REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

ABRIL 1979 N.° 372 Cr$ 30,00



FONTE DE ALIMENTAÇÃO PARA SEU PX RESIDENCIAL À PROVA DE CURTO-CIRCUITOS

LMP

power line bravox

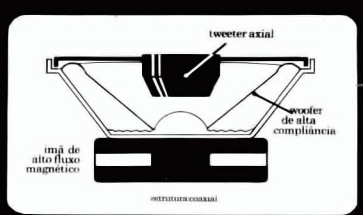


Modelo BC-69
50 WATTS



Modelo BC-6
50 WATTS

POWER LINE BRAVOX - Coaxial para amplificadores e toca-fitas.



- **Potência Total** dentro do seu carro.
- Altíssimo rendimento eletroacústico e qualidade de som.
- Perfeito balanceamento sonoro entre os dois alto-falantes, com emissão conjugada de todas as freqüências numa única estrutura, sólida e anti-vibratória.
- Recomendado para todos os amplificadores nacionais.

BRAVOX

alto-falantes Bravox - a alma do som

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

REGISTRO 336.P.209/73 DCDP - DPF

ANO XXXI — N.º 372 — ABRIL — 1979

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Redação e Administração:
RUA TIMBIRAS, 263 - FONE: 220-7422
CAIXA POSTAL 30 277 - SÃO PAULO

Propriedade do
INSTITUTO RADIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:
ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:
OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:
HELOISA HELENA P. HUFF

Desenhos:
MOACYR JOSÉ GONÇALVES

Consultor Permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
ENG.º ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLAUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
Adolfo Toyomaro Ichiki
A. Fanzeres
Aquilino R. Leal
Rudolf Mäusl
R. W. Engstron
DPTO. TÉCNICO CABASSE
IBRAPE
RCA ENGINEER

Produção Gráfica:
GRÁFICA OBJETIVO
Rua Salete, 378

Distribuidor Exclusivo:
FERNANDO CHINAGLIA
DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 - ZC-11
Rio de Janeiro - RJ

Publicidade:
MONITOR PROMOÇÕES E
PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366 1.º andar
Caixa Postal 30 277 - São Paulo - SP

Circulação:
Publicação mensal que circula em todo o País, Portugal e Províncias Ultramarinas.

Tiragem:
23 000 exemplares

Assinaturas:
1 ano ..... Cr$ 330,00
2 anos ..... Cr$ 650,00

ÍNDICE

Minuteria Eletrônica Comandada por Toque (O Versátil 555 Novamente em Ação) 27

Exploradores de Raios-X Tomográficos Computatorizados 33

ÁUDIO: *Nota sobre o Servo-Controle de Alto-Falantes* 39

A Operação Segura de Transistores de Potência 46

TELEVISÃO: *Tecnologia de Televisão — 4.ª Parte* 53

Reparação de Receptores de Rádio Transistorizados 59

Os Multivibradores 68

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 80

TESTE VOCÊ MESMO 85

NOSSA CAPA 86

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA.
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade dos anunciantes.

PROJETOS ELETRÔNICOS COM O C.I. 555

Você sabia a imensidade de circuitos práticos que podem ser realizados com o simples e econômico circuito integrado 555?

Pois este livro abrirá novos horizontes para centenas de experiências e aplicações úteis em que você não precisará ficar "correndo atrás" de peças difíceis e caras: basta-lhe o divulgadíssimo 555 e umas peças comuns, e você construirá circuitos para automóveis, alarmas, geradores de ruídos, comando de trenzinhos, como, por exemplo:



E isto tudo, com mais de 80 ilustrações entre esquemas e chapeados, a partir do mais barato dos integrados que existem no comércio. Realmente, você não pode perder este livro.

ADQUIRA HOJE O SEU EXEMPLAR!
Ref. 18-700 — Preço Cr$ 100,00

Se não encontrar no seu fornecedor habitual, peça-o aos distribuidores exclusivos
LOJAS DO LIVRO ELETRÔNICO
Caixa Postal 1131 — 20000 Rio de Janeiro, RJ

SELTRON

SELEÇÕES ELETRÔNICAS EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 771 — 20 000 — RIO DE JANEIRO

MINUTERIA ELETRÔNICA COMANDADA POR TOQUE

(O VERSÁTIL 555 NOVAMENTE EM AÇÃO)

Aquilino R. Leal *

COM ESTE CIRCUITO VOCÊ PODERÁ LIGAR QUALQUER APARELHO ELÉTRICO SEM SE PREOCUPAR EM DESLIGÁ-LO: O CIRCUITO FARÁ ISTO POR VOCÊ, UMA VEZ TERMINADO O PERÍODO DE TEMPORIZAÇÃO PROGRAMADO, O QUAL PODERÁ SER SUPERIOR A 1 HORA!

O INTERESSANTE DESTE DISPOSITIVO É QUE A SUA ATIVAÇÃO É REALIZADA ATRAVÉS DE TOQUE, OU SEJA, ENCOSTANDO O DEDO NO SEU SENSOR, O QUAL É CONSTITUÍDO POR APENAS UM PONTO DE CONTACTO, ISTO É, POR UM ÚNICO FIO!

AS APLICAÇÕES DESTE CIRCUITO SÃO PRATICAMENTE ILIMITADAS. VOCÊ PODERÁ EMPREGÁ-LO COMO DETECTOR DE INTRUSOS: TÃO LOGO ESTES ENCOSTEM A MÃO NA MAÇANETA DA SUA PORTA, IRÁ SOAR UMA CAMPAINHA, ALÉM DA ATIVAÇÃO DE VÁRIAS LÂMPADAS QUE COLOCARÃO O INTRUSO BEM VISÍVEL! VOCÊ, PORÉM, PODERÁ USÁ-LO EM CIRCUNSTÂNCIAS MAIS PACÍFICAS. DE QUALQUER FORMA AS APLICAÇÕES PRÁTICAS DESTE SIMPLES E ECONÔMICO DISPOSITIVO SE LIMITAM À IMAGINAÇÃO DO LEITOR E/OU DO SEU USUÁRIO!

Introdução

O constante e progressivo desenvolvimento da tecnologia tem possibilitado a realização de uma série incalculável de benefícios para a humanidade; muitas vezes, porém, a tecnologia e a ciência têm sido, infelizmente, empregadas pelo homem para diversas finalidades não pacíficas mas, entre "feridos e mortos", a balança ainda tende para o lado das leais e justas aplicações.

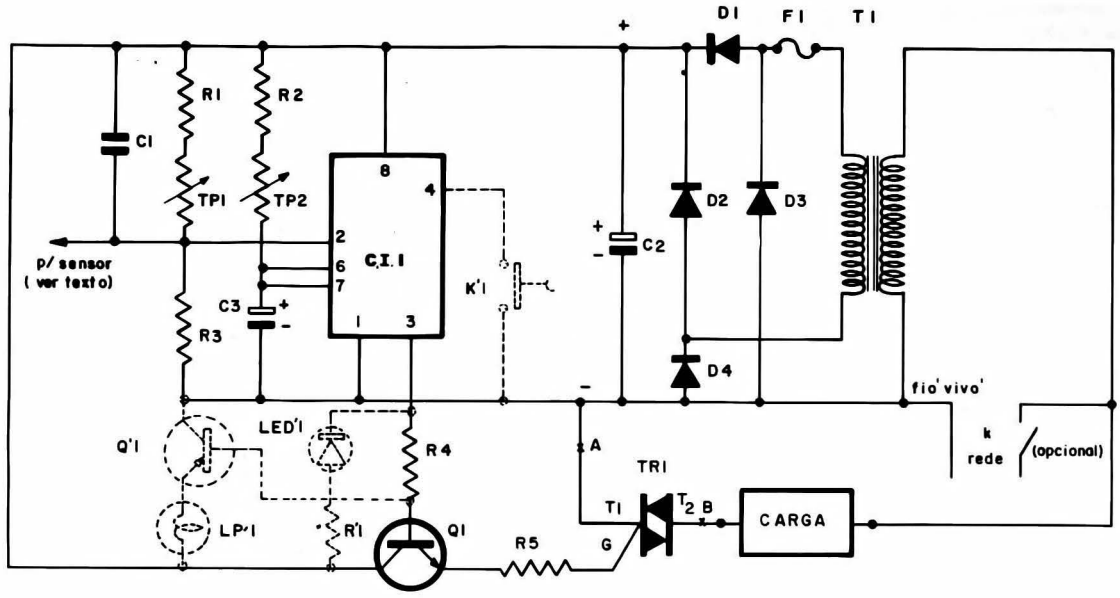
A Eletrônica talvez tenha alcançado o maior índice de desenvolvimento em relação às demais ciências, principalmente desde a invenção do transistor, em 1948, nos laboratórios da Bell. Nesta última década a sua evolução tem sido assombrosa, a tal ponto que são poucos os que conseguem acompanhar este frenético ritmo de evolução e desenvolvimento!

No campo da Eletrônica aplicada com circuitos integrados, principalmente os denominados digitais, o desenvolvimento tem alcançado níveis que fogem a qualquer estimativa anteriormente especulada, principalmente nestes dez últimos anos e nos últimos cinco a seis anos para o nosso país. Mesmo após todo este tempo, ainda se verifica uma certa aversão aos circuitos integrados, principalmente por parte daqueles que concluiram seus cursos de Eletrônica anteriormente à década de 70; os recém-formados, por outro lado, foram devidamente instruídos nas respectivas instituições de ensino quanto às possibilidades, quase que miraculosas, destes pequenos componentes eletrônicos e, por este motivo, aceitam com muito maior facilidade qualquer inovação neste sentido.

Todos aqueles que não tiveram no seu currículo escolar esta formação, devem recorrer às páginas de revistas técnicas que, na atualidade, apresentam inúmeras aplicações práticas empregando os mais diversos circuitos integrados colocados à disposição do consumidor no mercado especializado; a partir dessas publicações técnicas, qualquer leigo no assunto poderá, paulatinamente, ir extraindo os informes básicos, porém necessários, para dar início à sua formação profissional em CI.

Esta série de publicações iniciada na Revista de janeiro/78, à página 19, visa justamente dar informes fundamentais sobre os CI, ou melhor, familiarizar o leitor com um dos mais populares circuitos integrados, o CI 555, através de uma série de aplicações práticas possíveis de serem realizadas com

* Eng.º de Telecomunicações da TELERJ
Div. de Desenv. de Transmissão — Transm. Local



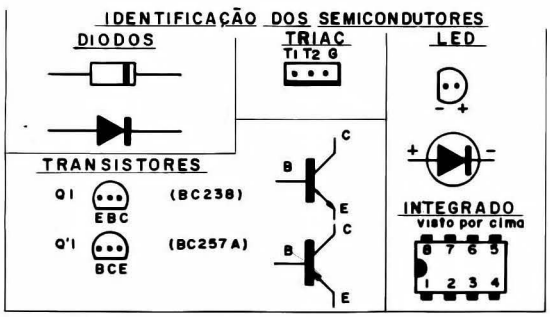


Figura 1

Diagrama esquemático da "Minuteria" em sua versão para 6 V. A parte tracejada do circuito se destina a sofisticações possíveis de serem introduzidas (ver texto).

o integrado em questão, o qual encontra a limitação prática na limitação criadora do projetista.

Este artigo, o quinto da série, propõe um circuito simples cuja montagem poderá ser realizada por qualquer um. Ainda que simples, este circuito, além de proporcionar uma série de ensinamentos teórico-práticos, encontra inúmeras aplicações, podendo-se mencionar, entre outras, as seguintes:

— sistemas de alarme sonoro e/ou visual
— sistemas de proteção, principalmente em máquinas operatrizes
— sistemas de servomecanismo de uma forma geral
— diletantismo, etc.

O autor, em particular, empregou este circuito como um servomecanismo cuja função é a de acender as duas lâmpadas da escadaria de sua residência, as quais devem assim permanecer até que tenha sido decorrido um período de tempo suficiente para que o mesmo possa abrir e fechar as duas portas de acesso à sua residência; findo esse tempo, as lâmpadas são desativadas automaticamente pelo dispositivo. O mais interessante deste circuito é que não existe necessidade de apertar qualquer tipo de interruptor, como é o caso do projeto "Minuteria Eletrônica", publicado na Revista n.° 351 (julho/77), à página 19. A explicação é simples: às **fechaduras metálicas** das duas portas de **madeira** foi associado o sensor deste circuito, o qual dispara tão logo algum objeto metálico, ou pessoa em contacto (mesmo indireto) com o solo, encostar na maçaneta das referidas fechaduras! Isto equivale a dizer que mal se insira a chave na fechadura, as lâmpadas acender-se-ão, como por mágica!

NOTA: O circuito é amplamente confiável em todas as aplicações que envolvam a presença da freqüência da rede de energia elétrica; para aplicações em que esta condição não se verifique, o circuito também funcionará, porém precariamente, dependendo das condições em que é realizado o contacto com o seu único sensor e do elemento, ou pessoa, que executa tal contacto.

O circuito — Descrição e funcionamento

O circuito na sua versão mais simples (fig. 1) emprega quatro elementos de estado sólido dos quais um é o integrado 555 e mais um punhado de componentes convencionais, os quais são facilmente encontrados à venda em qualquer casa do ramo.

O funcionamento do circuito é o seguinte:

Estando fechada a chave K (opcional), a tensão da rede elétrica, normalmente 110 volts, é aplicada ao secundário do transformador T1; com isto irá surgir no seu secundário uma tensão de 6 volts eficazes, a qual, após passar pelo fusível de proteção F1, é retificada (onda completa) através dos diodos D1 a D4 e filtrada pelo capacitor eletrolítico C2(*), obtendo-se um valor de tensão em torno de 7,5 volts, que irá alimentar o circuito eletrônico propriamente dito.

O CI1, um 555, está operando na clássica configuração de monoestável, cuja rede de temporização é obtida através do conjunto R2, TP2 (um trimpot, o qual permite que o período de temporização possa ser variado convenientemente) e C3. O pino 2 deste integrado, em condições normais, está a um potencial tal que o CI se encontra bloqueado e, portanto, a sua saída (pino 3) está em, praticamente, zero volt, ocasionando o corte do transistor Q1 e, porque este transistor não está conduzindo, a porta G do triac não está recebendo corrente suficiente para excitá-lo; esse transistor, por sua vez, também se encontrará cortado, funcionando como uma chave aberta e, portanto, a carga não recebe alimentação através da rede, permanecendo desativada.

Pois bem: aterrando-se o pino 2, ainda que momentaneamente ou mesmo tornando o potencial desta entrada inferior a 1/3 da tensão de alimentação através de indução ou qualquer outro meio, o CI irá disparar, provocando uma tensão na sua saída aproximadamente igual à da alimentação, ocasionando a forte condução do transistor Q1 que está funcionando como amplificador de corrente. Esta corrente, assim desenvolvida, é levada à porta do triac através do resistor R5 que a limita a um valor compatível com o triac; este, por sua vez, conduz, comportando-se como uma chave fechada, e com isto a carga recebe a devida alimentação a partir da rede.

A condição descrita manter-se-á assim até que o período de temporização, programado através da rede R2, TP2 e C3, se encerra, quando então o circuito voltará à sua condição inicial de repouso; o capacitor C1 tem por finalidade eliminar qualquer sinal espúrio presente na rede, provocado pelo acionamento de dispositivos elétricos conectados à rede domiciliar, como televisores, enceradeiras, lâmpadas, etc. O potenciômetro TP1, na realidade um trimpot, destina-se a ajustar a sensibilidade do sensor: quanto menor for a resistência inserida pelo mesmo no circuito, tanto menor será a sensibilidade do sensor, como se verá adiante.

O período de temporização pode ser avaliado teoricamente através da equação

$$t = 1{,}1\ (R2 + TP2)\ C3 \text{ segundos}$$

sendo R2 e TP2 em ohms e C3 em microfarads

Para os valores fornecidos na lista de material:

$$t_{min} = 1{,}1\ (10^6 + 0)\ 50 \cdot 10^{-6} = 55 \text{ s}$$

e

$$t_{max} = 1{,}1\ (10^6 + 4{,}7 \cdot 10^6)\ 50 \cdot 10^{-6} \cong 314 \text{ s}$$

Na prática, porém, foram encontrados, respectivamente, os seguintes valores:

$$t_{min} \cong 75 \text{ s (1 min e 15 s)}$$

e

$$t_{max} \cong 320 \text{ s (6 min e 20 s)}$$

A diferença entre os valores teóricos e práticos prende-se à qualidade do capacitor C3 empregado no protótipo.

Caso seja de interesse um maior (ou menor) período de temporização, bastará aumentar (ou diminuir) o valor do resistor R2 e/ou aumentar (ou diminuir) a capacitância de C3.

As partes tracejadas, mostradas no diagrama da figura 1, são sofisticações que podem ser agregadas ao dispositivo:

K'1 — É uma chave de contacto momentâneo, do tipo normalmente aberto, a qual possibilita interromper, a qualquer momento, o período de temporização indicado, fazendo com que o circuito retorne ao seu estado de repouso inicial tão logo seja pressionada. Ela é muito útil quando se quer aferir a sensibilidade do dispositivo ou quando o mesmo é ligado à rede (esta condição inicial faz com que o circuito dispare inadequadamente).

R'1 e LED'1 — Este conjunto permite visualizar quando o circuito está em repouso (carga desope-

(*) Poderão também ser empregados outros tipos de fontes, conforme se sugere na figura 2.

rada), pois nesta condição a saída do CI1 está aterrada e, portanto, o LED emitirá luz, estando a corrente que por ele circula limitada por R'1. Se o circuito comutar (carga ligada) o nível alto de tensão na saída do CI, praticamente cortará, deixando portanto de emitir luz enquanto esta situação prevalecer.

Q'1 e LP'1 — Em algumas situações, como se verá adiante, o sensor pode ser constituído por um diminuto ponto de contacto, como por exemplo a cabeça de um alfinete, sendo quase que impossível poder detectá-lo em um ambiente escuro. Para contornar este inconveniente emprega-se um transistor PNP (Q'1) cuja finalidade é a de fornecer a corrente necessária para ativar LP'1, que é uma lâmpada do tipo "olho de boi" (miniatura) de cor amarela, ou qualquer outra lâmpada de 6 volts cuja corrente a ser "puxada" não exceda o valor de 100 mA, aproximadamente. O princípio de funcionamento deste conjunto é semelhante ao anteriormente descrito: o nível baixo de tensão da saída do CI, quando o dispositivo está em repouso, fará conduzir fortemente o transistor Q'1, implicando no acendimento da lâmpada LP'1; na outra situação — dispositivo ativo — o nível alto desta mesma saída do CI fará com que o transistor não conduza, não havendo portanto circulação de corrente através de LP'1, que então permanecerá apagada enquanto não se encerrar o período de temporização programado pelo usuário.

O circuito também poderá ser alimentado através de um transformador que forneça no seu secundário 12 volts ao invés de 6 volts; isto no entanto exige certas alterações nos valores de certos componentes; assim, teremos uma nova lista de material, conforme relacionada sob o título "Lista de material para operação com 12 V".

A alimentação do circuito (seja com 6 ou 12 V) poderá ser feita por outros tipos de fontes de alimentação, como aquelas mostradas na figura 2.

