Santo Amaro - Telefones: 269-2470 e 269-0214

Caixa Postal, 12819 - End. Teleg: SAFCONOVEA - São Paulo - Brasil

afetado pela sua posição física; condição esta que afetaria os relógios eletrônicos convencionais.

A bateria recarregável, de 3 células, foi especialmente projetada e construída para esta aplicação. Sob condições normais de utilização sua energia é suficiente para manter em funcionamento o "Pulsar" durante 6 meses ou mais. O relógio é acompanhado de uma bateria de reserva e um dispositivo carregador de bateria. Quando a bateria do relógio se esgota ela é removida simplesmente retirando-se a tampa traseira do relógio e colocando-se em seu lugar a bateria de reserva, prèviamente carregada. A troca das baterias não influenciará no funcionamento nem na precisão do relógio, pois a bateria de sustentação, permanentemente localizada no módulo eletrônico fornecerá a energia necessária ao funcionamento de todos os circuitos durante a troca da bateria principal.

Uma das mais importantes características do "Pulsar" é o fato de não existirem peças móveis, de modo que estão sumàriamente eliminados os defeitos devidos à fricção ou desgaste mecânico. Como uma segurança adicional de durabilidade, todos os componentes, inclusive fios de interligações, estão banhados em epoxy. Uma vez que não há o botão convencional para dar corda ou acertar os ponteiros, os problemas de vedação se tornam muito mais simples facilitando, portanto, a construção de relógios à prova de água ou pó.

Se fôr necessário acertar o relógio, basta comprimir um dos dois minúsculos botões embutidos na parte posterior da caixa do relógio. Um dêles adianta ràpidamente as horas, sem causar distúrbios nos minutos ou segundos. O outro leva os segundos automàtica-

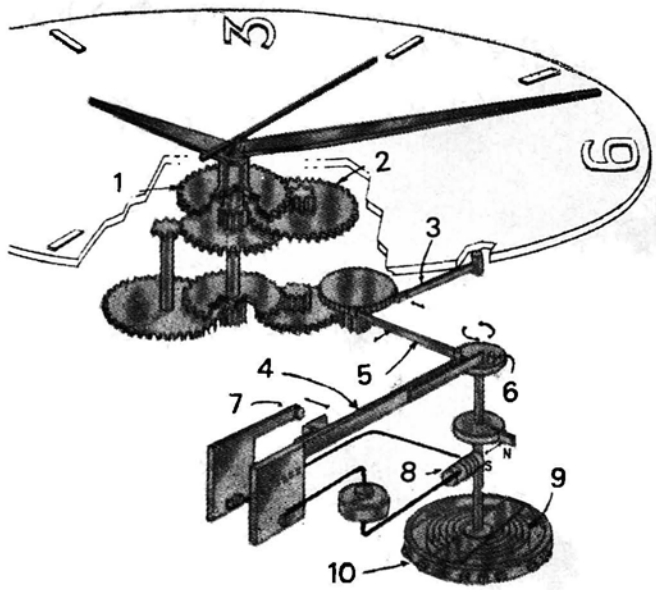


Figura 5

Relógio Elétrico básico

A energia proporcionada por uma bateria miniatura é transmitida ao balanço por meio de impulsos eletromagnéticos iniciados pelos contatos do interruptor, os quais são comandados pelo balanço. A precisão é controlada pela cadência de oscilação do balanço. Os ponteiros são acionados por um conjunto de engrenagens as quais são impulsionadas pelo balanço. O consumo de energia é insignificante e a duração da bateria é bastante longa.

1 — Engrenagem horária. 2 — Engrenagem minuteira. 3 — Trava fixa. 4 — Braço acionador. 5 — Propulsor. 6 — Pino. de acionamento. 7 — Contatos elétricos. 8 — Eletro-ímã. 9 — Cabelo. 10 — Balanço.

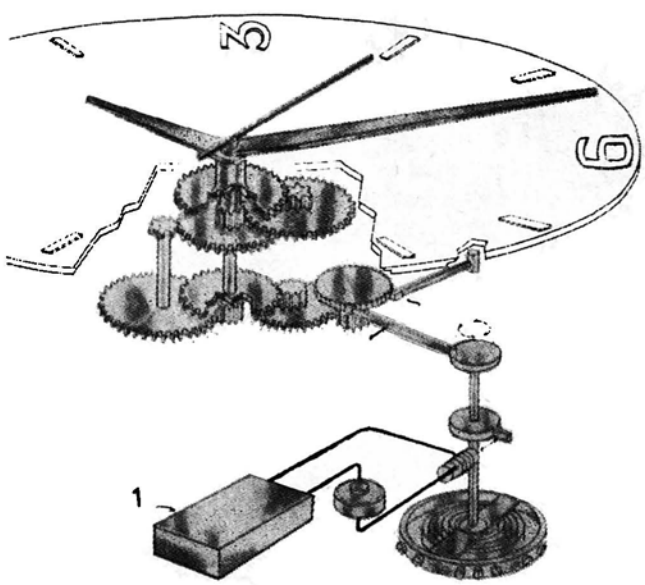


Figura 6

Relógio transistorizado básico

A energia é proporcionada por uma bateria miniatura e transmitida ao balanço por meio de impulsos eletromagnéticos, os quais são regulados por um circuito transistorizado. A precisão é regulada pela cadência de oscilação do balanço. Os ponteiros são acionados por um conjunto de engrenagens as quais são impulsionadas pelo balanço. A diferença básica entre êste relógio e o relógio elétrico básico é que, neste caso, os contatos mecânicos foram substituídos pelo transistor.

1 — Circuito eletrônico.

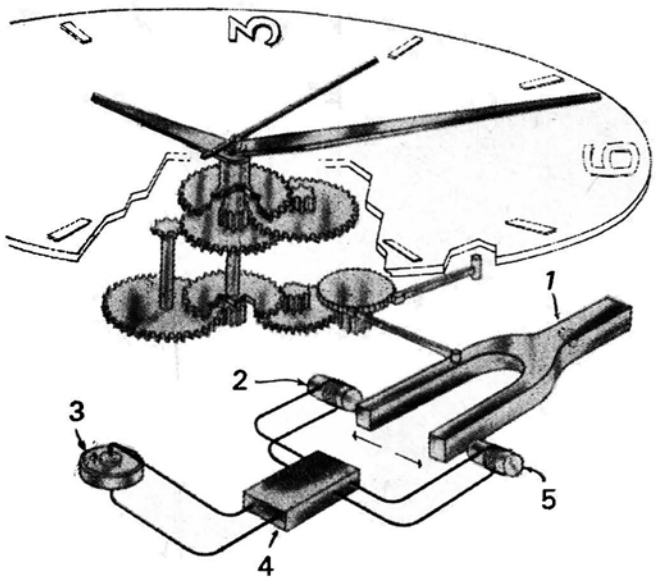


Figura 7

Sistema Bulova Accutron

A energia é proporcionada por uma bateria miniatura e transmitida ao diapasão por meio de impulsos eletromagnéticos, iniciados por uma bobina sensora e controlados por um circuito eletrônico. A precisão é inerente à freqüência natural de vibração do diapasão. Os ponteiros são acionados por um conjunto de engrenagens as quais são impulsionadas pelo diapasão. Como nos outros casos, o consumo de energia é insignificante e a duração da bateria é bastante longa.