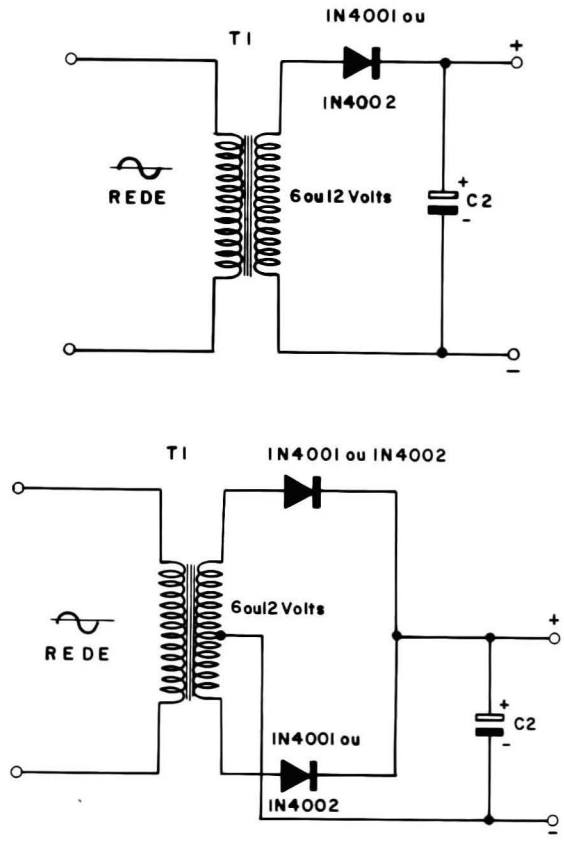


Figura 2

Outros tipos de fontes de alimentação que poderão ser empregados para alimentar o temporizador.

Montagem

A montagem deste simples circuito depende basicamente do local disponível para a sua instalação, no que tange ao espaço, estética, etc. A título de sugestão, recomenda-se o emprego de uma placa padronizada do tipo MALIBOARD, que dispensa tratamentos especiais como ácido, perfuração, etc. Cada interessado encontrará a disposição dos componentes sobre a placa padronizada baseando-se nas condições acima mencionadas e na sua preferência pessoal, já que qualquer que seja a distribuição adotada, em nada afetará o ótimo desempenho do dispositivo.

Todo o circuito foi alojado dentro de uma caixa plástica padronizada, facilmente encontrada no comércio, de dimensões 13 x 7 x 4 cm, à qual foi fixada uma tomada para a carga. É claro que qualquer outro tipo de caixa serve; deve-se, entretanto, dar preferência às plásticas, que evitam curtos ocasionados por acidentes, além de isolar a rede elétrica do usuário quando este a tocar.

Instalação

A caixa do dispositivo deve ser instalada em lugar apropriado e não obrigatoriamente perto do sensor; é lógico que quanto mais longe estiver localizado, em relação à caixa, tanto maior será o comprimento do fio do sensor; de qualquer forma, o dispositivo deve estar localizado em local inacessível aos "intrusos" ou curiosos.

O sensor poderá ser constituído pela fechadura de uma porta, trincos de janelas, pelo próprio corpo (obrigatoriamente metálico) do objeto a ser protegido ou, ainda, por qualquer placa metálica associada ao mesmo; de qualquer forma deve-se atender à seguinte condição: O SENSOR NÃO PODERÁ SER CONSTITUÍDO POR PARTES METÁLICAS QUE

ESTEJAM ATERRADAS (OU ESTEJAM EM CONTACTO COM O SOLO), COMO POR EXEMPLO GRADES, PORTAS, PORTÕES, ETC., METÁLICOS (FERRO, ALUMÍNIO, ETC.), EXCETO SE ESTES NÃO FOREM "CHUMBADOS" DIRETAMENTE A PAREDES OU PISOS QUE SE CONSTITUEM EM UM PONTO DE ATERRAMENTO, OU AINDA SE ESTES DISPOSITIVOS ESTIVEREM INSTALADOS EM BATENTES DE MADEIRA. **SE ISTO NÃO FOR OBSERVADO, O CIRCUITO INTEGRADO SERÁ IRREMEDIAVELMENTE DANIFICADO.**

Outro ponto a ser observado na instalação é o que se refere ao fio neutro e fio "vivo" da rede elétrica domiciliar: o "vivo" deverá ser a referência terra (negativo) do circuito, conforme ilustra a figura 1; este fio "vivo" da rede elétrica pode ser identificado através de uma lâmpada neón de teste, largamente utilizada pelos eletricistas profissionais. Na verdade, como se verá adiante, não existe uma real necessidade de identificar este fio "vivo" da rede, já que uma inversão destes dois fios em relação ao prescrito **não danificará o circuito**, porém o sensor perderá, totalmente, a sensibilidade que o caracteriza.

Ajustes

Uma vez instalado o fio que foi ter ao sensor, determinará o período de temporização do circuito, sendo realizado através do trimpot TP2 (fig. 1); quanto menor for a sua resistência, tanto menor se tornará este período. O segundo ajuste depende da localização do sensor e das suas dimensões, bem como do local por onde passa o fio do sensor e do seu comprimento(*); a primeira providência é ajustar o trimpot TP1 de forma a apresentar a maior resistência, podendo ocasionar duas hipóteses:

1.ª) O dispositivo não dispara — Encostar o dedo na placa metálica e constatar se o circuito irá disparar; se isto não ocorrer, inverter a tomada do circuito e, se mesmo assim, ao encostar o dedo no sensor não houver comutação da carga, convém revisar toda a instalação e circuito.

2.ª) O dispositivo dispara — Restabelecer ("reset") o circuito através de K1 (fig. 1) ou esperar no mínimo até que o período de temporização se esgote; se nestas condições ainda permanecer ativado, diminuir gradativamente o valor da resistência do trimpot TP1 até o instante em que o mesmo desoperar, após encerrado o período previamente programado. Realizar pequenos ajustes através de TP1 para aumentar, ou diminuir, ligeiramente, a sensibilidade do sensor e... tudo estará justo em ambos os ajustes!

(*) Foram feitos ensaios até comprimentos de 50 metros, em local próximo à rede elétrica, com resultados satisfatórios

Conclusão

A partir dos informes fornecidos no decorrer do texto, cada um poderá modificar o projeto de acordo com a sua necessidade, variando inclusive os valores originais dos componentes.

Poder-se-á, ao invés (ou além) do sensor, instalar-se um micro-ruptor, do tipo de contactos normalmente abertos, entre o pino 2 do integrado (fig. 1) e o "−" da fonte (pino 1 do 555). A função deste interruptor é ativar, **de forma contínua**, o dispositivo, sendo ideal a sua instalação em janelas, portas, etc.; tão logo alguém tente forçá-las, o circuito, através de uma campainha para 110 volts, anunciará a presença do "Sr. Larápio"! Ao invés do micro-ruptor poderá ser usado um interruptor de contacto momentâneo do tipo NA (normalmente aberto), só que neste caso o circuito deixa de operar após encerrado o período de temporização programado pelo usuário; porém, a cada tentativa de se forçar, por exemplo, a janela, o alarme voltará a se ativar e, se por acaso o interruptor ficar, como no caso do micro-ruptor, constantemente operado, o alarme também ficará operado enquanto esta operação se mantiver. O número de contactos que podem ser assim instalados é, teoricamente, ilimitado, mas, devido à forte indução no(s) par(es) de fios destes interruptores e devido aos valores resistivos de R1, TP1 e R3, a quantidade deles fica bem reduzida quando se deseja um ótimo desempenho do circuito; caso contrário, ele poderá disparar de forma contínua. Assim sendo, quando se necessitar do sensor de toque e de uma quantidade relativamente elevada dos interruptores acima mencionados, recomenda-se o circuito da figura 1 e, caso o único interesse seja a instalação de interruptores, convém adotar o circuito apresentado na figura 3.

A versatilidade apresentada por este circuito simples é praticamente ilimitada; cada um poderá aproveitá-lo da melhor forma que lhe aprouver. De resto... bons momentos de lazer!

Lista de material para operação com 6 V

R1 - 33 KΩ, 1/4 W
R2 - 1 MΩ, 1/4 W
R3 - 5,6 MΩ, 1/4 W
R4 - 2,2 kΩ, 1/4 W
R5 - 33 Ω, 1/4 W
TP1 - trimpot, 3,3 MΩ
TP2 - trimpot, 4,7 MΩ

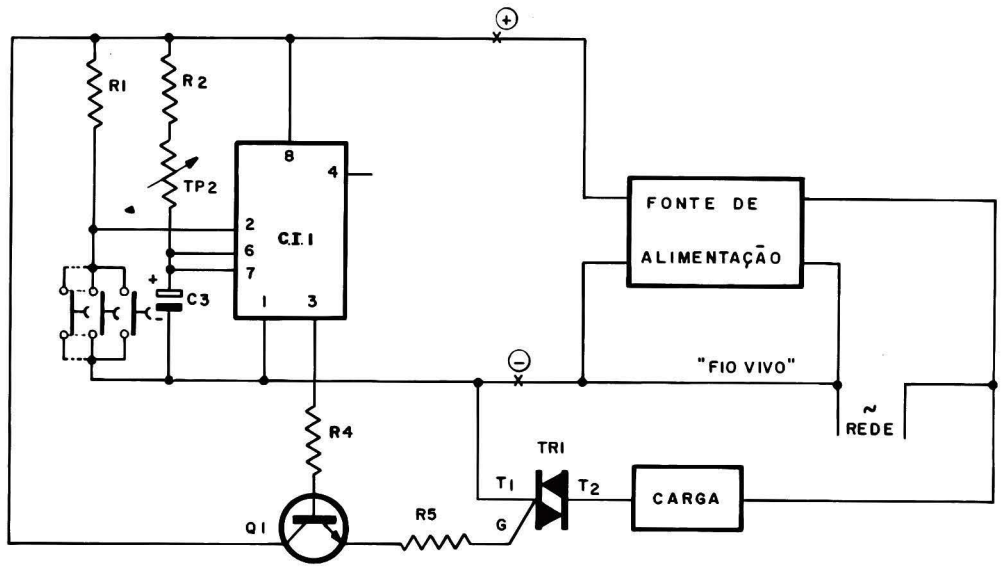


Figura 3

Opção para o circuito da "Minuteria" quando são empregados unicamente interruptores para seu acionamento. Os componentes são os mesmos do circuito original (fig. 1), sendo porém suprimidos C1, TP1 e R3.

C1 - 0,0047 µF (óleo, papel ou cerâmica)
C2 - 220 µF x 16 V (eletrolítico)
C3 - 50 µF x 16 V (eletrolítico)
TR1 - triac TIC 226B (200 V, 8 A), ou equivalente
CI1 - circuito integrado 555
D1 a D4 - diodos 1N4001, 1N4002, etc. (ver texto)
F1 - fusível, 200 a 500 mA
T1 - transformador, primário 110 ou 220 V, secundário 6 V, 200 mA (ver texto)
K - interruptor (opcional - ver texto)

Parte tracejada

R'1 - 390 Ω, 1/4 W
LED'1 - diodo emissor de luz TIL 220 (vermelho), ou equivalente
D'1 - transistor BC257A, ou equivalente
K'1 - interruptor de contacto momentâneo, tipo normalmente aberto (NA)
LP'1 - lâmpada miniatura p/ 6,3 V, 100 mA (no máximo)

Lista de material para operação com 12 V

R1 - 33 kΩ, 1/4 W
R2 - 1 MΩ, 1/4 W
R3 - 5,6 MΩ, 1/4 W
R4 - 4,7 kΩ, 1/4 W
R5 - 47 Ω, 1/2 W
TP1 - trimpot, 3,3 MΩ
TP2 - trimpot, 4,7 MΩ
C1 - 0,0047 µF (óleo, papel ou cerâmica)
C2 - 220 µF x 25 V (eletrolítico)
C3 - 50 µF x 16 V (eletrolítico)
Q1 - transistor BC238, ou equivalente
TR1 - triac TIC226-B (200 V — 8 A), ou equivalente
CI1 - circuito integrado 555
D1 a D4 - diodos 1N4001, 1N4002, etc. (ver texto)
F1 - fusível, 200 a 500 mA
T1 - transformador, primário 110 ou 220 V, secundário 12 V, 200 mA (ver texto)
K - interruptor (opcional - ver texto)

Parte tracejada

R'1 - 680 Ω, 1/4 W
LED'1 - diodo emissor de luz TIL 220 (vermelho), ou equivalente
Q'1 - transistor BC257A, ou equivalente
K'1 - interruptor de contacto momentâneo, tipo normalmente aberto (NA)
LP'1 - lâmpada miniatura p/ 12 V, 100 mA (no máximo)

Ω

Assine

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

Exploradores de Raios-X Tomográficos Computatorizados*

R. W. Engstrom**

Os exploradores tomográficos computatorizados mostram os órgãos internos do corpo em secção em corte e são extremamente valiosos para diagnósticos. Eles também representam um grande mercado em potencial para os tubos foto-multiplicadores.

Um novo instrumento para diagnóstico médico, o explorador de raios-X tomográfico axial computatorizado (TAC), está causando grande excitação nos círculos médicos onde ele está sendo encarado como o mais revolucionário desenvolvimento desde a descoberta dos raios-X por Roentgen, em 1895. Atualmente ele representa uma desafiante oportunidade comercial para os fornecedores de equipamentos médicos, tais como EMI, Ohio Nuclear, General Electric, American Science and Engineering Inc., Philips, Searle, Picker e Pfizer. Para a RCA "Electro-Optics and Devices" o explorador TAC também representa uma oportunidade única: os tubos foto-multiplicadores são utilizados em grande quantidade em tais equipamentos. A RCA é atualmente um dos principais fornecedores de tubos foto-multiplicadores para equipamentos médicos e se encontra em excelente posição para capitalizar este promissor desenvolvimento.

O explorador TAC produz uma imagem de raios-X de u'a maneira inteiramente diferente da radiografia convencional(1). A chapa convencional de raios-X é um gráfico de sombras; assim, uma chapa do tórax produz uma sobreposição de sombras das costelas e da estrutura interna do corpo. A interpretação é freqüente-

(1) *Para uma discussão mais detalhada sobre o assunto, veja o artigo "Image reconstruction from projections", de R. Gordon, G. T. Herman e S. A. Johnson, publicado na pág. 56 da Revista "Scientific American" de outubro de 1975.*

* Publicação autorizada pela

RCA Engineer

** da "Electro-Optics Solid State Division — RCA"

mente difícil devido à interferência entre imagens. O explorador TAC, por outro lado, proporciona uma imagem com densidade que representa uma secção em corte do paciente — um tomógrafo. Assim, uma exploração TAC da cabeça mostraria a estrutura óssea externa, as dobras do cérebro e, possivelmente, um tumor no interior do crânio, uma vez que a imagem representa uma delgada fatia do centro da cabeça. Essa imagem tomográfica é produzida expondo-se a cabeça aos raios-X em diferentes ângulos de entrada. A multiplicidade de imagens tipo sombra, assim formadas são analisadas por um computador, o qual produz uma secção em corte reconstruída em imagem densa.

EXPLORADORES MAIS ANTIGOS

O primeiro explorador TAC comercial foi desenvolvido pela EMI, na Inglaterra, tendo sido um trabalho principalmente de Godfrey Hounsfield. A unidade foi denominada explorador EMI. Ela foi introduzida pela primeira vez nos Estados Unidos na Clínica Mayo, em junho de 1973. Hounsfield prosseguiu em trabalhos de desenvolvimento, no "Central Research Laboratories" da EMI, sobre computadores comerciais e técnicas de reconhecimento de padrões, quando verificou a possibilidade de aplicar armazenagem computatorizada e recuperação aos dados de raios-X obtidos de diversos ângulos diferentes. Sua primeira máquina foi desenvolvida com subvencionamento do "British Department of Health and Social Security" e foi instalada no "Atkinson Morley's Hospital" em setembro de 1971.

Os equipamentos originais da EMI eram exploradores do cérebro. Em operação (v. a fig. 1), a cabeça é posicionada em um sistema com o plano de exploração selecionado pelo médico. Um feixe de raios-X passa através da cabeça e é detectado por um cintilador de NaI (Tl) que converte a energia dos raios-X em cintilações de luz, as quais são medidas por um tubo foto-multiplicador. A corrente de saída do foto-multiplicador proporciona, então, a informação básica sobre a distribuição de densidade através da cabeça. O tubo de raios-X e o sistema detector proporcionam 160 leituras de transmissão ao atravessar a cabeça. O sistema de exploração é então girado de 1° ao redor da cabeça e o processo é repetido. Uma rotação de 180° proporciona os dados completos de entrada de 160 x 180 = 28 800 leituras. Com esses dados de entrada, juntamente com algoritmos especialmente desenvolvidos, o computador de fato resolve 28 800 equações simultâneas. A densidade do tecido é então derivada para 6 400 pontos separados na secção em corte da cabeça.

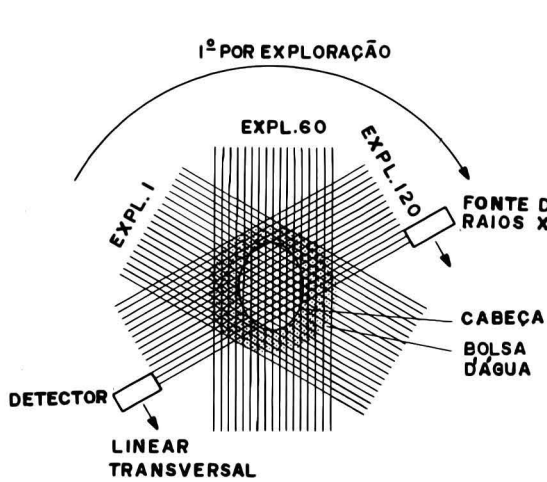


Figura 1

Explorador TAC de cabeça original da EMI. O equipamento explora através de 180°, em incrementos de 1°, com 160 leituras em cada posição.

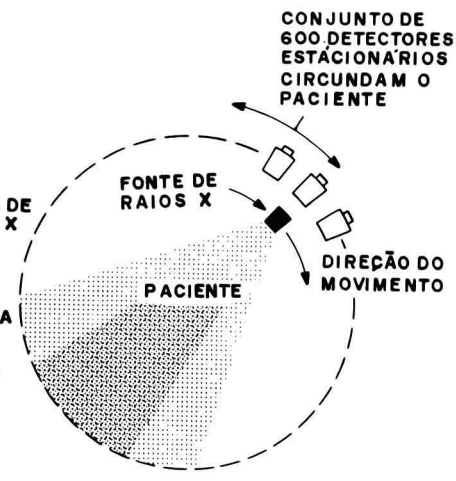


Figura 2

Explorador TAC de corpo, lançado no mercado pela "American Science Engineering, Inc.". Esse equipamento utiliza 600 tubos foto-multiplicadores RCA.

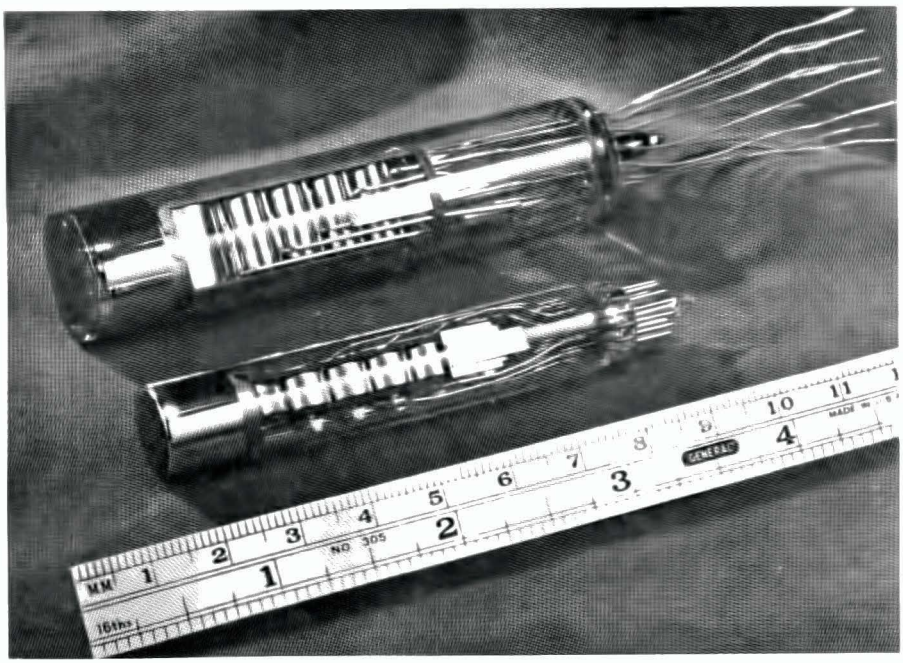


Figura 3

Tubos foto-multiplicadores utilizados nos exploradores TAC. Estes tubos de 3/4" e 1/2" de diâmetro possuem ganho elevado, baixa corrente no escuro e alta sensibilidade ao azul.