1 — Diapasão. 2 — Imã permanente. 3 — Bateria. 4 — Circuito eletrônico. 5 — Imã dos pulsos de gatilho e acionamento (bobina sensora de fase).

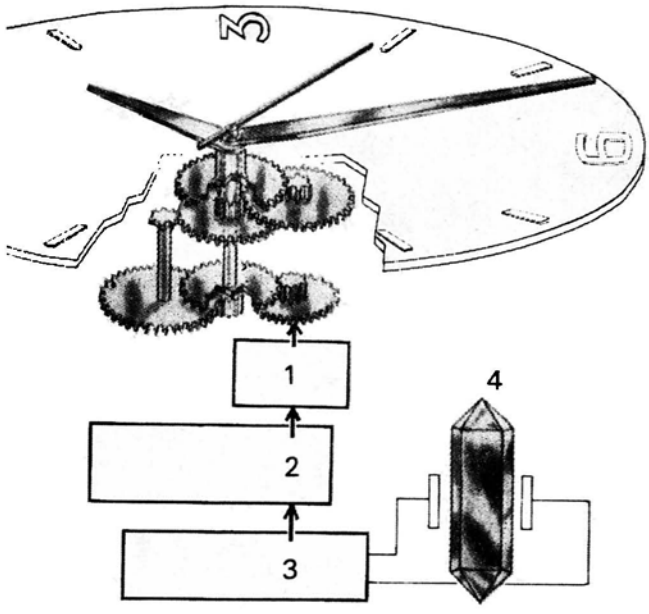


Figura 8

Relógio a cristal de quartzo

A energia é proporcionada por uma bateria miniatura. Um oscilador eletrônico, controlado a cristal de quartzo, fornece pulsos de alta freqüência a um divisor. A saída do divisor alimenta um motor que, por sua vez, aciona as engrenagens que comandam os ponteiros.

1 — Motor de acionamento. 2 — Divisor de freqüência. 3 — Circuito oscilador. 4 — Cristal de quartzo.

mente a zero, enquanto avança os minutos.

Para efeito de comparação mostramos nas figuras 5, 6, 7 e 8 os princípios de funcionamento dos diversos tipos mais comuns de relógios elétricos e eletrônicos.

Para os leitores interessados numa breve história dos dispositivos indicadores de tempo podemos mencionar que o primeiro registro que se tem sôbre tais dispositivos vem da China e data de mais de 4.000 anos. O Imperador Hwangti inventou um relógio d'água que consistia de um vaso de latão, dotado de um pequeno orifício, o qual era colocado numa bacia com água. O número de horas era calculado de acôrdo com o tempo que o vaso levava para submergir.

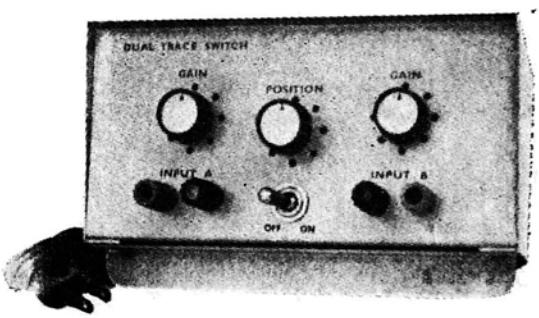
Mais tarde os gregos desenvolveram um outro relógio de água, a Clepsydra. Em outras partes do mundo proliferaram os relógios de areia.

Durante as Cruzadas foram trazidos do Oriente para a Europa os primeiros dispositivos indicadores de tempo operados mecânicamente, por meio de pesos. Em 1480, Peter Henlein, um serralheiro de Nuremberg, construiu um relógio mecânico acionado por uma mola. Êsse relógio possuia apenas o ponteiro indicador de horas.

O primeiro relógio de pulso apareceu em 1571. Em 1670 foi adicionado o ponteiro indicador de minutos e, em 1685, foi introduzido o balanço, que aumentou em muito a precisão dos relógios. Êste sistema, embora melhorado, aperfeiçoado e adaptado às novas condições e inovações, perdurou até recentemente nos relógios mecânicos.

Mas a eletrônica acaba de fazer uma nova e grande conquista, no campo da relojoaria. Aí está o "Pulsar", um mini-computador de pulso; parece ficção, mas é realidade. Ω

COMUTADOR PARA DUPLO TRAÇO EM OSCILÓSCOPIO COM TEF



Thomas B. Mills
de Radio-Electronics

Para os técnicos de manutenção industrial, experimentadores e técnicos reparadores, a utilidade do osciloscópio é inquestionável. Não restam dúvidas, porém, de que a utilidade e versatilidade do osciloscópio aumentam enormemente se êle fôr dotado de uma unidade comutadora para exibição de duplo traço.

Os modernos osciloscópios de laboratório (de custo elevadíssimo) incluem amplificadores verticais duplos, além de inúmeros outros refinamentos, sendo que alguns dêles possuem tubos de raios catódicos com canhão duplo. Entretanto, o custo dêsses osciloscópios não permite que os técnicos e amadores se dêem ao luxo de tê-los em suas bancadas.

O dispositivo que apresentamos neste artigo, entretanto, permite converter um osciloscópio comum em osciloscópio de duplo traço, que permite a observação simultânea de duas formas de onda. Por exemplo, ao efetuar o teste de amplificadores pode-se observar os sinais de entrada e de saída, ao mesmo tempo; a comparação instantânea de ambos os sinais nos permite verificar fàcilmente a presença de distorção ou de rotação de fase. Para trabalhos em computadores eletrônicos e circuitos digitais, a apresentação de duplo traço é, na maioria das vêzes, indispensável a fim de se determinar a relação entre a saída de um "flip-flop" e outro.

O duplo traço também pode ser utilizado na verificação do sinal de modulação com relação à envolvente de modulação. O uso dêste dispositivo é limitado apenas pela sua resposta de freqüência, bem como pela resposta de freqüência do próprio osciloscópio. Em alguns casos o problema da limitação de freqüência pode ser contornado convertendo-se um sinal de RF de alta freqüência num sinal de freqüência mais baixa.

O comutador de duplo traço que descrevemos neste artigo é alojado numa pequena caixa, independente do osciloscópio, sendo ligado a êle da maneira mostrada na figura 1. Os sinais são aplicados separadamente a ambas as entradas. A saída do comutador é ligada à entrada vertical do osciloscópio, sendo o sincronismo retirado de

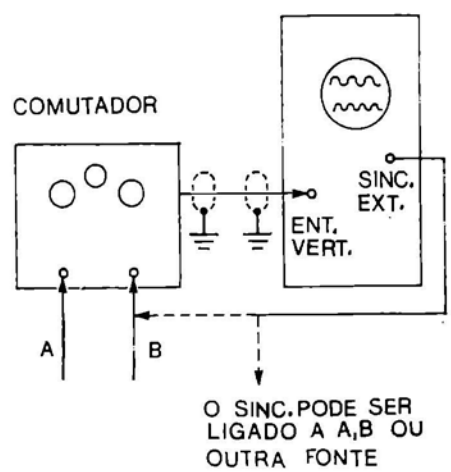


Figura 1

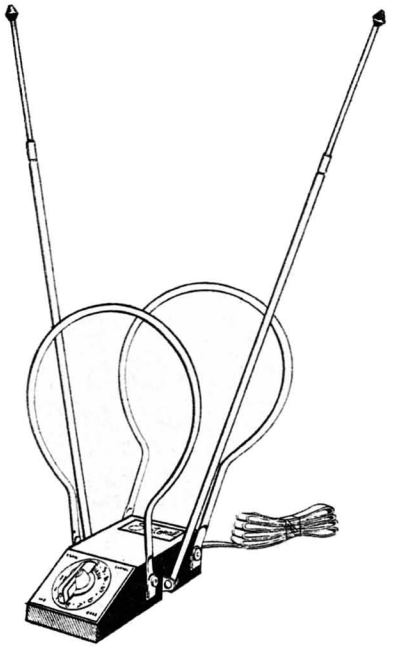
Interligações entre o comutador e o osciloscópio. O sincronismo externo é retirado de uma das entradas ou de uma outra fonte qualquer.

NOVA ANTENA INTERNA «SINTONAL" COM COMUTADOR DE CANAIS

biasia

MARCA REGISTRADA

Com a nova antena interna **"SINTONAL"**, você tem 12 opções, como se V. Sa. tivesse 12 antenas diferentes instaladas em sua casa. Sintonização perfeita em cada canal.



ELIMINA FANTASMAS E CHUVISCOS

A antena **"SINTONAL"**, por um sistema de variação de ressonância através de arcos e dipolos com comutação variável, permite a você ter o máximo rendimento da antena para cada canal, com um simples toque no botão.

SOLDADORES ELÉTRICOS DE 60, 130 e 200 WATTS PARA SOLDAGENS LEVES E PESADAS

Venda sòmente a revendedores.

PRODUTOS DE QUALIDADE GARANTIDA

metalúrgica biasia indústria e comércio ltda.

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

END. TELEGR.: "ANTENETERNA"

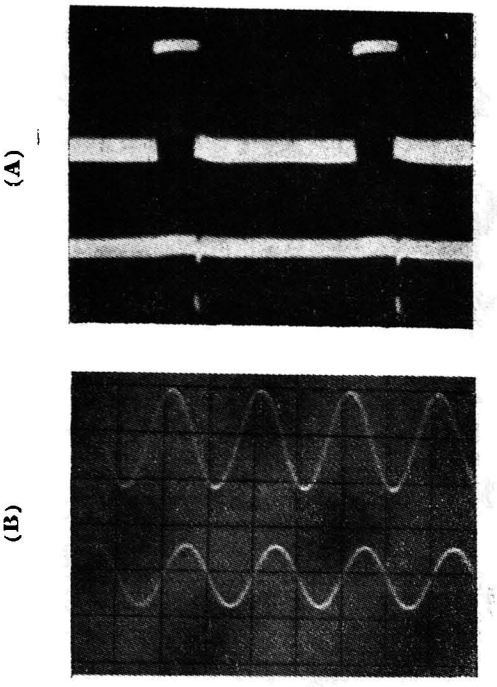


Figura 2

A — O pulso de gatilho, do traço superior, excita um multivibrador cuja saída está mostrada, simultâneamente, no traço inferior.
B — O traço superior representa uma onda senoidal do sinal de modulação, enquanto que o traço inferior mostra êsse mesmo sinal demodulado num transmissor.

uma das entradas e introduzido na tomada de **sincronismo externo** do osciloscópio.

A resposta de freqüência dos amplificadores de entrada é de 300 KHz dentro da gama abrangida pelos contrôles de ganho. Com os contrôles de ganho totalmente abertos, de maneira que não haja atenuação do sinal, a resposta de freqüência é de 1 MHz. O uso do comutador de duplo traço é bastante facilitado se o osciloscópio possuir varredura gatilhada, o que torna o sincronismo do traço independente da freqüência de entrada.

A figura 2 apresenta dois exemplos de exibição em duplo traço. A figura 2-a apresenta no

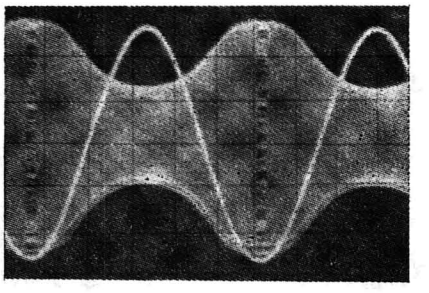


Figura 3

Batimento zero num sinal de FM.