IMPACTO MÉDICO

Embora os exploradores TAC tenham sido agora desenvolvidos para aplicações tanto no tronco como na cabeça, o explorador EMI original se destinava especificamente para diagnóstico de desordens do cérebro: tumores, infecções, epilepsia, senilidade, ferimentos, etc. O tomógrafo proporciona uma interpretação de contraste fino e informação precisa de localização espacial e, também, é mais útil que as técnicas anteriores. Devido à técnica não-invasora, e da relativamente curta duração do exame, não se torna necessária a hospitalização do paciente.

Em outros sistemas de diagnóstico o paciente pode ter que ficar vários dias no hospital e estar sujeito a considerável desconforto. Na angiografia, por exemplo, um líquido de contraste é injetado, por meio de um cateter, na artéria que vai ao cérebro. Uma rápida série de chapas de raios-X é tirada à medida que o material rádio-opaco entra e sai do cérebro. Além do considerável desconforto e dores de cabeça, o paciente pode estar sujeito a ataques convulsivos. Na pneumoencefalografia, fluído dos ventrículos do cérebro é retirado através de um punção espinhal e substituído por ar. O paciente é colocado em várias posições para a movimentação do ar, enquanto são feitas as radiografias. Quando o paciente se recupera da anestesia pode ser acometido de severa dor de cabeça!

Exploradores TAC de corpo inteiro estão agora se tornando viáveis, e com eles a experiência no uso desta nova ferramenta de diagnóstico para uma grande variedade de problemas médicos. Avaliações preliminares indicam considerável utilidade na localização acurada e na diferenciação entre tumores e cistos e tecido normal. Novos desenvolvimentos prometem proporcionar explorações suficientemente rápidas para permitir imagens dinâmicas do coração.



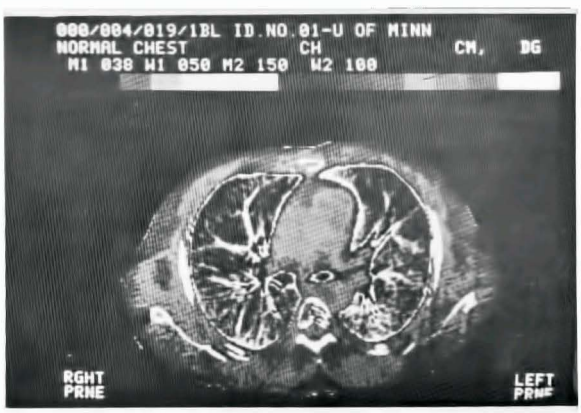
Explorador TAC fabricado pela "Pfizer Medical Systems, Inc.".

DESENVOLVIMENTO DO EQUIPAMENTO TAC

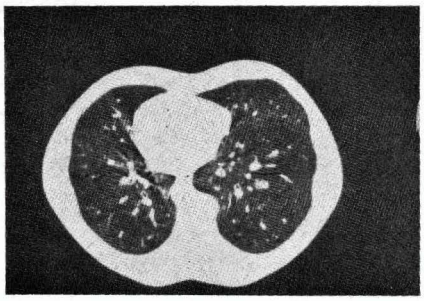
Desde a introdução do explorador EMI, numerosas companhias norte-americanas entraram no mercado com exploradores de várias espécies. Companhias tais como a Ohio Nuclear, que já havia entrado no campo de diagnóstico médico com um equipamento de câmara gama, estenderam suas linhas de produtos para este novo campo relacionado com o instrumental médico. Foram instroduzidos aperfeiçoamentos, principalmente no que diz respeito à velocidade e precisão das medições. O explorador experimental original necessitava de 2 1/2 horas de trabalho de um computador grande. Posteriormente, esse tempo foi reduzido para 5 minutos, que era comparável ao tempo dispendido na exploração. Melhorias no tempo de computação estão sendo conseguidas por meio de "hard-wiring" e pelo uso de melhores algoritmos.

A American Science and Engineering Inc. desenvolveu um explorador de corpo inteiro, consideravelmente aperfeiçoado, que utiliza 600 tubos foto-multiplicadores RCA que circundam o paciente, conforme ilustra a figura 2. Cada tubo foto-multiplicador está opticamente acoplado a um cristal de germanato de bismuto. Este cintilador foi escolhido por causa de sua potência efetiva de bloqueio de raios-X (alto número Z) e por causa de sua durabilidade química e mecânica. Ele é não-higroscópico, o que não ocorre com o NaI (Tl) — um cintilador muito comum utilizado em equipamentos médicos nucleares.

No explorador TAC da AS&E, é produzido um feixe de raios-X em forma de leque girado em torno do paciente. Uma rotação de pouco mais que 360° efetua as correções para eventuais movimentos do corpo durante o processo. Como nos ou-



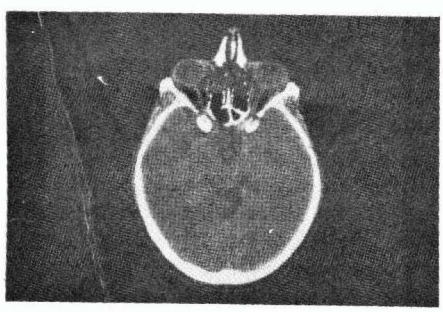
Esta "fatia" da cavidade toráxica mostra claramente o tecido pulmonar, vasos sangüíneos, condutos aéreos, costelas e coluna. (Foto: Pfizer Medical Systems, Inc.).



Esta "fatia" de 4 mm através do tórax médio foi feita com um tipo diferente de explorador TAC. Note que os vasos sangüíneos (pontos claros) podem ser facilmente diferenciados dos condutores aéreos. (Foto: American Science and Engineering, Inc.).



Os lobos esquerdo e direito do fígado são facilmente distinguíveis nesta secção de 4 mm do abdômen. São também distinguíveis a vesícula biliar, duodeno, pâncreas, cólon, coluna e costelas. (Foto: American Science and Engineering, Inc.).



Esta "fatia" de 3 mm, de alta resolução, mostra o crânio (linha branca externa), sinus etmoidal (elipses brancas na raiz do nariz), bem como os músculos extra-oculares e os nervos ópticos. (Foto: American Science and Engineering, Inc.).

tros exploradores, os dados alimentam um mini-computador, o qual proporciona uma imagem tomográfica um minuto após a exploração. O tempo de exploração pode ser variado de 5 a 25 segundos, dependendo da necessidade de maior resolução ou do grau de imobilização do paciente.

Outros fabricantes também entraram no mercado e espera-se a rápida proliferação de novas máquinas. Cada uma delas requer de 27 a 600 tubos foto-multiplicadores. O sucesso dessas máquinas no mercado é que irá determinar sua confiabilidade, viabilidade, resolução, tempo de processo e preço — que deverá estar dentro da gama de US$ 200 000 a US$ 700 000. Em 1975 foram fornecidos exploradores TAC, principalmente para o mercado norte-americano, num montante de 100 milhões de dólares. Estima-se que por volta de 1980 o mercado mundial se aproximará de um total de 1 bilhão de dólares. Somente para os tubos foto-multiplicadores isto significará um total de vendas de 10 milhões de dólares em 1980.

REQUISITOS DOS TUBOS FOTO-MULTIPLICADORES

Estão sendo normalmente empregados dois tipos de foto-multiplicadores nos exploradores TAC — com foto-catodos de três quartos de polegada e de meia polegada de diâmetro (fig. 3). Esses tubos são menores que os foto-multiplicadores típicos, de duas ou três polegadas de diâmetro, utilizados em um grande número de equipamentos médicos nucleares. A demanda de tubos menores é uma resposta à necessidade de maior resolução em um círculo detector de tamanho razoável. O foto-multiplicador de 3/4" em uso é um tubo de 10 estágios com foto-catodo biálcali; ele proporciona uma ganho de 7,7 x 10^6 a 1 000 V, muito baixa corrente no escuro e muito alta sensibilidade ao azul, a fim de se equilibrar com a emissão espectral do cristal BGO. O tubo de 1/2" é praticamente idêntico, exceto quanto ao tamanho.

Obviamente, os tubos foto-multiplicadores serão necessários em grande número, especialmente para instrumentos com centenas de tubos. A RCA está expandindo sua fábrica em Lancaster (USA) a fim de poder fazer face à demanda prevista.

N.R. A tradução dos termos médicos foi feita pelo Dr. André Dias de Aguiar.

Ω



NOTA SOBRE O SERVO-CONTROLE DE ALTO-FALANTES

Dpto. Técnico da CABASSE (França)*

O servo-controle mecânico acústico de alto-falantes, especialmente "woofers", continua ganhando adeptos entre os fabricantes de alto-falantes; as tecnologias por eles empregadas, para detecção e correção de erros na orientação do diafragma, são algo variadas.

Em 1975, no Festival do Som em Paris, a empresa Cabasse, cuja reputação como fabricante de alto-falantes convencionais já está solidamente estabelecida, apresentou os três primeiros modelos da nova série "3VTA" (o Sampan 3VTA, o Brigantin 3VTA — mostrado na fig. 1 — e o Galion 3VTA). Esta nova série emprega as técnicas básicas do fabricante mas incorpora também uma original técnica de servo-controle eletro-acústico, no qual são combinadas as vantagens de detecção da velocidade instantânea e aceleração de uma bobina móvel. Essa nova técnica foi desenvolvida nos Laboratórios de Pesquisa da Cabasse, e serão objeto deste artigo a explicação dos princípios de orientação e justificação das soluções escolhidas. Essas soluções já foram estendidas aos alto-falantes profissionais, uma vez que a Cabasse apresenta o "Brigantin 3VTA Studio" com três amplificadores embutidos e independentes (100 W, 50 W e 25 W, respectivamente para graves, médios e agudos), e o "Sampan 3VTA Studio", também com três amplificadores (50 W, 50 W e 25 W, para graves, médios e agudos); os filtros de separação, como seria de se esperar, são totalmente eletrônicos.



Figura 1

O novo "Brigantin 3VTA" da Cabasse.

Todos os alto-falantes da série "3VTA" possuem diafragmas com a configuração de domos hemisféricos (desenvolvidos pela Cabasse e apresentados no Festival do Som de 1974, em Paris) para reprodução de médios e agudos. Os alto-falantes "tipo domo" são caracterizados por sua muito baixa diretividade e

* Direitos de publicação cedidos a esta Revista por G. A. Boleckis

distorção negligível, a qual resulta do fato de que o diafragma se comporta como um pistão dentro de toda sua gama útil.

AS VANTAGENS DO SERVO-CONTROLE EFETIVO

Um estudo dos alto-falantes usados e maneira convencional revela suas limitações para a reprodução do som; "alta" fidelidade é ainda um conceito relativo.

O sinal emitido pelo alto-falante não é de fato uma imagem fiel do sinal elétrico introduzido no amplificador; ele sofre numerosas modificações nos filtros que precedem os alto-falantes e nos próprios alto-falantes.

Essas modificações dependem não apenas de vários componentes do sistema (filtros, alto-falantes e caixas acústicas), cujos efeitos são representados nas equações por funções de transferência, mas também dos sinais que precedem imediatamente o sinal em questão, cujos efeitos são representados nas equações pelas condições iniciais.

Alguns desses efeitos são bastante perceptíveis: a inércia dos componentes móveis, particularmente sensíveis em distorção de sinais transientes, e os picos de ressonância sub-amortecidos, os quais prolongam e amplificam sons cujas freqüências estão em suas proximidades.

É óbvio que um conhecimento preciso das modificações sofridas pelo sinal, e de suas origens, torna possível minimizar-se seus efeitos, mas existe um limite para esses melhoramentos, limite esse que torna impossível uma completa e fiel reprodução, em forma acústica, do sinal elétrico de entrada.

O uso da transformada de Laplace para resolver as equações que governam o comportamento dos sistemas mostra bastante simplesmente as modificações introduzidas no sinal de saída o(t) correspondente ao sinal de entrada i(t), em casos simplificados nos quais as condições iniciais são zero.

Dada uma função de transferência H(p), obtemos (fig. 2):

$$O(p) = H(p) \cdot I(p)$$

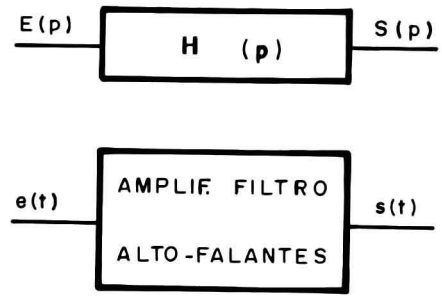


Figura 2

Função de transferência.

onde H(p) é a função de transferência característica do sistema em questão, I(p) é a transformada de i(t) e O(p) é a transformada de o(t).

Vemos claramente a influência de H(p), a qual impõe, em todos os casos, que $O(p) \neq I(p)$; segue-se, invertendo-se a transformação, que $o(t) \neq i(t)$.

Não há, portanto, esperança de se obter alta fidelidade se o sinal elétrico introduzido na entrada do amplificador, i(t), não for corrigido para a função de transferência, H(p), através da qual ele deve passar.

São matematicamente possíveis diversas abordagens diferentes.

Na prática, isso significa que os métodos usados dependerão em princípio da tecnologia do momento.

Elo de realimentação e técnicas de servo-controle podem ser aplicadas aos alto-falantes a fim de atenuar o efeito de suas funções de transferência.

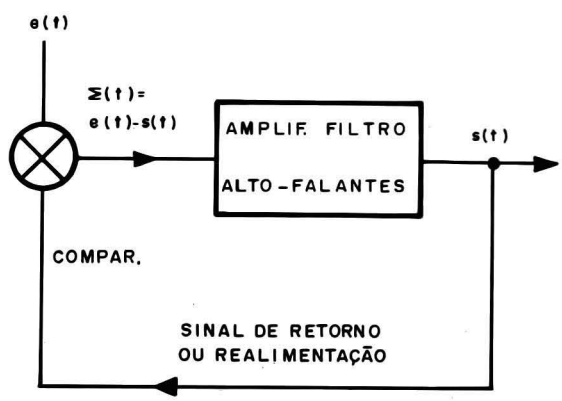


Figura 3

Técnica de servo-controle no elo de realimentação.

Neste caso, o sinal $\Sigma(p)$ introduzido no amplificador é amplificado para corrigir o sinal i(t) para a resposta do alto-falante. Isto nos dá a configuração mostrada na figura 3. Empregando novamente a transformada de Laplace:

se $\Sigma(p)$ for a transformada de $\Sigma(t) = i(t) - o(t)$,

$$\Sigma(p) = I(p) - O(p)$$

de onde:

$$O(p) = H(p)\ I(p) - S(p)$$

$$O(p) = 1 + H(p) = H(p)\ .\ I(p)$$

$$O(p) = \frac{H(p)}{1 + H(p)}\ I(p)$$

Podem ser deduzidos os seguintes resultados muito importantes: se o valor absoluto de H(p) for suficientemente grande em relação a 1, (1 + H(p)) é equivalente a H(p) e a nova função de transferência do sistema, que se torna H(p)/1 + H(p), tende a 1.

Isso significa que O(p) não mais depende de H(p), que é função de transferência do sistema em elo aberto, mas apenas de I(p).

Portanto, tomando-se a transformada inversa, o(t) dependerá agora apenas de i(t). Essas equações bastante simples já sugerem as principais características dos sistemas aos quais este servo-controle é aplicado.

Com base no exposto, fica claro que:

1) Um elo de realimentação compensa a função de transferência somente dos componentes entre o comparador e o componente do qual é retirado o sinal de realimentação. Os efeitos de quaisquer componentes que se seguem a esse ponto não serão compensados, exatamente como um amplificador dotado de realimentação não compensa os defeitos do alto-falante que ele excita. É portanto indispensável colocar-se esse ponto (de onde se retira a realimentação) tão próximo quanto possível da parte de propagação do alto-falante, ou seja, do diafragma.

2) Para obter compensação efetiva vimos também que o valor absoluto da função de transferência deve ser grande em relação a 1; isto requer alta realimentação dentro de toda a gama de freqüências na qual o sistema é utilizado.

VÁRIAS SOLUÇÕES (ESTUDO CRÍTICO)

Dentre os vários sistemas possíveis, podemos distinguir:

— Sistemas utilizando um sinal de realimentação proporcional à velocidade, o qual deve ser retirado diretamente da bobina móvel por uma rede em ponte, ou por um transdutor eletro-magnético no diafragma.

— Sistemas empregando uma realimentação de sinal proporcional à aceleração do diafragma.

— Sistemas empregando ambos, o sinal proporcional à velocidade e o sinal proporcional à aceleração.

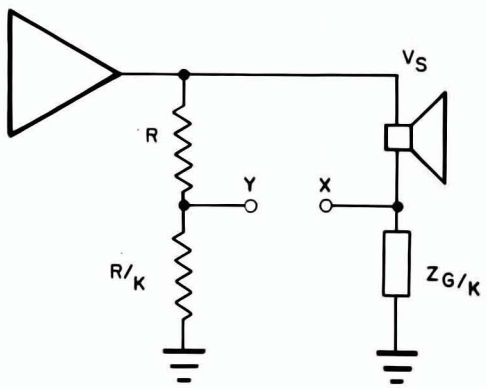


Figura 4

Configuração em ponte.

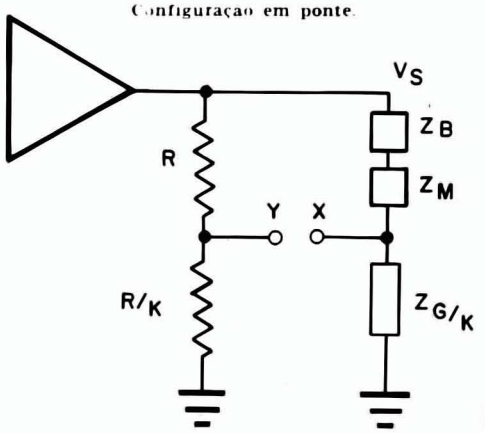


Figura 5

Configuração equivalente com relação à impedância.

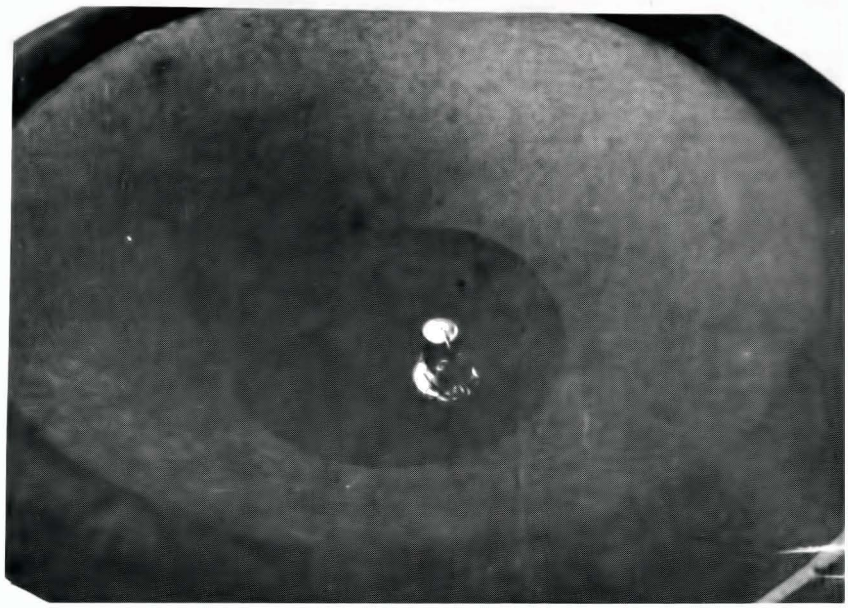


Figura 6

O transdutor de aceleração utilizado nos alto-falantes dos sonofletore 3VTA é montado no diafragma do "woofer" de maneira a não alterar suas inerentes qualidades de propagação.