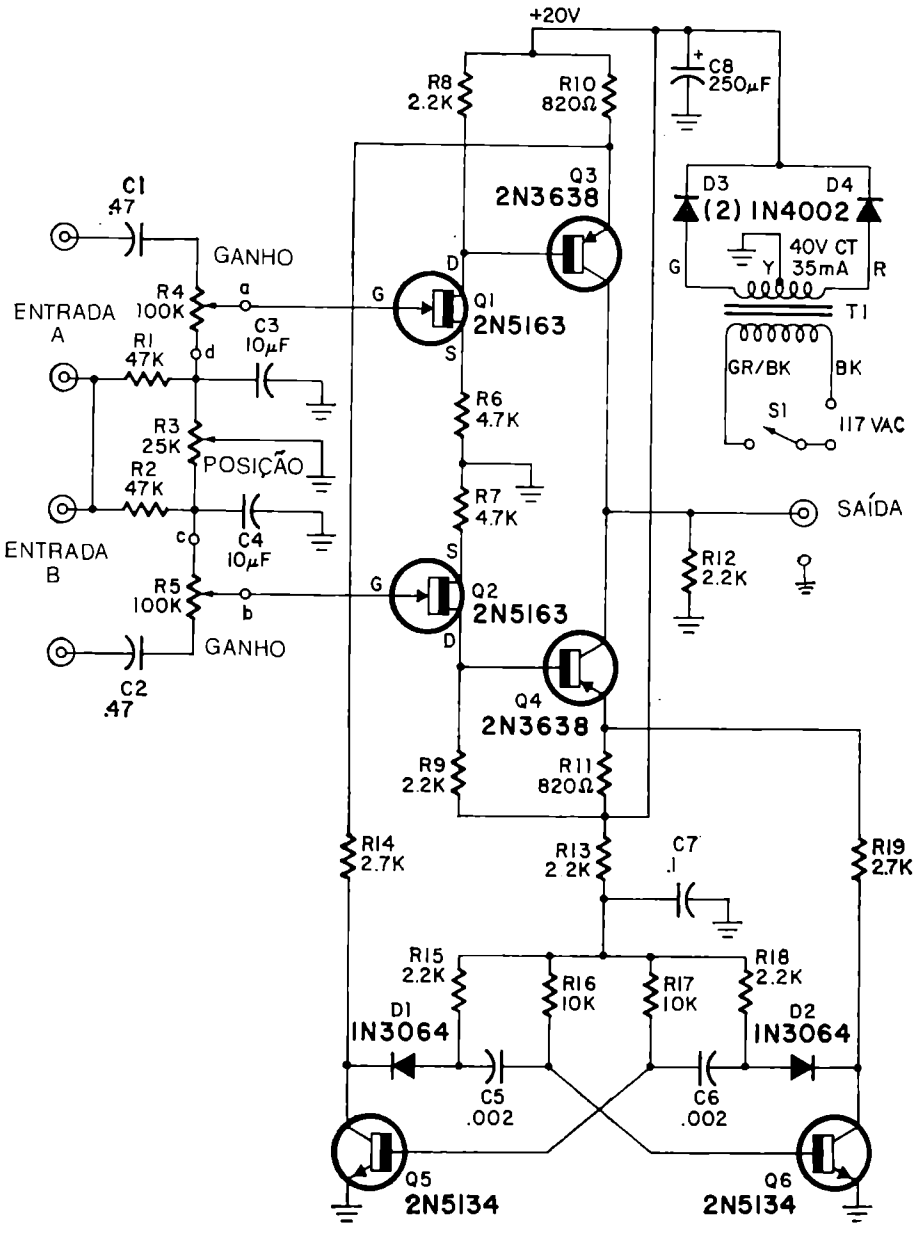


Figura 4

Diagrama esquemático do comutador de duplo traço para osciloscópios.

traço superior pulsos de gatilho os quais excitam um multivibrador de disparo singelo, cujo sinal de saída é apresentado pelo traço inferior. A velocidade de varredura é tal que os transientes de ceifamento aparecem como uma base estendida.

O segundo exemplo, figura 2-b, mostra no traço superior um sinal senoidal de modulação e no traço inferior o sinal demodulado.

A figura 3 apresenta o batimento zero num sinal de FM, o qual aparece como uma estreita faixa com linhas horizontais deslocando-se verticalmente a partir do pico negativo da onda senoidal.

A onda senoidal sobreposta é o sinal de modulação que fornece os pontos de referência para sintonia no máximo pico positivo, máximo pico negativo e portadora do sinal. Desta maneira, o desvio pico a pico pode ser medido com um conversor heterodino, no qual o oscilador conversor está numa freqüência mais baixa, de maneira que possa ser fàcilmente medida. O desvio do oscilador vêzes o número de harmônicas representa o desvio do sinal medido. A amplitude de RF varia no oscilograma, não devido à modulação, mas devido à banda de passagem do amplificador de baixa freqüência usado após o conversor.

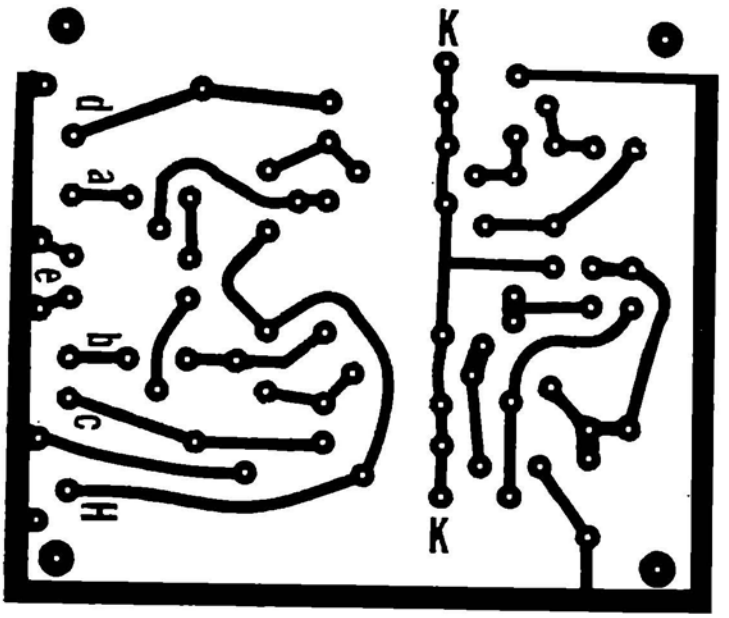


Figura 5

Desenho da placa de circuito impresso, em tamanho natural.

Como funciona o comutador

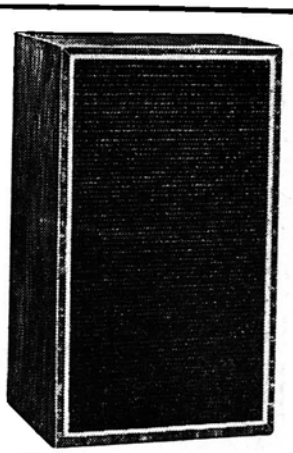
A figura 4 apresenta o diagrama esquemático do comutador de duplo traço. As duas entradas são atenuadas pelos potenciômetros R4 e R5 para um nível adequado ao circuito amplificador de comutador. O sinal é amplificado pelos transistores de efeito de campo (TEF) de entrada, Q1 e Q2, e aplicado às bases de Q3 e Q 4, que atuam como comutadores. Êstes transistores são alternadamente levados ao corte e à condução pelas formas de ondas de gatilhamento provenientes de Q5 e Q6.

Os transistores Q5 e Q6 constituem um multivibrador astável cuja freqüência é determinada por R16, R17, C5 e C6. Os diodos D1 e D2 permitem que a tensão dos coletores do multivibrador se eleve ràpidamente, melhorando desta forma a velocidade de comutação.

Vejamos como é efetuada a comutação: consideremos Q5 conduzindo; seu coletor está, portanto, à massa. O emissor de Q3 tem um potencial inferior ao de sua base estando, portanto, no corte. Ao mesmo tempo, Q6 está no corte e seu coletor está "flutuante" de forma que não haverá fluxo de corrente no resistor de carga R19. O emissor de Q4 está, por sua vez, 0,6 volts acima da base, de maneira que êsse transistor opera normalmente. A saída de Q4 ou Q3 se desenvolve através de R12, dependendo de qual dêles esteja conduzindo. A tensão de saída através de R12 é levada à entrada do osciloscópio.

Construção e utilização

A maior parte do circuito é montada numa placa de circuito impresso, cujo desenho em tamanho natural apresentamos na figura 5. A disposição dos componentes na placa de circuito impresso está mostrada na figura 6. A figura 7



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

FABRICA 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.

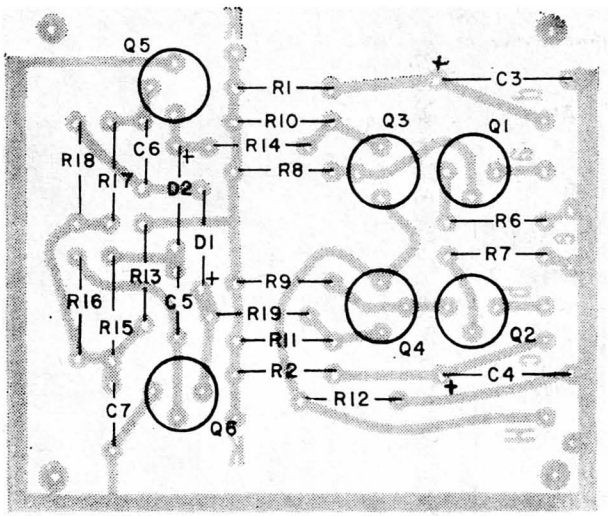


Figura 6

Disposição dos componentes na placa de circuito impresso.

mostra a disposição dos componentes e da placa de circuito impresso dentro da caixa; como se vê, a placa de circuito impresso está montada verticalmente sôbre o painel posterior.

Terminada a montagem devemos ligar um osciloscópio nos coletores de Q5 e Q6, onde deveremos observar uma forma de onda de 40 KHz com uma amplitude aproximada de 20 volts pico a pico.

A seguir, ligamos um gerador (de ondas senoidais ou quadradas, entre 10 Hz e 100 KHz) a ambas as entradas a fim de efetuarmos um teste de função. O sincronismo do osciloscópio deverá estar em todos os casos ligado externamente, como indicado na figura 1. A sensibilidade do osciloscópio deverá estar ajustada próxima ao máximo (0,5 volts pico a pico por polegada, ou mais).

O ajuste dos contrôles de posição deverá deslocar ambos os traços na tela para a posição desejada. Os contrôles de ganho R4 e R5 devem ser ajustados de maneira a produzirem formas de onda com amplitude adequada.

Lista de componentes

R1, R2 — 47.000 ohms
R3 — potenciômetro linear 25.000 ohms
R4, R5 — potenciômetro linear 100.000 ohms
R6, R7 — 4.700 ohms
R8, R9, R12, R13, R15, R18 — 2200 ohms
R10, R11 — 820 ohms
R14, R19 — 2.700 ohms
R16, R17 — 10.000 ahms
(Todos os resistores são de ½ W, 10%)
C1, C2 — 0,47 μF 600 V
C3, C4 — 10 μF, 15 V
C5, C6 — 0,002 μF
C7 — 0,05 μF
C8 — 250 μF, 30 V
D1, D2 — 1N3064
D3, D4 — IN4002
Q1, Q2 — 2N5163 (par casado)
Q3, Q4 — 2N3638
Q5, Q6 — 2N5134
T1 — Transformador, primário 110 V, secundário 40 V, 35 mA, com derivação central.
S1 — Interruptor simples.

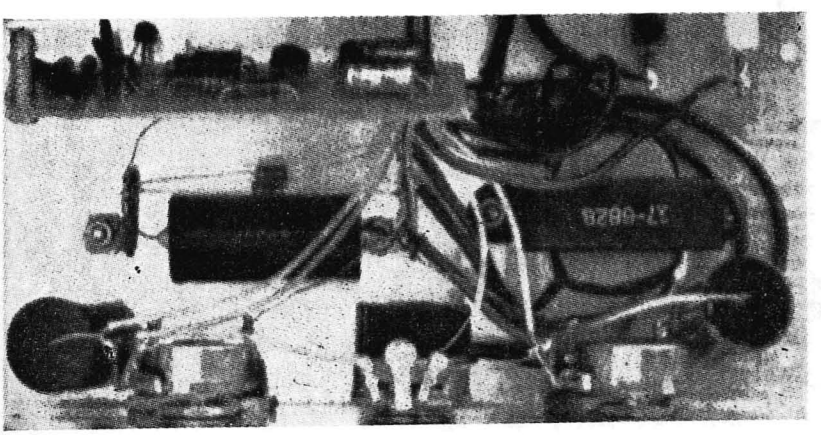


Figura 7

Aspecto da montagem do comutador em sua caixa. Se seu osciloscópio dispuser de espaço suficiente, e se você assim o desejar, poderá montá-lo no próprio osciloscópio e não numa caixa independente.

TRANSISTOR

LINHA COMPLETA DE COMPONENTES PARA REPOSIÇÃO EM QUALQUER APARELHO TRANSISTOR

- **FUJIYAMA**
- **VOLTIX**
- **TAMURA**

E OUTROS APARELHOS NACIONAIS E IMPORTADOS

CONSERTOS

SEÇÃO ESPECIALIZADA EM ASSISTÊNCIA P/ TÉCNICOS, INCLUSIVE DO INTERIOR (EM NOSSO LABORATÓRIO)

CAIXAS PARA RÁDIOS TRANSISTORIZADOS
DE UMA PILHA

Em plástico de auto impacto nas côres: prêto, cinza, azul e vermelho.

TRANSISTÉCNICA
ELETRÔNICA LTDA.

RUA DOS TIMBIRAS, 209
(Esquina Rua Sta. Ifigênia)
FONE: 221.0098 — SÃO PAULO

ÍNDICE GERAL DOS ARTIGOS PUBLICADOS NO ANO DE 1970

ANTENAS

Antenas de televisão com refletores planos 261/28
Antena fantasma 265/38
Antena omnidirecional para 27 MHz .. 265/50
Antena de ondas médias de baixo ruído 268/56
Sua recepção de TV é difícil? 270/63

AUDIO, ALTA-FIDELIDADE, ESTÉREO

Amplificador reforçador para guitarras — 50 W 261/21
Nomograma de separação de Canais... 262/64
Melhorando os fonógrafos de uma só válvula 264/69
Eliminando o "Rumble" em reproduções estereofônicas 264/75
Contrôle de agudos com presença 264/76
Misturador de áudio de quatro canais.. 265/41
Medição da impedância de entrada de amplificadores de áudio 265/73
Projeto de distorcedores para guitarras 266/25
Divisor de freqüência eletrônica para três canais 268/31
Adaptação prática e econômica para fones estereofônicos 269/38
A polarização nos gravadores de fita.. 269/73
Detector de Multiplex com CI 270/38
Construindo uma caixa acústica compacta 270/42
Construa um órgão cromatoscópico para seu equipamento estereofônico 270/52
Instalação de alto-falantes 271/45
Receita para construção de um preamplificador ceizado 271/57

DIAGRAMAS COMERCIAIS

Receptor Philco mod. B-459-B 261/62
Receptor portátil GE Apolo 11-36-A-58 262/62
TV-GE "Scort" e "Máscara Negra" — HTP 30-31 e TPL-HTPL 30-30 ..... 263/65
TV portátil transistorizada Philco B-253 264/62
TV-GE Decorama — Mod. TM/HTM-28-59-chassi LC 4011 ..... 265/77
Receptor Empire RVM-61 — RVC-561 266/52
Receptor GE — mod. RT/HRT — 37A-89 267/93
Receptor Empire — mod. RVM-58 e RVC-514 ..... 268/74
TV Invictus Pícolo H 105-31 cm 269/60
Televisor Zephir — mod. "Itamarati".. 270/77
TV — GE — "Versalette" — mod. H/TP-18-19 ..... 271/74
TV RCA 70-A 272/93