Sistemas utilizando um sinal de realimentação proporcional ao sinal acústico podem parecer, à primeira vista, mais lógicos (uma vez que a correção dependerá diretamente do sinal acústico), mas na prática as rotações de fase durante a propagação entre o alto-falante e o microfone de captação tornam essa aplicação impossível em sistemas de realimentação. Além disso, o ruído externo também deveria ser eliminado, o que também nos parece impossível.

O objetivo da solução, consistindo em se retirar o sinal de realimentação da bobina móvel, é somente obter uma tensão de realimentação que seja a mais acurada imagem possível da velocidade do diafragma.

Este princípio seria justificado por um exame simplificado do funcionamento do alto-falante, o qual, visto do amplificador, é equivalente à soma de duas impedâncias:

— uma é a da bobina móvel bloqueada, Zb;
— a outra, ou impedância em movimento, é a reação do diafragma móvel no circuito elétrico do alto-falante; a tensão através de seus terminais corresponde à velocidade dos componentes móveis do alto-falante.

A queda de tensão total no alto-falante é igual à soma da queda de tensão na impedância da bobina imobilizada e a força contra-eletromotriz induzida, que aparece em torno da bobina em movimento no campo magnético do entreferro.

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{Bds}{dt} = \frac{Bldx}{dt} = Blv$$

onde: Φ é o fluxo interceptado pela espira em movimento
B é a indução do entreferro
l é o comprimento do fio localizado no entreferro
x é o deslocamento da bobina
$v = \frac{dx}{dt}$ é a velocidade de deslocamento da bobina

U'a maneira simples de se obter grosseiramente essa tensão é empregar-se a configuração ponte mostrada na figura 4. Com relação à impedância, essa configuração é equivalente àquela que mostramos na figura 5.

Se K for suficientemente grande (por exemplo 10), o cálculo nos dará:

$$Vx - Vy \cong \frac{Vs}{10} \cdot \frac{Zm}{Zb + Zm} = \frac{Vzm}{10} =$$

$$= \frac{e}{10} = \frac{Blv}{10}$$

Vx – Vy é portanto, em teoria, proporcional à velocidade do diafragma.

Na prática, porém, é muito difícil de se obter uma impedância que permaneça constantemente igual a Zb/K; Zb, que é resultante de uma resistência e de uma indutância, é na realidade constituído de componentes que variam amplamente em função da:

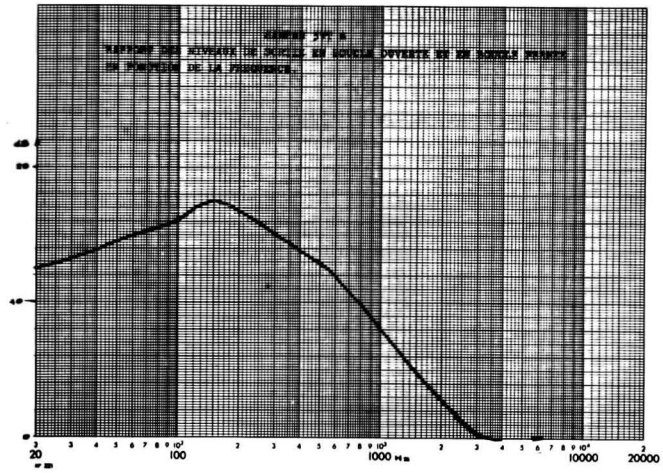


Figura 7

Curva mostrando a eficiência do servo-controle empregado nos alto-falantes dos sonofletores "3VTA".

— freqüência (a resistência aumenta 15% entre 20 Hz e 500 Hz; a indutância diminui 50% entre 20 Hz e 500 Hz);

— corrente;

— posição da bobina móvel no entreferro (a indutância varia de dois para um entre as duas posições em 50 Hz*).

Em conseqüência, o sinal captado (Vx – Vy) pode ser considerado como acuradamente representante da velocidade do diafragma dentro de uma estreita gama de freqüências na qual $Zm \geq Zb$, isto é, nas vizinhanças imediatas da freqüência de ressonância do alto-falante na caixa acústica.

Porém, em um sistema normal, esta freqüência corresponde à parte inferior da freqüência de corte da banda passante em elo aberto.

Assim sendo, o alto-falante só pode ser efetivamente controlado em uma banda muito estreita e, além disso, em freqüências de limitado interesse.

É possível aumentar a freqüência de ressonância do alto-falante em elo aberto a fim de se deslocar a realimentação para freqüências de maior importância; a queda na realimentação em elo fechado, nas baixas freqüências, compensa o decréscimo na eficiência devido ao aumento na freqüência de ressonância em elo aberto.

Esse decréscimo na eficiência pode ser de fato compensado por amplificadores de maior potência, mas às custas de um substancial aumento na distorção no alto-falante, não inteiramente compensada pelo servo-controle. Além disso, a realimentação nos extremos da banda é muito baixa para que H(p) + 1 possa ser considerado substancialmente igual a H(p).

O resultado é mais uma alteração na função de transferência do que um verdadeiro servo-controle.

Temos observado que, para um bom servo-controle, é essencial que se tenha um alto nível de realimentação e que o ponto do qual é retirado o sinal de realimentação esteja tão próximo quanto possível da parte de propagação do alto-falante.

Deste ponto de vista, a configuração empregando uma bobina móvel separada parece a mais lógica; mas, como na configuração em ponte, a velocidade do sinal de realimentação diminui rapidamente à medida que a freqüência aumenta. Além disso, existem problemas mecânicos que podem afetar a confiabilidade.

O sistema proposto, que emprega um transdutor de aceleração (fig. 6) montado no diafragma com especial cuidado para não alterar as propriedades inerentes dos alto-falantes, preenche os requisitos desejados. Além disso, o alto-falante foi modificado de maneira a estender seu comportamento tipo pistão além da banda utilizada; o sinal do transdutor reflete portanto fielmente a aceleração do diafragma como um todo.

O sinal é processado em circuitos corretores que empregam circuitos integrados de baixo ruído para produzirem o sinal necessário para uma boa realimentação.

*** Ver trabalho de Serge Zimmerman na "Poitiers Science Faculty", em 1968.**

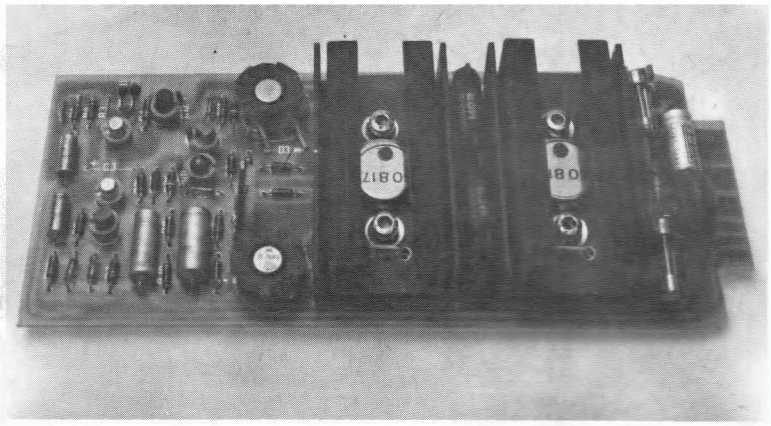


Figura 8

Módulo de amplificador utilizando apenas acoplamentos diretos, empregado nos sonofletores "3VTA".

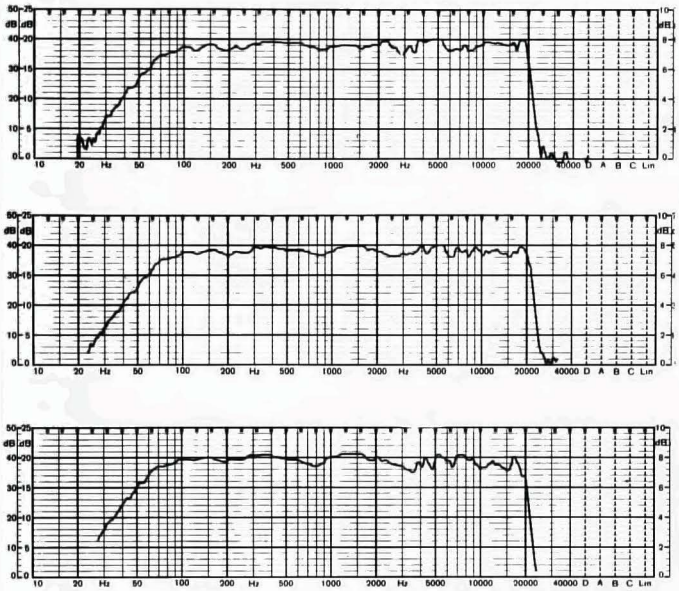


Figura 9

Curvas de resposta de um sonofletor Sampan 3VTA medido em uma câmara anecóica sob três diferentes ângulos: 0º, 30º e 45º.



Figura 10

Curvas de resposta de um sonofletor Galion 3VTA medido em uma câmara anecóica sob três diferentes ângulos: 0º, 30º e 45º. Em adição à uniformidade no extremo de freqüências baixas, resultante do servo-controle eletro-mecânico, essas curvas revelam a homogeneidade do campo acústico nas altas freqüências, resultante do uso de alto-falantes de médios e agudos com diafragmas hemisféricos.

Esse elo de realimentação é completado nas baixas freqüências por uma configuração em ponte, com o alto-falante conectado convencionalmente. Isto torna possível o uso para realimentação, em adição ao sinal de aceleração (que possui boa resposta no extremo de freqüências altas), de um sinal de velocidade no extremo de freqüências baixas, onde ele é mais vantajoso.

A figura 7, que mostra a relação de níveis de saída em elo aberto e elo fechado (no caso de um sonofletor Sampan 3VTA), nos dá uma idéia da eficiência do sistema de servo-controle composto.

Quanto à parte eletrônica, os sonofletores da série "3VTA" são equipados com amplificadores de potência utilizando apenas acoplamentos diretos (razão pela qual são também chamados de amplificadores CC) excitando os circuitos das bobinas móveis sem qualquer capacitor de acoplamento (fig. 8). Isto é absolutamente essencial para um alto-falante servo-controlado, mas proporciona também maiores vantagens para os alto-falantes de médios e de agudos, aumentando o amortecimento nas freqüências mais baixas e reduzindo os efeitos de intermodulação.

O filtro eletrônico é equipado com circuitos integrados de muito baixo ruído, especialmente selecionados. O emprego de circuitos integrados garante perfeita estabilidade CC, absolutamente essencial quando se deseja alto ganho em freqüências muito baixas, o que é necessário para o sistema de servo-controle.

Uma prova final das vantagens das soluções encontradas para a série "3VTA" é dada pelas curvas de resposta em três diferentes ângulos (0°, 30° e 45°) do Sampan 3VTA (fig. 9) e do Galion 3VTA (fig. 10).

Ω

DESENHO DE ELETRÔNICA/DESENHO DE ELETROTÉCNICA

CURSOS EXTREMAMENTE ÚTEIS A TODO PROFISSIONAL LIGADO AO RAMO ELETRO-ELETRÔNICO. SOLICITE INFORMAÇÕES ATRAVÉS DO CUPOM DA PÁG. 77.

GRÁTIS !

ENVIE SEU NOME E ENDEREÇO PARA A C. P. 2483 - CEP 20000 - RIO DE JANEIRO - RJ, A FIM DE FICAR CADASTRADO PARA RECEBIMENTO - GRÁTIS - DE INFORMAÇÕES E FOLHETOS TÉCNICOS. PREENCHA OS CUPONS ABAIXO.

DESEJO FICAR CADASTRADO PARA RECEBIMENTO GRÁTIS DE INFORMAÇÕES E FOLHETOS TÉCNICOS.

MEUS DADOS:

NOME: .....

.....

ENDEREÇO: .....

.....

CIDADE: .....

ESTADO: ..... CEP: .....

LOCAL ONDE COMPREI ESTA REVISTA:

☐ BANCA ☐ LOJA ☐ LIVRARIA

ENDEREÇO: .....

.....

CIDADE: .....

ESTADO: ..... CEP: .....

A OPERAÇÃO SEGURA DE TRANSISTORES DE POTÊNCIA

Colaboração da IBRAPE

Esta série de artigos irá descrever e justificar os quatro limites da Área de Operação Segura (SOAR — "Safe Operating Area") dos transistores de potência. Será discutida a SOAR de um transistor de potência percorrido por uma corrente contínua, porque ela é a base de onde foram derivadas as SOAR para todas as outras condições. Serão considerados a operação intermitente e o método da obtenção de uma SOAR para qualquer tipo de forma de onda e serão examinadas as extensões de alta tensão para a SOAR. Também será dado um tratamento extensivo à dissipação de calor e aos meios de se chegar e um dissipador térmico adequado. Por fim, será dado um fluxograma com o qual se poderá verificar a conveniência de um certo transistor para uma determinada aplicação.

Introdução

As características principais de um transistor de potência são baseadas nos valores máximos de corrente, tensão, potência e temperatura. A outra principal restrição na operação de transistores de potência é o fenômeno conhecido como **segunda ruptura.**

Como auxílio aos projetistas, os dados dos transistores de potência apresentam as suas respectivas áreas de operação segura. A área de operação segura (SOAR) é uma curva da corrente de coletor em função da tensão coletor-emissor levantada sobre um gráfico logarítmico/logarítmico, e que possui quatro limites, ou fronteiras: a corrente, a tensão, a potência e a segunda ruptura (fig. 1). Um conhecimento da derivação das áreas de operação segura não somente ajuda o projetista a usá-las como também lhe permite adaptá-las a circunstâncias particulares.

As definições dos termos utilizados nesta série de artigos serão dadas no Apêndice I.

Ruptura por avalanche

Quando um transistor está sendo operado sob condições de baixa corrente de coletor, tal como I_C V_{CE} $<<$ $P_{tot\ max}$, e se V_{CE} for aumentado progressivamente, será notado um súbito aumento na corrente de coletor, com alguma tensão definida (fig. 2). Isto é conhecido como primeira ruptura e é causada por cada portador de carga que chegue à camada de depleção, em média, para libertar um par secundário de portadores. Este efeito é cumulativo e resulta numa descarga auto-sustentada.

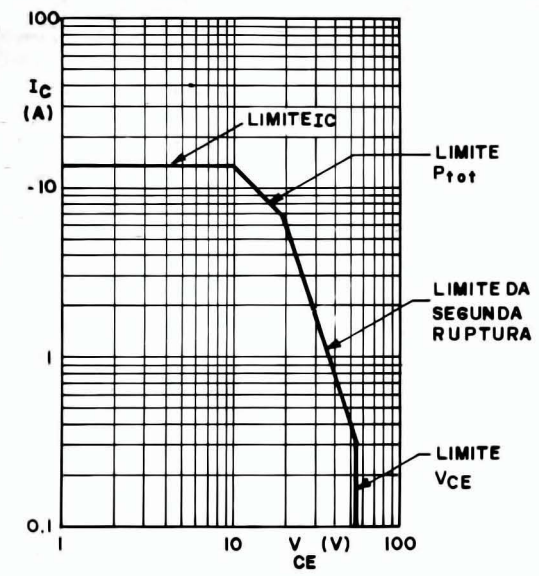


Figura 1

Diagrama SOAR típico, com os respectivos limites.

A ruptura por avalanche não é usualmente um fenômeno que cause danos, desde que a corrente (e, conseqüentemente, a dissipação de potência) permaneça baixa.

Segunda ruptura

Se, em seguida à ruptura por avalanche, permitir-se que a corrente de coletor aumente sem limite, observar-se-á uma segunda ruptura. Como se mostra na figura 2, isto é reconhecido como uma súbita reversão na característica I_C/V_{CE} e usualmente danifica o transistor. A segunda ruptura por uma área de alta densidade de corrente em algum ponto no interior da pastilha do transistor. Esta alta densidade de corrente causa uma região de temperatura excessiva que pode resultar na modificação na distribuição de dopagem, ou mesmo na fusão local da junção. O local gráfico do início da segunda ruptura, para operação pulsada, move-se em função de maiores valores de dissipação de coletor devido à capacidade térmica finita dos transistores. As figuras 3 e 4 mostram oscilogramas de transistores entrando em avalanche e segunda ruptura.

Existem dois tipos distintos de mecanismos de ruptura que podem conduzir a uma segunda ruptura. A máxima tensão permissível entre coletor e emissor ($V_{CEO\ max}$) é escolhida de maneira que ocorra ruptura por avalanche abaixo dessa tensão. Assim, abaixo de $V_{CEO\ max}$ a segunda ruptura é disparada termicamente. Em contraste, acima de $V_{CEO\ max}$ a segunda ruptura é geralmente disparada inteiramente por avalanche, ou primeira ruptura. Os mecanismos da segunda ruptura serão discutidos mais adiante, no Apêndice II.

Limites SOAR

Veremos agora os quatro limites para a área de operação segura, bem como as providências tó-

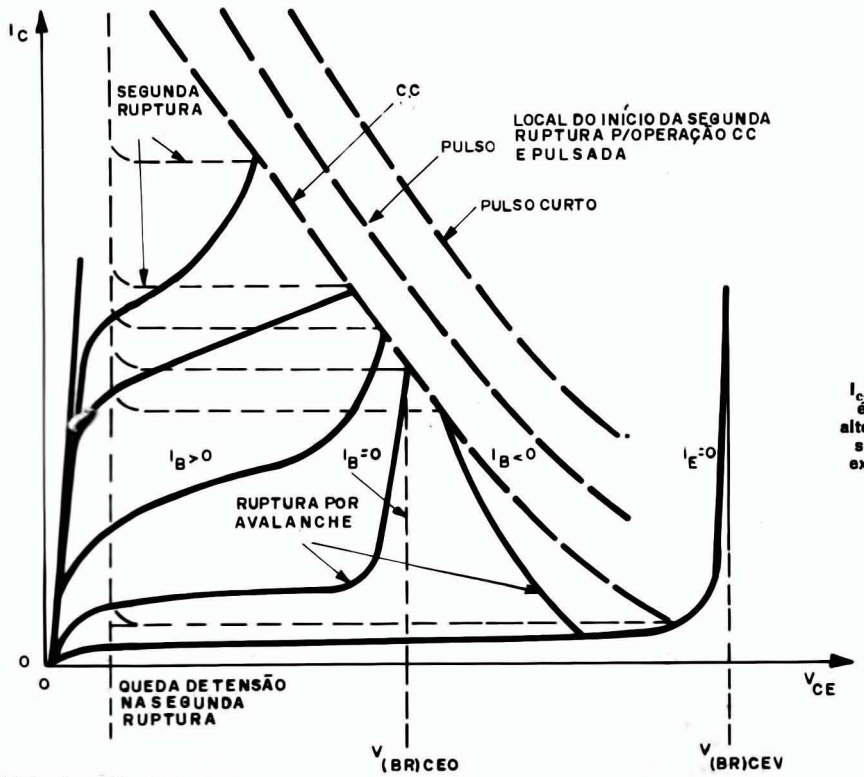


Figura 2

Família de características I_c/V_{ce}. A ruptura por avalanche é caracterizada por uma súbita alteração nas características, e a segunda ruptura por uma queda extremamente rápida na tensão.