DIVERSOS

Alguns circuitos simples, porém eficientes 262/36
Fontes de alimentação com diodo de silício 262/38
FM estéreo dentro de um par de fones 262/53
Ovônica, uma nova tecnologia 262/56
Nomograma de separação de canais .. 262/64
Década de contagem transistorizada .. 263/27
Cálculo simplificado de resistores em paralelo 263/49
Lista de emissoras — faixa tropical... 263/53
Tabela internacional de iluminação.... 263/63
Liberada a "Faixa do Cidadão" 263/81
Como é que os computadores digitais efetuam a leitura das informações .. 265/29
VDR's e termistores 268/49
Experiências com indicadores digitais.. 269/35
Regule o distribuidor de seu carro com um VOM 270/90
Relógio eletrônico de pulso 272/101
Construa um "Kart" para seus instrumentos 272/95

ELETRÔNICA

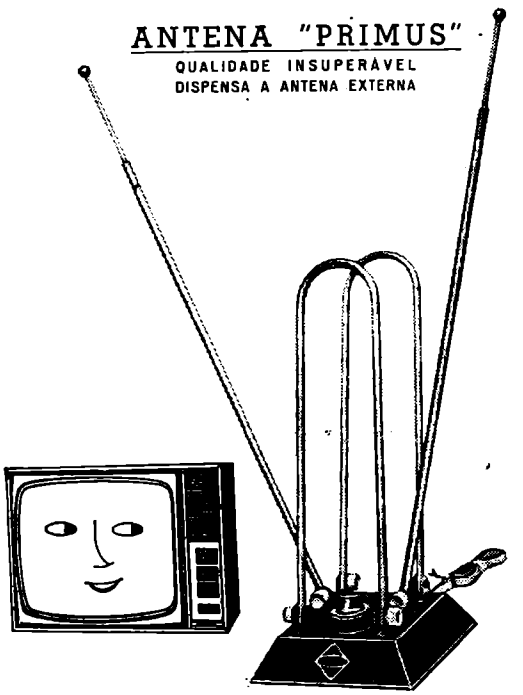
Ovônica, uma nova tecnologia 262/56

INSTRUMENTOS DE TESTE E MEDIÇAO

Simples gerador de ondas quadradas .. 261/54
Traçador automático de curvas características de transistores 267/71

SURPREENDENTE LANÇAMENTO

ANTENA "PRIMUS"
QUALIDADE INSUPERÁVEL
DISPENSA A ANTENA EXTERNA



CONHEÇA A NOVA ANTENA INTERNA PARA TV, PRIMUS AUXILIUM

Contém dispositivos para ser ligada em qualquer antena externa, e seletor para variar as impedâncias de cada canal, reforçando o sinal de vídeo e eliminando sombras, chuviscos e fantasmas.
Antena Primus Auxilium dá nova Imagem ao seu televisor.

ATENÇÃO

NOSSO MODÊLO É PATENTEADO NO DEPARTAMENTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL SOB N.º 07096

PRIMUS Rádio e Televisão Ltda.

RUA SANTA IFIGÊNIA, 710
FONE.: 220-2726 — SÃO PAULO

Simples Testes para diodos e retificadores controlados de Silício 269/41
Calibrador a cristal com um só transistor 269/49
Comutador de duplo traço para osciloscópios 272/107

MONTAGENS E CONSTRUÇÕES

Amplificador reforçador para guitarras — 50 W 261/21
Sintonizador FM estereofônico 261/46
Simples gerador de ondas quadradas .. 261/54
Intercomunicador transistorizado 262/21
Construindo um bongô eletrônico 262/28
Distorcedor para guitarra 263/24
Construa um reverberador p/ guitarras 264/29
Transceptor transistorizado de fácil construção 264/32
Detector de fogo 264/38
Misturador de áudio de 4 canais 265/41
Controlador automático para ampliadores fotográficos 266/37
Simples receptor de OM com um só CI 266/67
Um receptor regenerativo monovalvular 267/29
Contrôle eletrônico para trens elétricos miniatura 267/61
Traçador automático de curvas características de transistores 267/71
Divisor de freqüência eletrônico para três canais 268/31
Simples indicador de tempo de exposição para ampliadores fotográficos 268/76
Simples testes para diodos e retificadores controlados de Silício 269/41
Calibrador a cristal com um só transistor 269/49
Simples e econômico conversor para 27 MHz 269/53
Construindo um expansor de volume com circuitos integrados 269/79
Detector de multiplex com CI 270/38
Construindo uma caixa acústica compacta 270/42
Construa um órgão cromatoscópico para seu equipamento estereofônico 270/52
Fonte de Alimentação de alta precisão 270/68
Um amplificador transistorizado para você montar 271/82
Conversor para ondas curtas 272/89
Comutador de duplo traço para osciloscópios 272/107

RADIOAMADORISMO

Acopladores em L 261/24
Antena fantasma 265/38
O OFV Tesla 266/33
Multiplicador de Q elimina interferências 266/43
Simples e econômico "S Meter" 267/83
Melhorando a sintonia em ondas curtas 271/38



SEMICONDUTORES RCA SÃO SUPERIORES EM:

- **DESEMPENHO**
- **QUALIDADE**
- **UNIFORMIDADE**
- **CONFIABILIDADE**
- **ECONOMIA GLOBAL**

Revendedores autorizados de semicondutores RCA

SÃO PAULO
ELECTRO RADIO LTDA.
Rua Seminário, 199 - 1.º sobreloja
Fones: 35.6294 32.5913 35.8892
RADIO EMEGÊ S/A.
Av. Rio Branco, 301
Fone: 220.3811
Rua Sta. Ifigênia, 218
Fones: 221.0754 220.3627 220.3427
RIO DE JANEIRO
EBICOL LTDA.
Rua dos Andradas, 96 s/1004
Fone: 243.3160
LOJAS NOCAR
Rua da Quitanda, 48
Fones: 242.1734 - 242.1510
MAGNATON RÁDIO LTDA.
Av. Marechal Floriano, 41/43
Fones: 243.2682 243.4186
PÔRTO ALEGRE
ARNO DECKER S/A.
Rua Dr. Flôres, 116
Fone: 4.7685
IMAN IMPORTADORA
Av. Alberto Bins, 557
Fone: 4.7082
SALVADOR
TV-PEÇAS LTDA.
Rua José Gonçalves, 6 loja 5
Fone: 3.6348

Amplificador aguçado para recepção de CW 271/52
Osciladores para OFV 271/54
Eliminação da portadora em SSB 272/33
Osciladores p/ OFV (2ª parte) 272/42
O sossêgo do radioamador 272/81

REPARAÇÕES E INSTALAÇÕES

O consêrto da "bomba" 270/60
Instalação de alto-falantes 271/45
Operação "Abacaxi" 271/70
Como consertar rádios transistorizados . 272/38