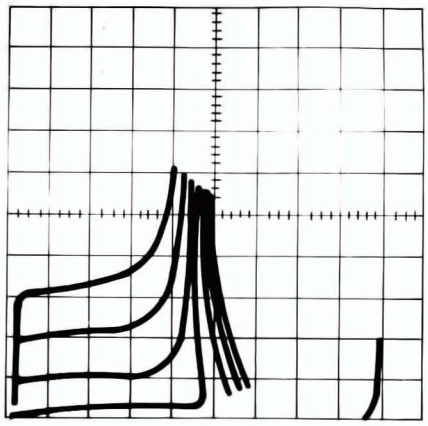


Figura 3

Primeira ruptura.

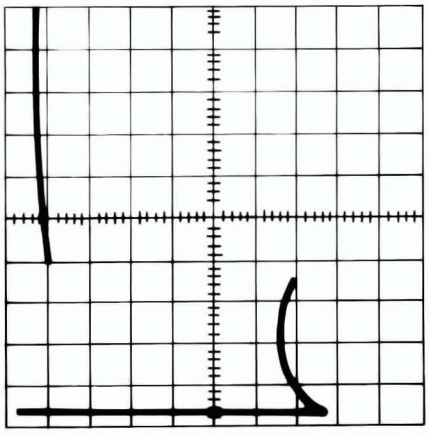


Figura 4

Segunda ruptura. A curva de ruptura não é vista na realidade devido à alta velocidade com que ocorre a segunda ruptura ($\swarrow$ 100 ns).

madas pelos fabricantes no sentido de assegurar que os transistores de potência operarão confiavelmente dentro desses limites.

Os limites da corrente de coletor

A máxima corrente de coletor $I_{C\ max}$ forma um dos limites da área de operação segura. O valor do limite da corrente depende da estrutura do transistor e é, por sua vez, limitado por um ou mais dos seguintes fatores:

1) capacidade de manejo de potência do sistema de alimentação de corrente (por exemplo, fios de ligação ou metalização do emissor);

2) dimensões das regiões da base e do emissor;

3) tamanho da pastilha.

A qualidade da produção é assegurada por testes efetuados em amostras retiradas regularmente. Esses testes são efetuados de maneira a exporem qualquer deterioração na capacidade de manejo de corrente. Os dispositivos são testados na corrente I_C especificada, ou acima dela, durante várias centenas de horas, e os resultados obtidos são usados para se fazer uma estimativa de vida útil para o transistor em questão.

Nos transistores especificamente destinados para comutação, o limite da corrente de coletor no instante do corte, sob cargas altamente indutivas, tais como relés, pode ser especificado como uma função da indutância da carga, ou energia da carga, para determinados valores de resistência de base e tensão base-coletor.

O limite da tensão coletor-emissor

A máxima tensão coletor-emissor ($V_{CEO\ max}$) forma um outro limite da área de operação segura. Para se evitar a segunda ruptura, este limite não deve ser normalmente excedido. O limite da tensão coletor-emissor é fixado pelo próprio projeto do transistor e é determinado pelas dimensões e dopagem da estrutura do dispositivo. Ele é verificado em todos os transistores de potência, durante o processo de fabricação, por meio de equipamentos de teste automáticos e programáveis.

As áreas de operação segura dos transistores destinados a serem utilizados em aplicações de comutação com carga indutiva podem ter seus limites de tensão coletor-emissor estendidos. Essas extensões permitem a operação acima de $V_{CEO\ max}$ durante tempos especificados e para condições especificadas de tensão base-emissor, corrente de coletor e resistência base-emissor. Deve-se tomar grande cuidado nos casos em que a energia de uma carga indutiva deva ser dissipada em um transistor de potência.

O limite de dissipação de potência

A máxima dissipação de potência permissível forma um terceiro limite para a área de operação segura dos transistores de potência. A dissipação de potência causa uma elevação na temperatura da junção que, por sua vez, dará início a alterações químicas e metalúrgicas. A rapidez com que essas alterações se processam está exponencialmente relacionada com a temperatura; portanto, uma operação prolongada de um transistor de potência acima da temperatura de junção, para a qual foi especificado, provavelmente resultará na redução de sua vida útil. A operação de um dispositivo na sua dissipação de potência especificada, ou abaixo dela (juntamente com uma cuidadosa consideração

das resistências térmicas associadas ao dispositivo), assegurará que a temperatura especificada da junção não será excedida.

O valor de $P_{tot\ max}$ depende da estrutura do transistor e, como ocorre com $I_{C\ max}$, é verificada submetendo-se amostras a prolongados ciclos de dissipação na potência especificada, ou em torno dela.

Devido à natureza dependente da temperatura dos efeitos da dissipação de potência, é possível efetuarem-se testes acelerados, os quais são adequados para se estabelecer uma previsão da vida útil. Além disso, os dispositivos são testados só uma, ou ambas das seguintes condições:

1) na combinação de corrente e tensão, onde o limite de $P_{tot\ max}$ intercepta o limite da segunda ruptura;

2) no máximo V_{CE} permitido para $I_{C\ max}$.

Durante o processo de fabricação, é medida a resistência térmica de **todos** os transistores. Esse teste é efetuado sob valores de tensão e corrente correspondentes ao limite da área de operação segura. Assim, os dados de resistência térmica publicados na folha de especificações do transistor representam um valor máximo garantido, desde que a resistência térmica caia à medida que o ponto de operação se move em direção a valores mais baixos de tensão e corrente.

Potência de dissipação contínua

A potência de dissipação total (P_{tot}) de um transistor pode ser calculada da seguinte maneira:

$$P_{tot} = I_C\ V_{CE} + I_B\ V_{BE} \qquad (I)$$

A dissipação na base pode, usualmente, ser desprezada; assim sendo:

$$P_{tot} \cong I_C\ V_{CE} \qquad (II)$$

O calor dissipado na junção coletor-base flui através da resistência térmica entre a junção e a base de montagem ($R_{th\ j\text{-}mb}$). O circuito térmico equivalente, mostrado na figura 5, ilustra esse fluxo de calor; P_{tot} pode ser considerada como uma corrente térmica, e a diferença de temperatura entre a junção e a base de montagem ($\triangle t_{j\text{-}mb}$) como uma tensão térmica. Por analogia com a Lei de Ohm, segue-se que:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_{mb}}{R_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (III)$$

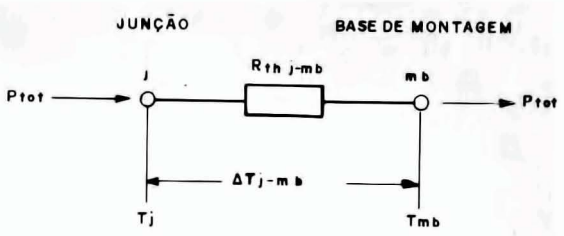


Figura 5

Transporte de calor em um transistor com dissipação constante de potência em relação ao tempo.

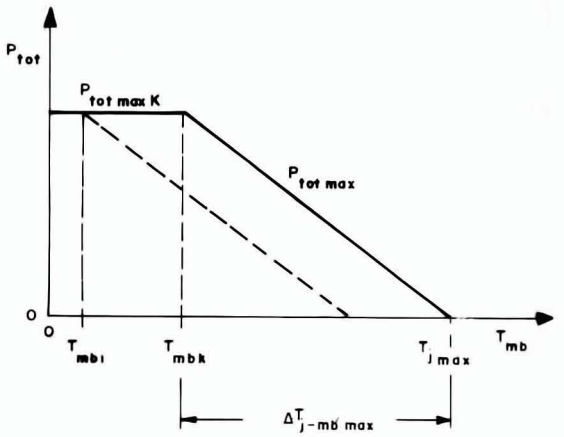


Figura 6

A máxima dissipação CC de potência em um transistor como função da temperatura da base de montagem.

A figura 6 mostra a dependência da máxima dissipação de potência em relação à temperatura da base de montagem. $P_{tot\ max}$ é limitada pela máxima diferença de temperatura:

$$\triangle T_{j\text{-}mb\ max} = T_{j\ max} - T_{mb\ K} \qquad (IV)$$

ou pela máxima temperatura da junção $T_{j\ max}$ ($T_{mb\ K}$ é o valor de T_{mb} acima do qual a máxima dissipação de potência deve ser reduzida para manter o ponto de operação dentro da área de operação segura).

No primeiro caso, $T_{mb} \leqq T_{mb\ K}$, e:

$$P_{tot\ max\ K} = \frac{\triangle T_{j\text{-}mb\ max}}{R_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (V)$$

isto é, a dissipação de potência tem um valor limite fixo ($P_{tot\ max\ K}$ é a máxima dissipação de potência CC **abaixo** de $T_{mb\ K}$). Se o transistor for submetido a uma temperatura de base de montagem T_{mb1}, a temperatura de sua junção será inferior a $T_{j\ max}$ por uma quantidade ($T_{mb} - T_{mb1}$), conforme mostra a linha tracejada da figura 6.

No segundo caso, $T_{mb} > T_{mb\ K}$, e:

$$P_{tot\ max} = \frac{T_{j\ max} - T_{mb}}{R_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (VI)$$

isto é, a dissipação de potência deve ser reduzida à medida que a temperatura da base de montagem aumenta ao longo da reta inclinada da figura 6. A equação VI mostra que quanto mais baixa a resistência térmica $R_{th\ j\text{-}mb}$, mais íngreme se tornará a reta inclinada. Neste caso, T_{mb} é a máxima temperatura da base de montagem que pode ocorrer durante a operação.

Exemplo 1:

Temos os seguintes dados para um determinado transistor:

$$P_{tot\ max\ K} = 10\ W$$
$$T_{j\ max} \quad 125°C$$
$$R_{th\ j\text{-}mb} \leqq 7°C/W$$

Deseja-se saber a máxima dissipação de potência permissível para operação contínua sob a temperatura máxima de base de montagem de $T_{mb} = 80°C$.

Note que o valor máximo de T_{mb} é escolhido de maneira a ser significantemente maior que a máxima temperatura ambiente, a fim de evitar-se que seja necessário um dissipador de calor com dimensões muito grandes.

Da equação VI obtemos:

$$P_{tot\ max} = \frac{125 - 80}{7} = 6{,}4\ W$$

Sendo o transistor operado dentro dos limites da SOAR, este valor é permissível desde que esteja abaixo de sua $P_{tot\ max\ K}$. O mesmo resultado pode ser obtido graficamente do diagrama da $P_{tot\ max}$ (fig. 7) para o transistor em questão.

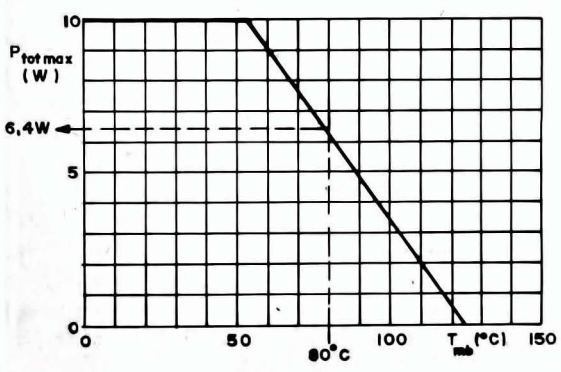


Figura 7

Exemplo da determinação da máxima dissipação de potência.

Dissipação de potência para pulso retangular

Quando um transistor de potência é submetido a uma carga pulsada, é permissível maior potência de dissipação de pico. Os materiais em um transistor de potência têm uma capacidade térmica definida e, assim, a temperatura crítica da junção não será atingida instantaneamente, mesmo quando o dispositivo estiver dissipando potência excessiva.

Este efeito será examinado com maiores detalhes mais adiante, mas, de u'a maneira geral, quanto mais curto o pulso e mais baixa a freqüência, menor será a temperatura atingida pela junção. Por analogia com a equação III, segue-se que:

$$P_{tot\ M} = \frac{T_j - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (VII)$$

onde $Z_{th\ j\text{-}mb}$ é a impedância térmica transiente entre a junção e a base de montagem do dispositivo. Ela depende da duração do pulso (t_p) e do fator de trabalho δ, onde

$$\delta = t_p/t \qquad (VIII)$$

e T é o período do pulso. A figura 8 mostra uma típica família de curvas para a impedância térmica em função da duração do pulso, tendo o fator de trabalho como um parâmetro.

Novamente, a máxima potência de dissipação de pulso é limitada pela máxima diferença de temperatura $\triangle T_{j\text{-}mb\ max}$ (equação IV), ou pela máxima temperatura de junção $T_{j\ max}$ (por analogia com as equações V e VI).

$$P_{tot\ M\ max\ K} = \frac{\triangle T_{j\text{-}mb\ max}}{Z_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (IX)$$

quando $T_{mb} \leqq T_{mb\ K}$, e:

$$P_{tot\ M\ max} = \frac{T_{j\ max} - T_{mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}} \qquad (X)$$

quando $T_{mb} > T_{mb\ K}$, isto é, abaixo de uma temperatura de base de montagem de $T_{mb\ K}$, a máxima dissipação de potência tem um valor limite fixo; e acima de $T_{mb\ K}$ a dissipação de potência deve ser reduzida linearmente com o aumento da temperatura da base de montagem.

Exemplo 2:

São fornecidos os seguintes dados e condições de operação para um transistor em particular:

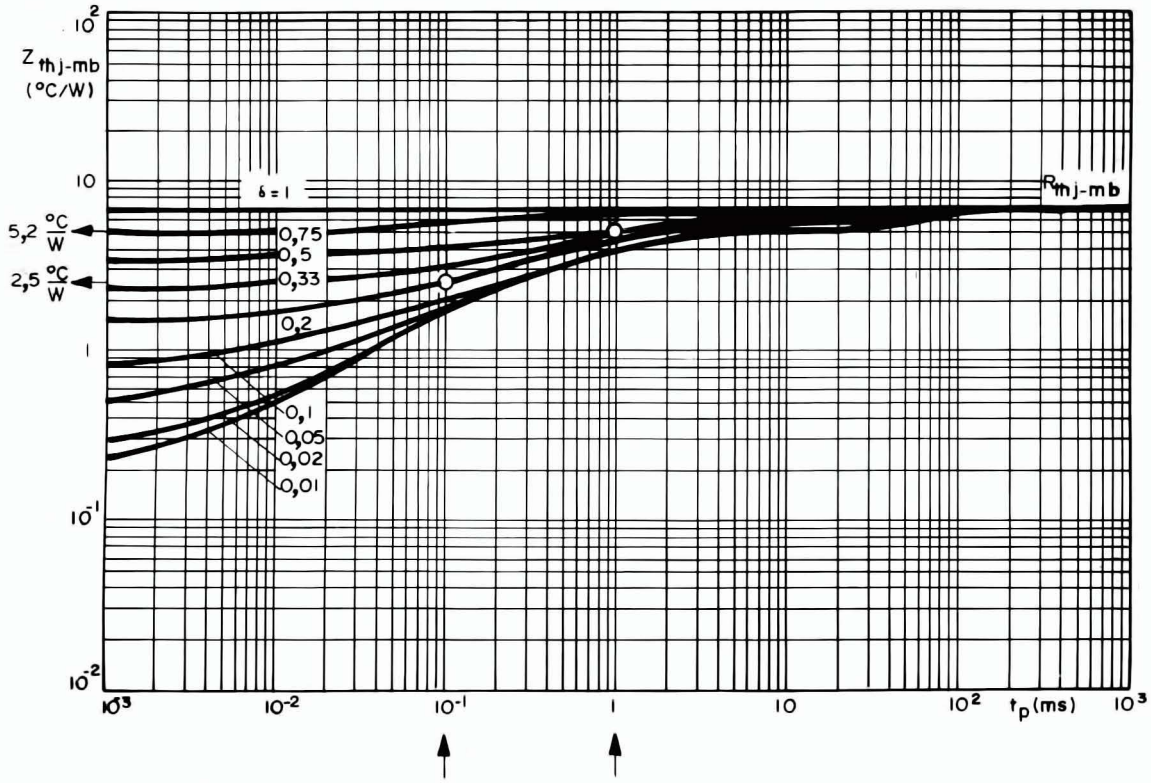


Figura 8

Exemplo da representação da impedância térmica transiente como uma função do tempo do pulso, tendo o fator de trabalho como parâmetro.

$T_{j\ max}$ = 125°C T_{mb} = 75°C
$T_{mb\ K}$ = 55°C t_p = 0,1 ms
$Z_{th\ j\text{-}mb}$ = como na fig. 8 δ = 0,2

Deseja-se saber qual a máxima potência de dissipação para pulso retangular. A figura 8 nos dá $Z_{th\ j\text{-}mb}$ = 2,5°C/W, e como $T_{mb} > T_{mb\ K}$, aplica-se a equação X. Portanto:

$$P_{tot\ M\ max} = \frac{125 - 75}{2,5} = 20\ W$$

Exemplo 3:

O transistor acima é operado com a mesma dissipação de potência, mas t_p = 1 ms e δ = 0,5. Deseja-se saber qual a máxima temperatura da base de montagem.

A figura 8 nos dá $Z_{th\ j\text{-}mb}$ = 5,2°C/W, e re-arranjando a equação X, temos:

$$T_{mb} = T_{j\ max} - P_{tot\ M\ max} \cdot Z_{th\ j\text{-}mb}$$

de maneira que

$$T_{mb} = (125 - 20 \cdot 5,2) = 21°C$$

Entretanto, este valor é menor que $T_{mb\ K}$ e, conseqüentemente, tal operação não é permissível.

A dissipação de potência deve ser reduzida abaixo de $P_{tot\ M\ max\ K}$, isto é, da equação IX:

$$P_{tot\ M} \leq \frac{125 - 55}{5,2} = 13,5\ W$$

Alternativamente, tanto t_p ou δ (ou ambos) devem ser reduzidos de maneira que, utilizando-se a equação IX, a impedância térmica de

$$Z_{th\ j\text{-}mb} \leq \frac{125 - 55}{20} = 3,5°C/W$$

seja obtida da figura 8. Naturalmente, os outros limites SOAR também devem ser observados.

Os valores $Z_{th\ j\text{-}mb}$ da figura 8 não são apenas aplicáveis aos pulsos retangulares simples; eles podem também ser utilizados com dissipação contínua de potência superposta, ou com curvas de

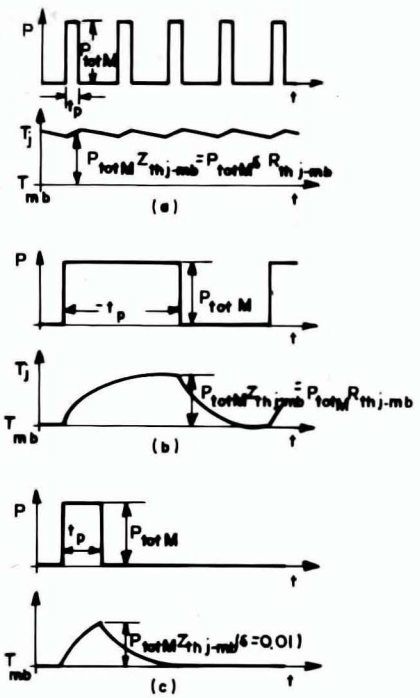


Figura 9

Três casos limite de cargas de pulso retangular: a) pulso de curta duração; b) pulso de longa duração; c) pulso mono-disparo.

qualquer forma, sendo ou não periódicas. A figura 9 ilustra três importantes casos limite.

Pulso de curta duração (fig. 9-a)

Quando a duração do pulso se torna muito curta, as flutuações da temperatura da junção tornam-se negligíveis, devido à capacidade térmica interna do transistor. Conseqüentemente, o único fator a ser considerado é o aquecimento da junção pela dissipação média de potência, isto é:

$$P_{tot\ (av)} = \delta\ P_{tot\ M} \qquad \text{(XI)}$$

A impedância térmica transiente torna-se:

$$\lim_{t_p \to 0} Z_{th\ j\text{-}mb} = \delta\ R_{th\ j\text{-}mb} \qquad \text{(XII)}$$

As curvas $Z_{th\ j\text{-}mb}$ aproximam-se assintoticamente deste valor à medida que t_p diminui. A figura 8 mostra que, para fatores de trabalho na gama de 0,2 a 0,75, os valores limite dados na figura 12 foram virtualmente atingidos a $t_p = 10^{-3}$ ms.

Pulso de longa duração (fig. 9-b)

À medida que a duração do pulso aumenta, a temperatura da junção aproxima-se de um valor estacionário no final do pulso.

A impedância térmica transiente tende à resistência térmica para dissipação contínua de potência, isto é:

$$\lim_{t_p \to \infty} Z_{th\ j\text{-}mb} = R_{th\ j\text{-}mb} \qquad \text{(XIII)}$$

A figura 8 mostra que $Z_{th\ j\text{-}mb}$ se aproxima deste à medida que t_p se torna maior. Em geral, os efeitos transientes térmicos se extinguem, na maioria dos transistores de potência, dentro de 0,1 a 1 segundo. Esse tempo depende do material e da construção do invólucro, do tamanho da pastilha, da maneira como ela é montada e de outros fatores. Pulsos de potência com durações superiores a essas apresentam aproximadamente o mesmo efeito que uma carga contínua.

Pulsos mono-disparo ("single-shot") — fig. 9-c

Quando o fator de trabalho se torna muito pequeno, a junção tende a esfriar-se completamente entre os pulsos, de maneira que cada pulso pode ser tratado individualmente. Quando consideramos pulsos singelos, os valores $Z_{th\ j\text{-}mb}$ para $\delta = 0{,}01$ (fig. 8) fornecem resultados suficientemente acurados.

(cont. no próx. número)

COMPRAMOS
FALAR C/ SR. DAVID
FONE: 220-6916
SALDOS DE MATERIAL ELETRÔNICO EM QUALQUER QUANTIDADE

Tecnologia de Televisão

4.ª PARTE

Rudolf Mäusl *

4.3. Sinais de luminância e crominância, sinais de diferença de cor

Por razões de compatibilidade, a câmara a cores deve entregar o mesmo sinal (isto é, o sinal de luminância) que a câmara em preto e branco, a partir de um padrão colorido, entrega a um receptor monocromático. A sensibilidade espectral de uma câmara em preto e branco corresponde à curva de sensibilidade ao brilho do olho humano, a fim de se assegurar que o cinescópio em preto e branco reproduza os diferentes estímulos de cor como o olho os percebe.

A câmara a cores, entretanto, entrega três sinais com funções espectrais equilibrando as curvas de mistura de cor. Para se obter um sinal cuja função espectral corresponda à curva de sensibilidade do olho, faz-se necessária a codificação. Com esta finalidade, os três valores de cor, representados pelas funções $\bar{r}_r(\lambda)$, $\bar{g}_r(\lambda)$ e $\bar{b}_r(\lambda)$, suo multiplicados pelos coeficientes níveis de cinza com o mesmo brilho que de luminosidade relativa h_r, h_g e h_b e então adicionados. Exceto para a constante de proporcionalidade k, o resultado deverá ser idêntico à função de sensibilidade do olho humano — h (λ).

$$h(\lambda) = k\,[h_r \cdot \bar{r}_r(\lambda) + h_g \cdot \bar{g}_r(\lambda) + h_b \cdot \bar{b}_r(\lambda)] \qquad \text{(VII)}$$

Os coeficientes de luminosidade relativa h_r, h_g e h_b são obtidos pela normalização dos valores correspondentes $h_{(Rr)}$, $h_{(Gr)}$ e $h_{(Br)}$ da curva de sensibilidade do olho (fig. 32):

$$h_{(Rr)} = 0{,}47$$
$$h_{(Gr)} = 0{,}92$$
$$h_{(Br)} = 0{,}17$$
$$\Sigma\, h = 1{,}56$$

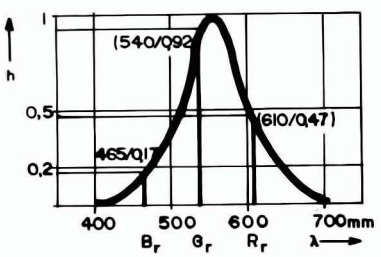


Figura 32

Sensibilidade do olho humano ao brilho das primárias no receptor.

As seguintes figuras são calculadas para os coeficientes de luminosidade relativa:

$$h_r = \frac{h_{(Rr)}}{\Sigma\, h} = \frac{0{,}47}{1{,}56} = 0{,}30$$

$$h_g = \frac{h_{(Gr)}}{\Sigma\, h} = \frac{0{,}92}{1{,}56} = 0{,}59$$

$$h_b = \frac{h_{(Br)}}{\Sigma\, h} = \frac{0{,}17}{1{,}56} = 0{,}11$$

* Professor da Fachhochschule, de Munique
e colaborador da Publicação "News from Rohde & Schwarz"
(Direitos de publicação cedidos a esta Revista por G. A. Boleckis)

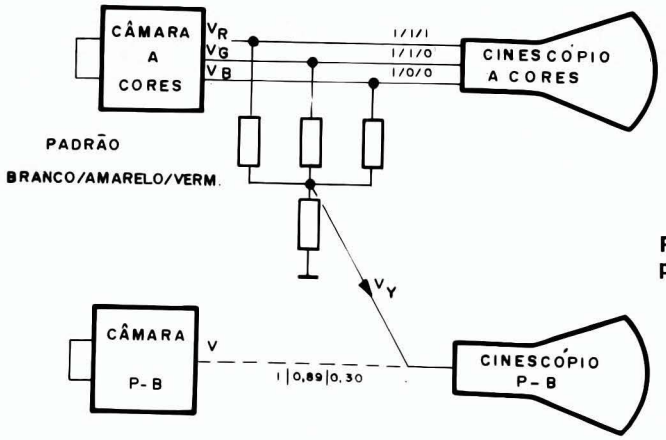


Figura 33

Produzindo o sinal de luminância V_Y a partir de tensões triestímulo V_R, V_G, V_B e a relação de compatibilidade.

Devido à normalização:

$$h_r + h_g + h_b = 1 \qquad \text{(VIII)}$$

Então, para a equação (VII) obtém-se:

$$h(\lambda) = k\ [0{,}30 \cdot \overline{r}_r(\lambda) + 0{,}59 \cdot \overline{g}_r(\lambda) + 0{,}11 \cdot \overline{b}_r(\lambda)] \qquad \text{(VII)}$$

ou, escrito de maneira simples, para o sinal Y de luminância, correspondente à curva de sensibilidade do olho, teremos:

$$Y = 0{,}30 \cdot R + 0{,}59 \cdot G + 0{,}11 \cdot B \qquad \text{(IX)}$$

Esta equação é uma das mais importantes relações na engenharia de TV a cores.

Tecnicamente, o sinal de luminância V_Y é obtido dos sinais triestímulo V_R, V_G e V_B através de u'a matriz (fig. 33). Os sinais relacionados na Tabela III resultam num padrão constituído de oito barras coloridas (seqüência padrão de barras coloridas) — as três primárias mais as cores complementares associadas e as faixas com ausência de cor (branca e preta).

TABELA III

SINAIS DA SEQÜÊNCIA PADRÃO DE BARRAS COLORIDAS

Padrão	R	G	B	Y
Branco	1	1	1	1,00
Amarelo (R + G)	1	1	0	0,89
Cian (G + B)	0	1	1	0,70
Verde	0	1	0	0,59
Magenta (R + B)	1	0	1	0,41
Vermelho	1	0	0	0,30
Azul	0	0	1	0,11
Preto	0	0	0	0

Para se reproduzir um padrão colorido são necessários os três sinais triestímulo R, G e B. Entretanto, por questões de compatibilidade, a transmissão a cores utiliza o sinal de luminância Y e o sinal de crominância F. Este último não pode ser obtido diretamente dos valores triestímulo, mas somente por meio dos sinais de diferença de cor:

$$R - Y,\ G - Y,\ B - Y$$

Estes são os valores de cor menos a componente de luminância.

O sinal de crominância leva as informações de matiz e saturação. Portanto, dois sinais de diferença de cor são suficientes para descrever a componente de crominância. Com este propósito foram selecionadas as quantidades $R - Y$ e $B - Y$[4].

A equação:

$$V_Y = 0{,}30 \cdot V_R + 0{,}59 \cdot V_G + 0{,}11 \cdot V_B \qquad \text{(X)}$$

com referência à tensão do sinal de luminância derivado do codificador, produz estes dois sinais de diferença de cor:

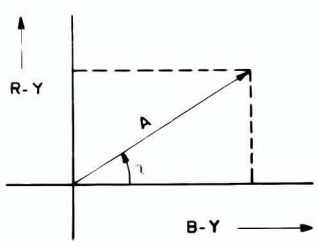


Figura 34

Representação da cromaticidade como função dos sinais de diferença de cor.

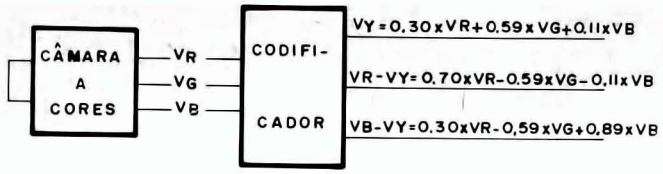


Figura 35

Produção do sinal de luminância V_Y mais os sinais de diferença de cor $V_R - V_Y$ e $V_B - V_Y$.

$$V_R - V_Y = 0{,}70 \cdot V_R - 0{,}59 \cdot V_G - 0{,}11 \cdot V_B \qquad (XI)$$

e

$$V_B - V_Y = -0{,}30 \cdot V_R - 0{,}59 \cdot V_G + 0{,}89\, V_B \qquad (XII)$$

Os sinais de diferença de cor levam apenas informação de conteúdo de cor. Para uma cena monocromática ($V_R = V_G = V_B$) eles são iguais a zero.

A amplitude dos sinais de diferença de cor mostra a separação entre o matiz e a ausência de cor, sendo esta u'a medida de saturação de cor. O matiz é determinado pela relação de amplitude e pelo sinal de polaridade dos sinais de diferença de cor. A transformação do sistema de coordenadas ortogonais (B — Y e R — Y) em coordenadas polares (fig. 34) conduz à saturação de cor a partir do comprimento A do vetor:

$$A = \sqrt{(B - Y)^2 + (R - Y)^2} \qquad (XIII)$$

e o matiz a partir do ângulo α:

$$\alpha = \text{arc tan} \frac{(R - Y)}{(B - Y)} \qquad (XIV)$$

Investigações demonstraram que a resolução do olho é menor para os detalhes de um padrão colorido do que para as variações de brilho. Portanto, é suficiente transmitir apenas o sinal de luminância com a largura de banda total de 5 MHz. A largura de banda do sinal de crominância pode ser reduzida para cerca de 1,5 MHz tomando-se os dois sinais de diferença de cor através de filtros passa-baixas.

No codificador os sinais V_R, V_G e V_B, produzidos pela câmara a cores, são convertidos nos componentes de luminância e nos sinais de diferença de cor $V_R - V_Y$ e $V_B - V_Y$ (fig. 35) e, desta forma, aplicados ao sistema de reprodução. Entretanto, são necessários os valores triestímulo para desbalancear os feixes vermelho, verde e azul. Comumente são utilizados dois diferentes métodos para a restauração desses valores de cor:

1) Excitação do cinescópio a cores com tensões R, G e B (fig. 36)

As tensões triestímulo V_R, V_G e V_B são produzidas a partir da componente de luminância V_Y e os dois sinais de diferença de cor ($V_R - V_Y$ e $V_B - V_Y$) através de matrizes; são então aplicados diretamente às correspondentes grades de controle do cinescópio, permanecendo os catodos a um potencial fixo.

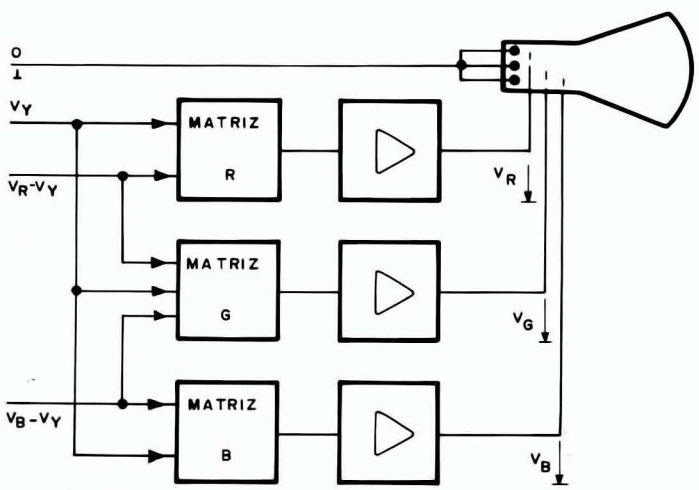


Figura 36

Restauração dos valores triestímulos para excitação do cinescópio com sinais RGB.

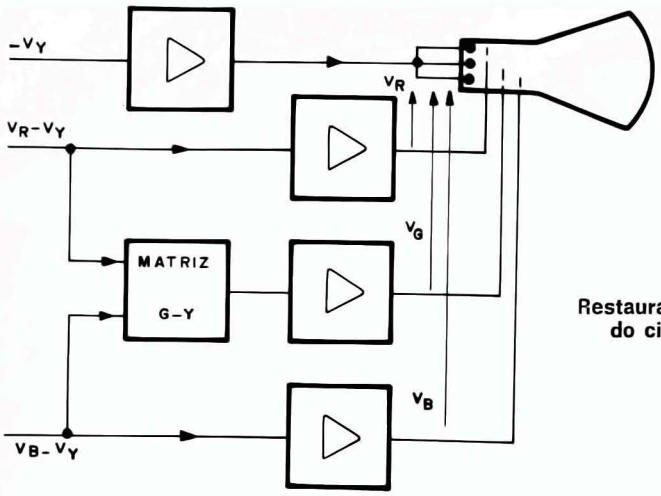


Figura 37

Restauração dos valores triestímulo para excitação do cinescópio com sinais de diferença de cor.

2) Excitação do cinescópio a cores com sinais de diferença de cor (fig. 37)

O terceiro sinal de diferença de cor é obtido em u'a matriz a partir das duas quantidades $V_R - V_Y$ e $V_B - V_Y$, com base nas seguintes equações:

$$V_Y = 0{,}30 \cdot V_R + 0{,}59 \cdot V_G + 0{,}11 \cdot V_B$$

$$V_Y = 0{,}30 \cdot V_Y + 0{,}59 \cdot V_Y + 0{,}11 \cdot V_Y$$

$$V_Y - V_Y = 0{,}30\ (V_R - V_Y) + \\ + 0{,}59\ (V_G - V_Y) + \\ + 0{,}11\ (V_B - V_Y) = 0 \qquad \text{(XV)}$$

ou, depois de re-escrita:

$$V_G - V_Y = -0{,}51\ (V_R - V_Y) - \\ - 0{,}19\ (V_B - V_Y) \qquad \text{(XVI)}$$

Os sinais de diferença de cor são levados às grades de controle dos sistemas de deflexão; o sinal negativo de luminância é aplicado aos catodos de maneira que os sinais triestímulo são obtidos como tensões de controle nos três sistemas, por exemplo:

$$V_{contr\ R} = (V_R - V_Y) - \\ - (-V_Y) = V_R \qquad \text{(XVII)}$$

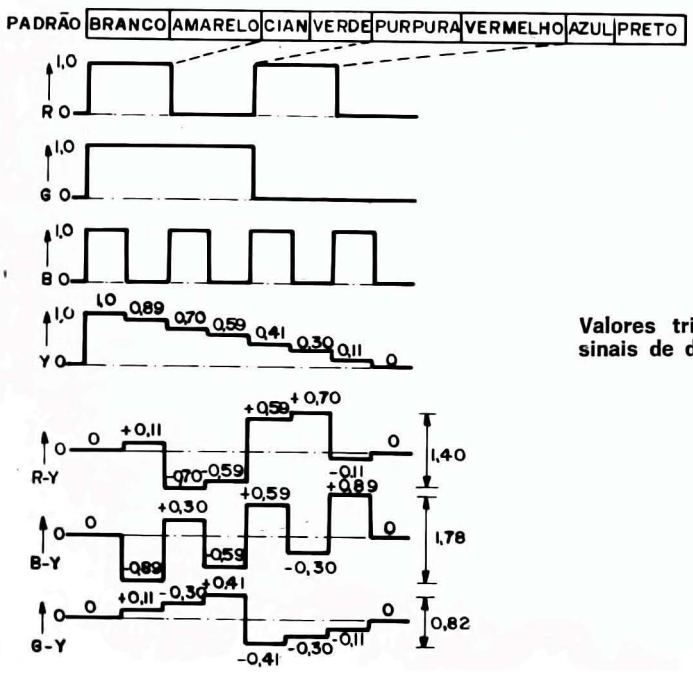


Figura 38

Valores triestímulo, componente de luminância e sinais de diferença de cor para o padrão standard" de barras coloridas.

A vantagem deste método é que a largura de faixa dos estágios do amplificador final, para os sinais de diferença de cor, é menor do que aquela para os sinais triestímulo e que aparecerá a imagem em preto e branco no caso de haver falha nos sinais de diferença de cor. A desvantagem, por outro lado, é que deverão ser produzidas tensões mais altas nos estágios finais associados aos sinais de diferença de cor. A figura 38 mostra os sinais para o padrão "standard" de barras coloridas.

Referências

(4) Mayer, N.: Technik des Farbfernschens in Theorie und Praxis. Verlag für Radio-Foto, Kinotechnik, 1967.

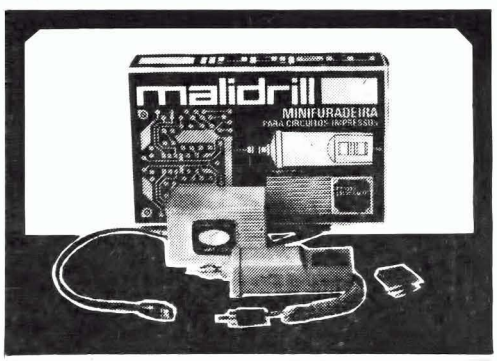
(cont. no próx. número)

CURSO DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA

TORNE-SE EM POUCO TEMPO UM PROFUNDO CONHECEDOR DAS TÉCNICAS DE PROVA E MEDIDA. SOLICITE INFORMAÇÕES PESSOALMENTE À RUA DOS TIMBIRAS, 263, OU ESCREVA P/ A CAIXA POSTAL 30277 - CEP 01000 - SÃO PAULO - SP

INSTITUTO MONITOR

TRADIÇÃO E EFICIÊNCIA DE ENSINO HÁ 42 ANOS.



MINIFURADEIRA MALIDRILL MT-10

Esta furadeira foi construída pela Malitron especialmente para os adeptos do "faça-você-mesmo".

É leve, potente e precisa. Recomendada para furação de placas de circuito impresso, gravação em acrílico e madeira e toda a sorte de trabalhos manuais destes tipos.