TELEVISÃO

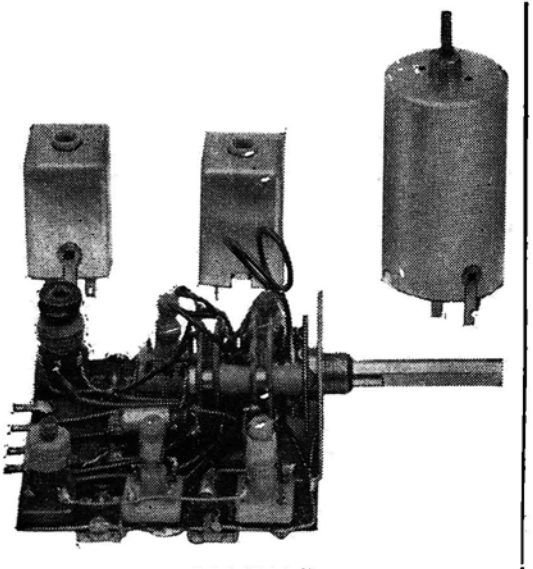
Antenas de televisão c/ refletores planos 261/28
O estágio de entrada dos televisores (3ª parte) 261/66
O estágio de entrada dos televisores (4ª parte) 262/47
O estágio de entrada dos televisores (5ª parte) 263/28
O estágio de entrada dos televisores (6ª parte) 264/46
O estágio de entrada dos televisores (7ª parte) 265/63
Alguns casos de reparação de TV 265/58
O estágio de entrada dos televisores (8ª parte) 266/53
O estágio de entrada dos televisores (conclusão) 267/43
Técnica de teste nos próprios circuitos 267/36
TV — RCA — 70 ..... 269/29
Sua recepção de TV é difícil? 270/63
As bobinas de deflexão 272/50

TEORIA

Os SCR (3ª parte) 261/56
O estágio de entrada dos televisores (3ª parte) 261/66
O estágio de entrada dos televisores (4ª parte) 262/47
Fontes de alimentação (7ª parte) 262/66
Os SCR (4ª parte) 262/72
O estágio de entrada dos televisores (5ª parte) 263/28
Fontes de alimentação (8ª parte) 263/36
Os SCR (5ª parte) 263/44
O estágio de entrada dos televisores (6ª parte) 264/46
Os SCR (6ª parte) 264/56
Fontes de alimentação (9ª parte) 264/63
Fontes de alimentação (conclusão) .. 265/53
O estágio de entrada dos televisores (7ª parte) 265/63
Os SCR (7ª parte) 265/69
Projeto de distorcedores para guitarras 266/25
O estágio de entrada dos televisores (8ª

NÃO FIQUE "ENROLADO" TENHA TRANSQualidade com MONOBLOCOS e FIs da TRANSHAR

A **TRANSHAR** vem há alguns anos servindo indústrias de renome nacional. Lança agora, depois de várias pesquisas, o seu **MINIMONOBLOCO** para linhas de montagem, montadores e comércio em geral.



MEDIDAS

Monobloco — 65 x 70 x 35 mm
FIs Quadradas 20 x 20 x 30 mm
FIs Redondas 30 x 50 mm
Chave de Onda 30 x 30 mm (Eixo — 40 mm)

À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

Não tenha problemas com montagem de chaves de onda, bobinas, trimmers, etc... usando **MONOBLOCOS** e **FIs PRÉ-CALIBRADOS TRANSHAR** compostos de bobinas de ALTO "Q" garantindo melhor sensibilidade e seletividade, ainda que tenha dimensões reduzidas (funciona de 6 V a 3 Volts)

VEJA E COMPROVE

OS MONOBLOCOS E FIs TRANSHAR vêm com instruções e circuitos testados em todo o território nacional.

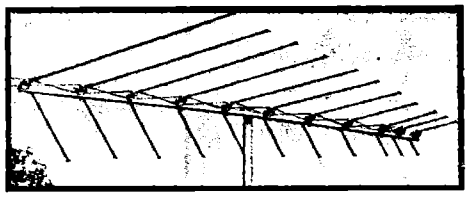
AGUARDAMOS SUA VISITA: escreva para **INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE BOBINAS TRANSHAR LTDA.**

RUA DOS ANDRADAS, 130 — VILA PREL
Cx. Postal 12.751 — Santo Amaro — S. Paulo
Fone: 269-64-56 — Recados das 8 às 12 hs.



3 GRANDES NOMES EM ANTENAS UNIRAM-SE PARA MELHOR SERVI-LO

JERROLD — SUPER-VIDEO — RANGEL "ESPINHA DE PEIXE" RANGEL — LANÇADA NOS USA (1962)



TIPO ORIGINAL — De acôrdo com os modelos americanos em nosso poder e em exposição. Sistema de rebite — Modêlo reforçado — Únicos fabricantes.
TIPO IMITAÇÃO — Obedece às características mecânicas da original. Sistema de encaixe e parafusos.
TIPO COMUM — Obedece ao mesmo aspecto visual. Iguais às da concorrência menos ganho. Compare **antes** de comprar! Qualquer quantidade.

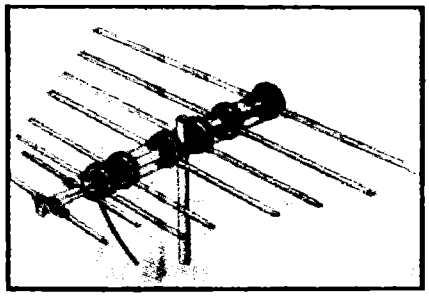
	Original LP Cr$	Imitação JR Cr$	Comum EP Cr$
18 elem. - Alcance 280 km -	120,00	62,40	50,00
11 elem. - Alcance 240 km -	88,00	48,00	40,00
8 elem. - Alcance 160 km -	60,00	40,00	32,00
4 elem. - Alcance 80 km -	30,00	18,00	11,00

"SUPER H" — SUPER-VIDEO — LANÇADAS NOS USA (1961)

Antena que há 9 anos vem resolvendo problemas em lugares de difícil recepção.

Super H - 30 elem. - Alcance 220 km - Cr$ 120,00
Super H - 19 elem. - Alcance 220 km - Cr$ 60,00
Super H - 15 elem. - Alcance 140 km - Cr$ 38,00
Super H - 11 elem. - Alcance 140 km - Cr$ 30,00
Super H - 7 elem. - Alcance 60 km - Cr$ 18,00

"COLOR MAXIMO" — JERROLD — LANÇADA NOS USA (1968)



Última novidade nos USA — Isoladores circulares interligados, montada com parafuso de latão. Para TV em côres, TV b&p, Stéreo FM. Garantia de 1 ano contra defeitos de fabricação e corrosão.

CM - V-307 - 20 elem. - alcance 350 km - Cr$ 120,00
CM - V-305 - 14 elem. - alcance 300 km - Cr$ 80,00
CM - V-303 - 9 elem. - alcance 200 km - Cr$ 60,00
CM - V-301 - 5 elem. - alcance 100 km - Cr$ 35,00

Para VHF - UHF - FM - TV em côres - Suporte de alumínio - Cr$ 12,00 - Cônica - DDR-12 - Yagui - * Antenas + de 84 tipos diferentes - * Interna com seletor eletrônico - * Coletivas transistorizadas - * Giratório Rangel - * Booster - * Amplificador transistorizado - * Fios para antenas - * Tubos de alumínio - * Conversor de UHF - * Peças de antenas, em avulso para quem quiser fabricar - * Preços para varejo - * Atacado tabela especial.

Venda sòmente a dinheiro - * Impôsto incluso - * Para despacho + 4% de despesas.