Você encontrará esta minifuradeira nas boas casas de material eletrônico e na

MALITRON INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE PRODUTOS ELETRO-ELETRÔNICOS LTDA.
Rua Guarda de Honra, 56/58 — Ipiranga
C.E.P. 04201 — Fone: 272-7800

FONTES P/ PX E BANCADAS



Mod. PX-515 — 13,8 V — 15 A
Mod. PX-512 — 13,8 V — 5 A
Mod. PX-412 — 13,8 V — 4 A
Estabilizadas — Proteção curto-circuito
Mod. PX-123 — 12 V — 3 A
p/ toca-fitas, etc., estabilizada

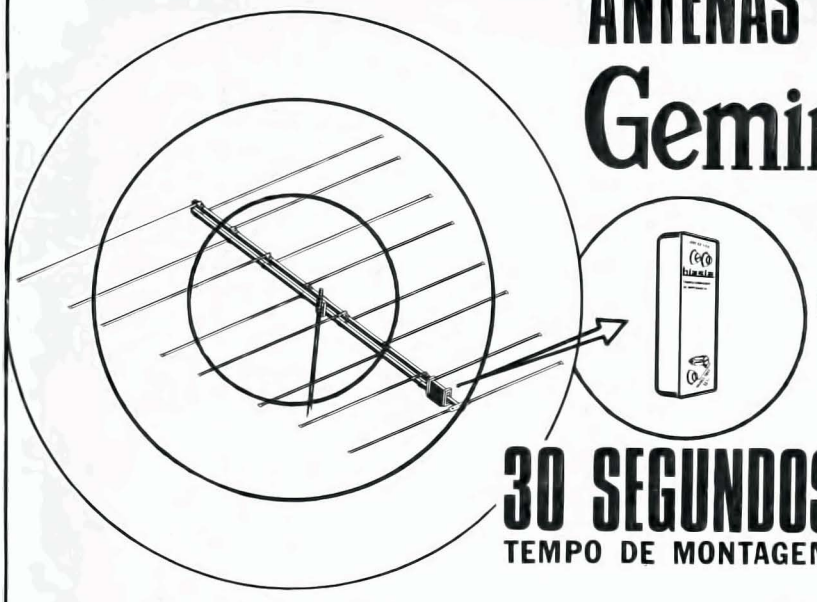
VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL

OUTROS MODELOS DE FONTES SOB CONSULTA
Mais um produto da

INDÚSTRIA ELETRÔNICA ITAMARASON

RUA AMADOR BUENO, 163
FONES: (0166) 25-3385 - 25-1756
CEP 14100 - RIBEIRÃO PRETO - SP

ANTENAS
Gemini·color



PARA TODOS OS CANAIS
CORES E BRANCO E PRETO

MAIS UM LANÇAMENTO
biasia

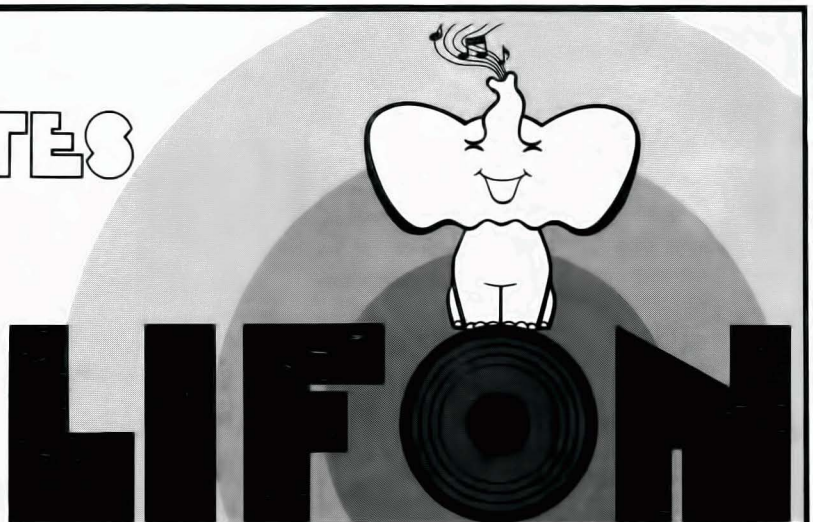
Pat. Requèrida no. 7601907

30 SEGUNDOS
TEMPO DE MONTAGEM

Sem parafusos • Suporte central isolado • Dupla sustentação
Toda em duraluminio • Caixa transformadora impedância c/ saida p/ 300 Ω e 75 Ω

METALÚRGICA BIASIA INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.
Rua Cel. Antonio Marcelo, 523 — CEP: 03054 — São Paulo — S.P. — Fone: (PBX) 291-8422
Fábrica — Rua João de Melo. 245-289 — Guararema — S.P.

ALTO FALANTES



AV. DO ESPIGÃO, 30 — KM 21 RAP. TAVARES — CEP 06700 — FONES: 492-2559 / 2215 / 2217
REPRESENTANTES EM TODO O BRASIL — SOLICITE CATÁLOGO

RS — MILTON G. LOPES — Av. S. Pedro, 313 — Porto Alegre. **RJ** — VIDEO VOX PLANEJAMENTO LTDA. — R. das Laranjeiras, 430 — loja JK — Rio. **SP (Interior)** — GIMENES E SANNA — Av. S. Paulo, 295, cj. 5 — Araraquara. **MG** — REPRESENTAÇÕES NEW CAR — R. Tamoios, 930, s/1 — B. Horizonte. **MT** — PEDRO MASSARO KIKUTI — R. Porto Alegre, 134 — Pres. Prudente — SP. **GO** — JOÃO PADALKA — R. Samuel Brener, 2 — S. Paulo. **ES** — MOTO REX REPRESENT. — R. Carlos Sampaio, 351, s/16 — Rio. **BA/SE** — COMERCIAL BURGOS — R. José de Alencar, 71 — Recife. **PE/AL/PB/RN** — COMERCIAL BURGOS — R. José de Alencar, 71 — Recife. **MA/PI/CE** — REPRESENT. PROGRESSO LTDA. — R. Sen. Alencar, 597, s/3 — Fortaleza. **PA/AM** — F. A. BANNITZ REPRESENT. — Av. Assis de Vasconcelos, 831 — Belém. **PR/SC** — EXPERT MARKETING E REPR. — R. Artur Prado, 113 — S. Paulo.

REPARAÇÃO DE RECEPTORES DE RÁDIO TRANSISTORIZADOS

A. FANZERES

A reparação ou conserto de rádios transistorizados segue uma rotina diferente daquela aplicada, em serviço semelhante, de aparelhos com válvulas. Várias são as razões. Uma delas é que a miniaturização dos circuitos torna, em alguns casos, muito demorada (e portanto anti-econômica) a pesquisa e substituição do componente — quando isto é possível. A contestar o custo da mão-de-obra, que excede em muito o custo do material, às vezes, do ponto de vista de economia simples, é preferível desprezar o rádio defeituoso e adquirir outro. Esse dilema é enfrentado pelo possuidor do rádio, mas é sem dúvida muito influenciado pela posição assumida pelo técnico.

Não há como estabelecer uma regra fixa, inexorável, a ser seguida. Poderíamos, à guisa de orientação tentativa, estabelecer o mesmo critério que se aplica na reparação de outros equipamentos eletrônicos: até um valor de 30% do custo do objeto novo é compensador o reparo. Assim, um rádio portátil miniatura que custe Cr$ 250,00 valerá a pena consertar (para o usuário) se o máximo a ser cobrado pelo conserto não exceder a Cr$ 75,00. E onde fica o técnico? Valerá a pena aplicar tempo e material em um reparo para obter um retorno bruto de Cr$ 75,00? Desta quantia terá que deduzir o custo do material, impostos, outros gastos e ficar com um líquido que signifique o seu "pro-labore". Estando bem equipado, tendo experiência, será possível em 20 a 30 minutos dar o diagnóstico e consertar o aparelho na meia hora seguinte. Admitindo-se que o líquido "pro-labore" fosse de Cr$ 50,00 teria a base de um ganho diário hora/serviço de Cr$ 50,00. Se tiver clientes suficientes, poderá em 8 horas de jornada obter Cr$ 400,00 de "pro-labore", o que significa um salário mensal de aproximadamente Cr$ 10.000,00 (25 dias de trabalho).

Naturalmente estes números são apenas demonstrativos e muitos dos "consertadores" de rádios não pensam sequer em aplicar um método qualquer para cobrar suas horas de serviço, e como conseqüência estão sempre em apertos financeiros.

Quando a situação de consertos passa do rádio pequeno, portátil, para o rádio maior, o amplificador e mesmo o TV, a coisa muda de figura para o lado do técnico. Sendo o custo básico desses aparelhos bem maior do que dos rádios pequenos, os 30% antes apontados dão maior margem de dinheiro para o técnico e, paradoxalmente, esses aparelhos são mais fáceis de consertar pela acessibilidade das peças.



Figura 1

Assim exposto o problema, salta à vista que o reparador de rádio poderia ter como atividade paralela a de venda de pequenos rádios, que ofereceria ao cliente quando o orçamento para reposição fosse elevado. Mas o assunto é complexo e não cabe em um artigo puramente técnico.

O que desejamos abordar aqui são alguns métodos recomendáveis na reparação de receptores de rádio, que os técnicos podem aplicar para obter diagnósticos rápidos e seguros.

Imprescindível em oficina que se preze é uma fonte de alimentação que não só permita obter as diversas tensões de alimentação do aparelho sob exame, como, muito importante, *medir a corrente consumida pelo mesmo. Muitos diagnósticos são abreviados se de início se sabe que o rádio está consumindo mais ou menos corrente do que deve. Esta fonte (fig. 1) alimentará o aparelho sob exame e fornecerá indicações de corrente, permitindo ao técnico saber rapidamente como estão as coisas em matéria de curtos (maior consumo) ou transistores inoperantes (menor consumo).*

O segundo instrumento importante em uma oficina é, sem dúvida, o V O M (volt-ohm-miliamperímetro) — figura 2. É possível consertar-se um rádio sem usar os dois instrumentos acima. O tempo gasto na localização dos defeitos é maior, e ao fim de um dia de jornada o técnico talvez não tenha conseguido obter o mínimo de ganho apontado nos primeiros parágrafos deste artigo. Não gastou inicialmente dinheiro em se equipar, é certo, e ao longo de sua atividade

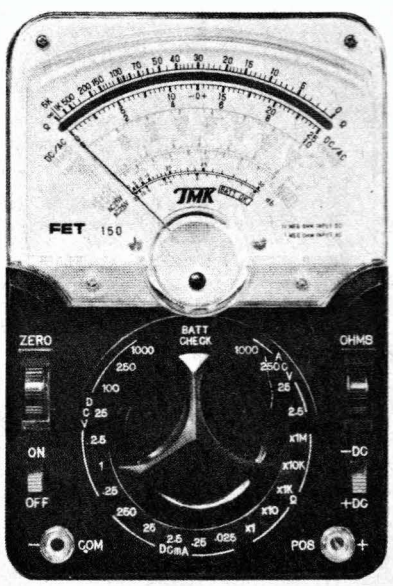


Figura 2

como "consertador" vai executando um serviço sofrível, tendo prejuízos, perdendo o entusiasmo e podendo ser vítima fatal da tentação de fazer "trambiques" e "gatilhos" nos serviços que executa, e daí para a desmoralização total é um passo, com as conseqüências que todos podem imaginar.

Em matéria de VOM a escolha é ampla. Existem dezenas de modelos, alguns de fabricação nacional, muito bons, e outros importados. Em nosso livro "Conheça e Aplique o VOM" tratamos com detalhes da aplicação de um instrumento destes, de fabricação nacional, mostrando como é usado nos diversos tipos de medidas. Importante em um VOM para o setor de reparação de rádios transistorizados é que o mesmo permita medir-se com exatidão as tensões baixas, frações de ohms e baixa corrente, pela questão de polarização dos transistores.

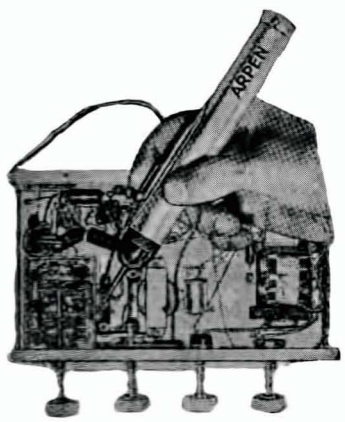


Figura 3

Um injetor de sinais, ou um traçador de sinais, é um instrumento de grande valia (fig. 3). O injetor, como o nome indica, injeta um sinal, quase sempre pulsante, tipo dente-de-serra, que pode ser aplicado nos vários estágios do aparelho sob exame, desde a antena até o estágio final. Iniciando-se a aplicação pelo estágio final determina-se em qual das etapas o sinal não surge no alto-falante. Uma vez localizada a área do defeito, a pesquisa é terminada com o VOM, medindo-se as tensões e resistências do estágio. Pode-se inverter o processo de injeção e iniciar-se pela antena, porém o método anterior é mais rápido e racional, pois determina-se na primeira aplicação se o estágio de saída e o alto-falante estão em perfeita ordem.

O traçador (ou seguidor) de sinais opera em princípio diferente. O traçador nada mais é do que um pequeno amplificador dotado de entrada para sinais de áudio-freqüência (AF) e rádio-freqüência (RF). Com a entrada de AF são examinados os circuitos de áudio, que vão desde o estágio detector (quase sempre o ponto ótimo de se iniciar é o terminal do cursor do controle de volume) até o estágio final. Havendo presença de sinal, o traçador indica no seu próprio alto-falante. Para se verificar a presença de sinais de RF, ou seja, dos estágios de freqüência intermediária (FI) até a antena, usa-se a entrada de RF do traçador. Esta, quase sempre, consiste de um diodo detector que retifica ou detecta os sinais de RF, sendo os mesmos depois amplificados e surgindo no alto-falante do instrumento. Com a ponta de prova de RF aplicada de estágio em estágio, (FI e RF), verifica-se onde o sinal deixa de surgir. Um traçador de sinais pode ser rapidamente construído ou improvisado utilizando-se um rádio ou amplificador que esteja funcionando. Basta aplicar à entrada de áudio dos mesmos um pequeno cabo coaxial, com ponta de prova, dotada para AF de um resistor de 100 kΩ, 1/4 W, e para RF de um diodo qualquer.

Inclinamo-nos mais pelo traçador de sinais do que o injetor, porque o

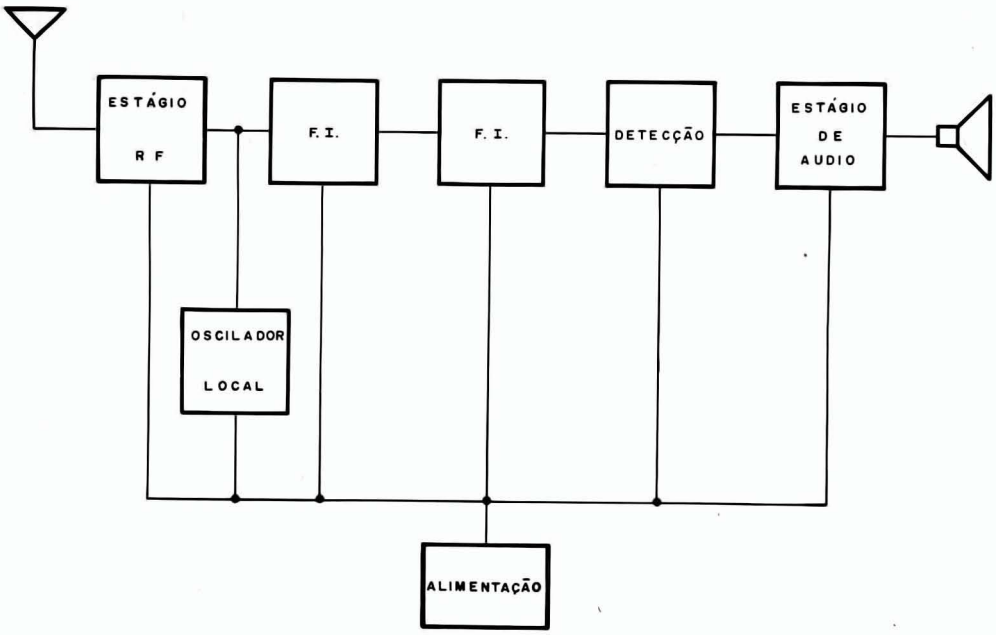


Figura 4

primeiro tem outros usos: exame de cápsulas e microfones, comparação de qualidade dos aparelhos sob teste, etc. Um técnico prático pode mesmo, com o traçador, diagnosticar muito rapidamente o estágio defeituoso em fração de tempo. O importante é ter o equipamento pronto, em condições de uso, para no momento de diagnosticar não ter que improvisar, fazer ligações provisórias, etc., que além de tomarem muito tempo, podem conduzir a erros de apreciação.

Em escala de prioridades de instrumentos é a vez do gerador de sinais. Hoje em dia, quando comparando-se ao tempo dos rádios a válvulas, parece que existem menos defeitos de "ajustagem" provados pelo cliente curioso, *que apertava os parafusos das FI e outros circuitos de RF. Mas um gerador de sinais é peça de equipamento importante quando se deseja estar preparado para todas as eventualidades. O gerador de sinais pode substituir com vantagens o injetor de sinais.*

COMO FUNCIONA UM RÁDIO?

É óbvio que se o leitor não sabe como funciona uma coisa, dificilmente saberá raciocinar com os fatores que observa, para saber se tudo está correto ou para retornar o aparelho às condições originais. Isto também se aplica ao rádio. Se não sabe como deve funcionar basicamente um rádio, como será possível pesquisar e concluir qual o defeito que o impede de operar corretamente?

Na figura 4 damos um diagrama em blocos de um receptor de rádio. O sinal, ou seja, a "onda" captada pela antena (não importa que seja antena exterior ou bobina ferrite) é levada ao primeiro estágio de RF e amplificada. Se o rádio é somente de Ondas Médias, este sinal ou onda fica situado entre 520 kHz e 1 650 kHz. A escolha ou sintonia é efetuada pela operação conjunta de capacitor e bobina, sendo variável o capacitor na grande maioria dos casos. Uma vez sintonizado o receptor no sinal desejado, captado pela antena, o mesmo é levado a um estágio onde entra em

"batimento" com uma freqüência gerada por um circuito do rádio, que se denomina oscilador local. Deste batimento, ou heterodinação, resulta uma terceira freqüência, que é chamada de freqüência intermediária (FI), cujo valor é muito mais baixo do que a freqüência captada na antena e a freqüência produzida no oscilador local.

A FI resultante do batimento do sinal captado pela antena e o produzido pelo oscilador local, é de valor constante no que concerne à freqüência. Assim o fato do rádio, do nosso exemplo, sintonizar ondas de 520 kHz até 1 650 kHz, não altera o fato de que a freqüência de FI será sempre a mesma (normalmente 455 kHz), isto porque a relação de batimento ou heterodinação entre sinal de antena e oscilador local é mantida constante, para que a diferença entre as duas seja sempre o valor exato da FI.

Na prática tal coisa não sucede, a não ser nos receptores mais elaborados. Os receptores mais baratos não possuem "linearidade" no oscilador local que permita que sempre exista uma freqüência, por exemplo 455 kHz, acima da que está sendo sintonizada, para que a resultante seja exatamente 455 kHz na FI. Isto se deve a questões mecânicas dos capacitores variáveis, que não mantêm entre as várias secções uma exatidão elétrica adequada. Por esta razão, as lâminas exteriores de certos capacitores, duplos e triplos, costumam ser recortadas para que se faça uma certa correção e melhore a linearidade do oscilador de batimento local. Porém, estes ajustes costumam ser efetuados na fábrica. Somente com a substituição de um capacitor variável será o técnico obrigado a efetuar uma operação de "arrastre" ao longo do movimento radial, corrigindo setor por setor. Nessa ocasião o uso de um gerador de sinais é de suma importância.

Uma vez produzida a FI, este sinal é amplificado por um ou mais estágios (no máximo três, nos sistemas clássicos) e o sinal de FI, que leva em seu bojo a informação de áudio vinda desde a estação emissora, é decodificado ou detectado. Esta detecção, que nada mais é do que uma retificação, produz o sinal de áudio, livre da envolvente da portadora de RF-FI. É então amplificado ao estágio final e levado ao alto-falante.

Este é o processo, em linhas gerais, de como funciona um receptor de rádio. O fato de receber em outras freqüências, ou mesmo outro tipo de modulação, não altera o princípio básico que descrevemos. Há a captação, a heterodinação, a amplificação de FI, a detecção, ou decodificação, a amplificação de áudio e finalmente o alto-falante, produzindo ondas sonoras.