ANTENAS RANGEL

Nesta rua há várias lojas de antenas - Uma perto da outra - Mas, nós somos os únicos fabricantes, por isso nossos preços são muito mais baixos.
NÃO ESQUEÇA: O ENDEREÇO CERTO É

RUA RIACHUELO, 320 — FONE: 36-4059

parte) 266/53
Os SCR (8ª parte) 266/77
Desfazendo 3 dúvidas 266/86
O estágio de entrada dos televisores (conclusão) 267/43
Desfazendo 3 dúvidas (2ª parte) 267/51
Os SCR (9ª parte) 267/85
Desfazendo 3 dúvidas (conclusão) 268/58
Os SCR (10ª parte) 268/64
Os SCR (11ª parte) 269/61
Os SCR (12ª parte) 270/81
Os SCR (13ª parte) 271/88
Projeto de circuitos de áudio com pares complementares de silício (1ª parte) 271/93

TRANSMISSÃO E COMUNICAÇÕES

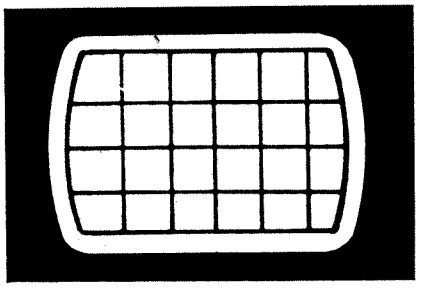
Acopladores em L 261/24
Proteção dos circuitos de entrada de transceptores 263/35
Transceptor transistorizado de fácil construção 264/54
Transceptor para 27 MHz 266/67
Excitador de SSB por rotação de fase 270/33
"Vox-Control" p/ transmissores de SSB 271/33
Osciladores para OFV 271/54
Eliminação da portadora em SSB 272/33
Osciladores para OFV (2ª parte) 272/42

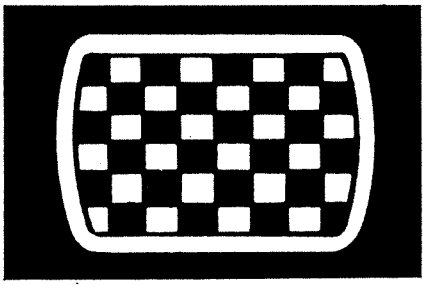
TRANSISTORES E SEMICONDUTORES

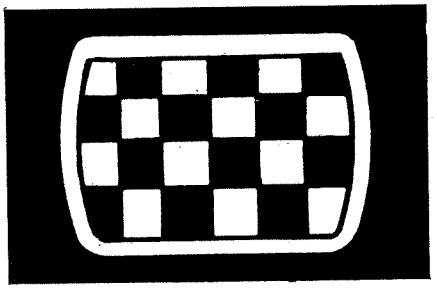
Os SCR (3ª parte) 261/56
Circuitos integrados em câmaras fotográficas 261/71
Fontes de alimentação com diodos de silício 262/38
Os SCR (4ª parte) 262/72
Os SCR (5ª parte) 263/44
Fabricação de transistores 263/56
Características de diodos de silício, retificadores de potência 263/82
Os SCR (6ª parte) 264/56
Sintonia com varactores 265/34
Os SCR (7ª parte) 265/69
Simples receptor de OM com um só CI 266/67
Os SCR (8ª parte) 266/77
Dispositivos de estado sólido em câmaras fotográficas 267/35
Os SCR (9ª parte) 267/85
Os SCR (10ª parte) 268/64
Os SCR (11ª parte) 269/61
Experiências com Zener amplificado ... 269/56
Os SCR (12ª parte) 270/81
Os SCR (13ª parte) 271/88
Projetos de circuitos de áudio com pares complementares de silício (1ª parte) 271/93
Projeto de circuitos de áudio com pares complementares de silício (2ª parte) 272/54
Os SCR (14ª parte) 272/61

GERADOR DE IMAGEM PARA TELEVISORES

MODÊLO-GI-14-G, 14 VÁLVULAS







Aparelho ideal para oficinas bem montadas e indústrias de TV. Gera os sincronismos com supressão de retôrno, independente da imagem. Pode ser modulado externamente com som ou imagem. Gera as imagens acima e outras combinações, se desejadas. Proporciona sinal com modulação escalonada (branco, cinza e prêto) para comparação dos meios tons. (14 válvulas duplas).

PENNA & PENA LTDA.

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

A VENDA NAS PRINCIPAIS CASAS DO RAMO.

Índice dos anunciantes

Antenas Biasia	108
Antenas Rangel	118
Artimar	96
Begli	78, 79
Bernardino Migliorato	63
Bravox	4ª capa
Cardeal	4, 5, 70
Casa dos Toca-discos	60
Casa dos Transformadores	8
Casa Rádio Fortaleza	103
Ce-Cap	76
C. C. E.	66, 67, 68, 69
Cherry	80
Colaradi	83
Delta	10
Douglas Radioelétrica	7
Electro-Rádio	85
Eletrônica Guanabara	92
Eletrônica Rudi	76
George Nagib	80
Ibrape	15
Instituto R. T. Monitor S/A	18, 30
Ion	73
Jensen	12, 13
Kap	53
Kron	24
Labo	64
Loja do Livro Eletrônico	6
Lojas Nocar	88
Lorenzetti	9
Luigi Bacchini	110
Magnaton	19
Matsushita	22
Menandro Creazola	28
Metaltex	26
Metalúrgica Arteson	74
Mialbrás	75
Milfra	65
Motoplay	16
Penna e Pena	119
Philco	17
Pontet	29
Primus	115
Rádio Emegê	71
Rádio Técnica Aurora	14, 106, 113
RCA	87, 116
Renz	23
RHA	77
Roneg	20
Safco	103
Solhar	21
Sylvania	31
Trancham	2ª capa, 32
Transhar	117
Transistécnica	114
Transmini	3, 97
Union Carbyde	27
Variant	11
Victor T. Mauri	78
Walgran	113
Winco	3ª capa
Whinner	25
Zamir	2

REVISTA MONITOR DE RÁDIO e TELEVISÃO

Fundada em outubro de 1947
por Nicolás Goldberger

Nº 272
ANO XXIV
DEZEMBRO 1970

HÁ 20 ANOS DIVULGANDO A TÉCNICA A SERVIÇO DA ELETRÔNICA

NOSSA CAPA

Linha de instrumentos SANWA, distribuidos pela «CARDEAL» Materiais Elétricos S/A.

SUMÁRIO

Eliminação da portadora em aparelhos de SSB	33
Como consertar rádios transistorizados	38
Osciladores para O.F.V. — 2ª parte	42
Curso Básico de Eletrônica	44
Bobinas de deflexão	50
Projetos de circuitos de áudio com pares complementares de silício — 2ª parte	54
Os SCR — 14ª parte	61
O sossêgo do radioamador — Um filtro contra interferências	81
Conversor para ondas curtas	89
Diagrama Comercial — TV RCA — mod. 70-A	93
Construa um «Kart» para seus instrumentos	95
Noticiário Industrial	98
Relógio Eletrônico de pulso com indicação digital	101
Comutador de duplo traço para osciloscópio com TEF	107
Índice geral de 1970	114

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