CONSERTANDO O RECEPTOR DE RÁDIO

No conserto de um receptor de rádio, sabendo-se como o mesmo funciona, a pesquisa pode ser simplificada. Se o rádio não produz ruído algum, sequer o "click" quando é ligado o interruptor, deve-se desconfiar de uma falta de energia (baterias) ou do circuito final de saída. Se, por outro lado, forem produzidos certos ruídos quando se liga o receptor, porém não se capta estação alguma, é possível que o estágio final esteja em condições adequadas e o defeito esteja em estágios anteriores.

Vamos aqui, para concretizar nossos exemplos, tomar um hipotético

receptor de rádio, de Ondas Médias, e proceder como se estivéssemos em uma oficina de consertos. Os leitores que nos perdoem certas "miudezas", mas isto provém do longo hábito (4 décadas) de lidar com rádios e quejandos...

A primeira inspeção que se deve fazer em um rádio é de ordem mecânica, isto é, olhá-lo atentamente para verificar se não está com sinais de fratura, peças removidas, corrosão dos contactos das pilhas (muito comum), enfim, ver se o aparelho que vai ser examinado já não sofreu anteriormente algum "desastre" sério.

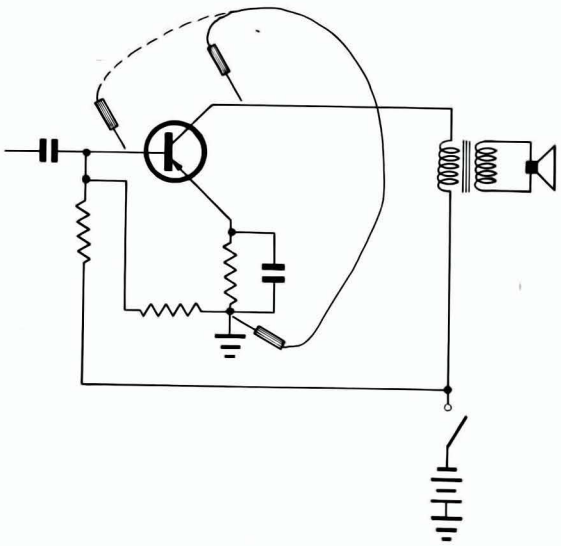


Figura 5

Uma vez passado nesta inspeção, o próximo passo é remover as pilhas ou baterias e ligar a fonte da oficina, observando e anotando o consumo. Se excessivo, dentro da média, desliga-se para uma pesquisa a frio, ou seja, com o rádio desligado, até se descobrir a causa do consumo excessivo.

Se o consumo não parece ser excessivo, permanece a fonte ligada e observa-se se existe algum sinal no alto-falante. Isto pode ser simplificado colocando-se o injetor de sinais no terminal do cursor do controle de volume. Se não se possui injetor nem traçador, a ponta da chave de fendas, no terminal do cursor do potenciômetro, deve produzir um pequeno ruído no alto-falante (zumbido da ordem de 120 Hz). Se tal não sucede pode ser que o defeito esteja nos estágios de áudio, inclusive no próprio alto-falante.

O exame do alto-falante e do transistor de saída pode ser efetuado, de modo prático, com um pequeno pedaço de fio que se liga, momentaneamente, entre terra ou chassi e base e coletor do transistor de saída (fig. 5). Ouvir-se-á um "click" que será mais forte quando a ponta de fio for aplicada à base do transistor, pois aí entra a amplificação do mesmo. A ligação provisória de um alto-falante sabidamente bom é solução mais elegante. Melhor ainda seria aplicar a ponta de prova do traçador, em forma retroativa, desde a bobina móvel do alto-falante até o terminal do cursor do potenciômetro de volume, para verificar se o sinal de áudio estaria presente ali.

Pode parecer que este método demanda muito tempo, mas sem dúvida é mais rápido, seguro e "limpo" do que estar a "cotucar" com chave de fendas as partes do rádio, na busca de um sintoma que ajude no diagnóstico. Com a prática, um técnico pode, em menos de 10 minutos, aplicar o traçador de sinais (ou o injetor) desde o alto-falante à antena e localizar o estágio em que o sinal não passa.

O que o leitor deve ter em mente é que um sinal, presente na antena na forma de onda de RF modulada, deve

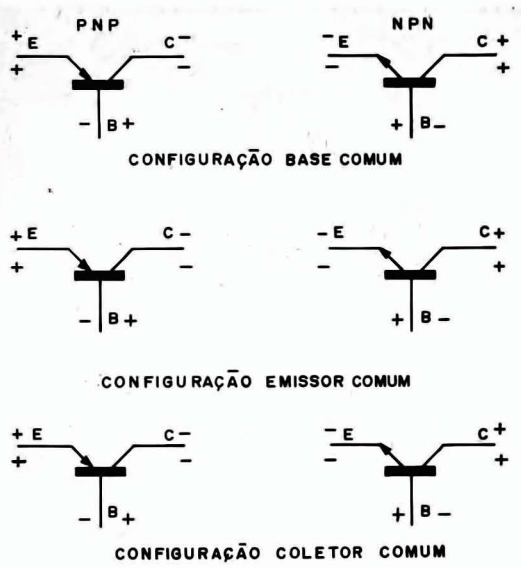


Figura 6

surgir no alto-falante na forma de AF. Passo a passo, os estágios levam este sinal, seja como RF, FI ou áudio, até seu destino final, que é o alto-falante (ou circuito de fones).

Existem umas regras simples que o leitor deve ter sempre presente: a base do transistor deve ser um dos terminais do circuito de entrada, seja ele RF, FI ou AF; o coletor deve ser um dos terminais do circuito de saída, seja ele de RF, FI ou AF.

Observando esta regra o leitor poderá seguir facilmente o "trajeto" do sinal e localizar a etapa em que o mesmo desaparece ou sofre distorções.

A polaridade dos terminais dos transistores, em função das configurações, também a algo que deve ser memorizado, pois com o VOM será fácil medir e notar anomalias. Sugerimos mesmo que se faça uma ampliação da figura 6 e que se coloque a mesma em local bem visível da oficina, para ajudar nos primeiros tempos.

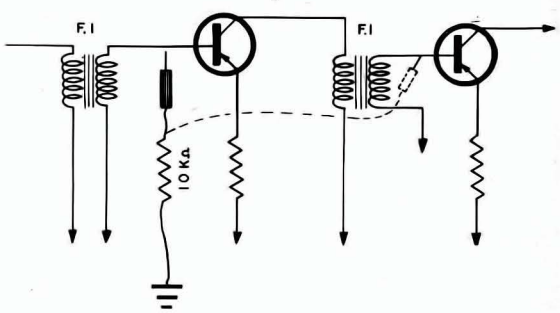


Figura 7

O uso do pedaço de fio, que aplicamos em AF, também serve para verificar os estágios de FI (ver fig. 7). Porém, deve-se colocar em série com o fio um resistor de 10 kΩ. Ao tocar-se a base, estando a outra extremidade em terra, notar-se-á um "click" característico no alto-falante. Voltamos a repetir que com o traçador é mais elegante o exame.

(conclui no próx. número)

AGORA A SUA LOJA DE INSTRUMENTOS!

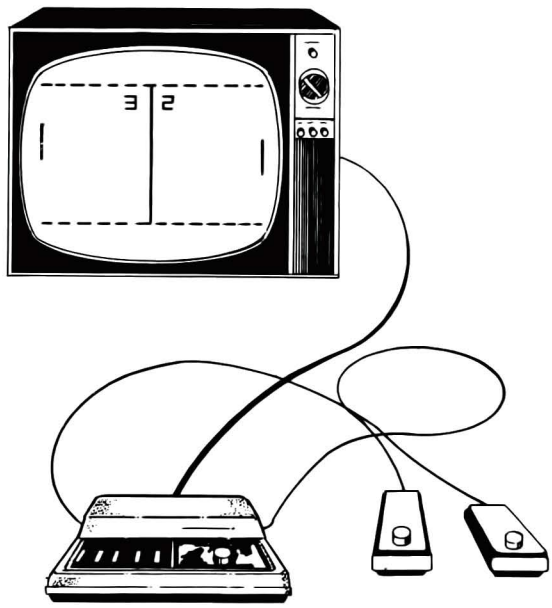
PARA SUA SEGURANÇA E COMODIDADE, BERNARDINO E MIGLIORATO INSTALOU UMA LOJA ESPECIALIZADA E EXCLUSIVA EM INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO ELÉTRICOS E ELETRÔNICOS, PRÓXIMA À R. SANTA IFIGÊNIA.

"UMA TRADIÇÃO EM INSTRUMENTAÇÃO DESDE 1944"

BERNARDINO MIGLIORATO & CIA. LTDA.

Rua Vitória, 554 — loja térrea — Fone: 220-3986
CEP 01210 — S. PAULO — BRASIL

Vendas com assistência técnica!



KIT TV-JOGO

FACÍLIMA MONTAGEM
CUSTO ACESSÍVEL

TRANSFORME SEU TELEVISOR NUMA MÁQUINA DOMICILIAR DE FLIPERAMA

CARACTERÍSTICAS

- 6 JOGOS SELECIONÁVEIS (2 OPCIONAIS)
- VELOCIDADE DA BOLA CONTROLÁVEL
- ÂNGULO DE BATIDA VARIÁVEL
- ADAPTAÇÃO DIRETA EM QUALQUER TV
- ALIMENTAÇÃO: 6 PILHAS MÉDIAS
- EFEITOS SONOROS E LUMINOSOS
- PLACAR AUTOMÁTICO
- CONTROLE REMOTO DO JOGADOR
- CALIBRAÇÃO SIMPLES
- CAIXA ATRAENTE
- COMPONENTES SELECIONADOS



PREÇO
Cr$ 1.190,00
(SEM MAIS DESPESAS)

Pedidos através de cheque visado pagável em S. Paulo ou vale postal.
Atendemos também pelo reembolso postal.

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

R. dos Timbiras, 263 - CEP 01208 - Cx. Postal 5009 - CEP 01000 - São Paulo-SP

OS MULTIVIBRADORES

Adolfo Toyomaro Ichiki

MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL ("SINGLE-SHOT")

Mostramos na figura 1 a representação e o diagrama esquemático de um multivibrador monoestável. Pelo diagrama verificamos que o monoestável é o "flip-flop" acrescido do capacitor C.

No instante em que ligamos o monoestável, o transistor Q1 conduz, pois em sua base chega o pulso antes que na base de Q2, por causa do capacitor C (que é um curto-circuito para picos instantâneos). Com a condução de Q1, seu coletor vai para 0,3 V (V_{CES}), que polariza a base de Q2 através de RB2. O transistor Q2 não funciona, porque não existe polarização adequada em sua base. No coletor de Q2 aparece a tensão +Vcc, pois não existe corrente através de RL2; então $\overline{Q} = 1$.

No terminal positivo do capacitor C aparece então +Vcc do coletor de Q2 e no terminal negativo ligado à base de Q1 a tensão $V_{BES} = 0{,}7$ V, pois Q1 está saturado (fig. 2-b). O capacitor se carrega com $Vcc = V_{BES1}$, com a polaridade negativa do lado da base de Q1. Esta tensão negativa não bloqueia Q1 porque a carga de C não torna negativa a base de Q1 enquanto ele conduz, pois existe V_{BES1}. Percebemos então que este estado (Q1 conduzindo — "on" e Q2 no corte — "off") permanece inalterado; portanto denominamos de estado estável.

Para haver mudança de estado é preciso aplicar-se um pulso externo, positivo ou negativo. Inicialmente vamos aplicar um pulso positivo na base do transistor que está cortado, isto é, na base de Q2. O pulso positivo faz Q2 conduzir, levando seu coletor $\overline{Q}$ em 0,3 V, que é praticamente o potencial zero. No circuito da figura 2-c mostramos a nova condição do monoestável.

Com a queda do ponto $\overline{Q}$ (coletor de Q2) praticamente a zero, isto significa que ele foi ao potencial de massa, ou podemos ainda considerar que o ponto $\overline{Q}$ foi ligado à massa. Agora o capacitor C polariza negativamente a base de Q1, bloqueando-o. Então o coletor de Q1 vai ao potencial +Vcc, polarizando corretamente a base de Q2 através de RB2, mantendo Q2 em funcionamento mesmo que re-

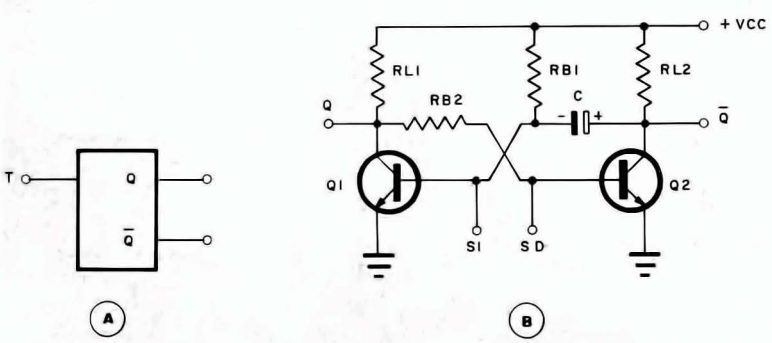


Figura 1

(a) Representação do multivibrador monoestável. (b) Diagrama esquemático. Relação dos componentes: RL1 = 2,2 kΩ; RL2 = 680 Ω; RBL = 33 kΩ; RB2 = 3,9 kΩ; C = 500 kpF; Q1, Q2 = PA6003; +Vcc = 15 V.

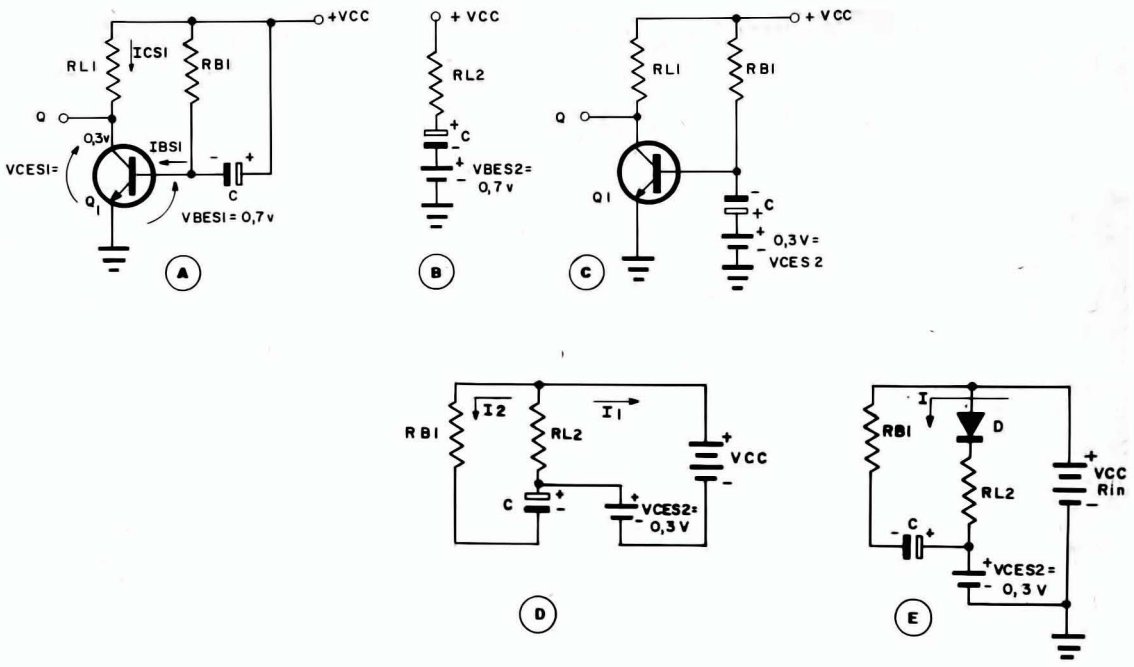


Figura 2

(a) Carga de C. (b) Circuito de carga de C. (c) Bloqueio de Q1 dado pela polarização negativa de C. (d) Malhas mostrando as correntes por RB1 e RL2. (e) Diodo D bloqueando a corrente pelas malhas.

tiremos o pulso positivo da base de Q2. Entretanto, o capacitor C começa a se descarregar através de RL2, fonte e junção coletor-emissor de Q2 (fig. 2-d).

O capacitor também se descarrega sobre o resistor RB1 + RL2; entretanto, RB1 >> Rin + RCE, onde Rin é a resistência interna da fonte +Vcc e RCE2 a resistência de saturação do transistor entre emissor e coletor; esta resistência pode ser designada por rcs2; logo, o tempo de descarga dependerá mais de RL2 + Rin + rcs2 do que de RB1.

Acontece que esta malha não pode ser variada, pois Rin é a resistência interna da fonte, que é baixa, e rcs2 é inerente ao transistor Q2 (rcs2 = $V_{CES2}/ICS2$) e se variarmos RL2 mudaremos o ponto quiescente. A descarga de C por este caminho será muito rápida; o caminho ideal seria RB1 + Rin + rcs2; desse modo podemos dimensionar RB1 de acordo com a constante de tempo necessária. Para eliminarmos o outro caminho basta colocarmos um diodo em série com RL2 (fig. 2-e); agora o tempo de descarga é dado por

$$Td = RB1 \cdot C \quad (3\ dB)$$

ou exatamente

$$Td = 0{,}7\ RB1 \cdot C$$

onde: Td = período em segundos (tempo de descarga de C)
RB1 = resistor de base de Q1, dado em ohms
C = capacitor, dado em farads

Quando C se descarrega, cessa a polarização negativa na base de Q1, que volta a funcionar, pela polarização dada por RBL (fixa). Com sua condução, a tensão em Q vai para 0,3 V, que não consegue polarizar a base de Q2. O transistor Q2 corta, levando seu coletor ($\overline{Q}$) em +Vcc, que carregará novamente o capacitor C, permanecendo neste estado até o próximo pulso positivo externo ser aplicado à base de Q2. O estado (Q1 "off" e Q2 "on") é chamado por isso estado instável. O termo inglês "one shot" ou "single shot" é decorrente disso, e significa "um disparo apenas".

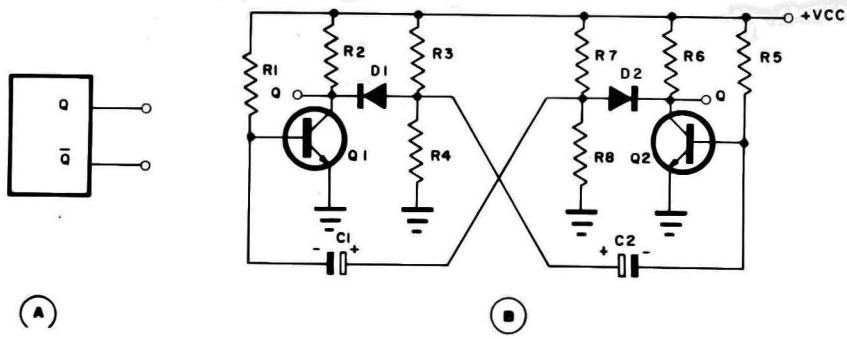


Figura 3

(a) Representação do multivibrador astável. (b) Diagrama esquemático. Relação dos componentes: R1, R5 = 10 kΩ; R2, R3, R6, R7 = 2,2 kΩ; R4, R8 = 820 Ω; C1 = C2; Q1, Q2 = PA6003; +Vcc = 15 V.

O pulso negativo externo deve ser aplicado à base de Q1, que faz comutar o estado. Resumindo concluimos que:

a) estado estável: Q1 "on" e Q2 "off" (restabelecido — "reset")
b) estado instável: Q1 "off" e Q2 "on" (estabelecido — "set")
c) comutação: pulso externo de "set" positivo: base de Q2
negativo: base de Q1
d) duração de condução de Q2: T = = 0,7 . RB1 . C
e) condições:
repouso: Q1 "on" e Q2 "off" ("reset"): $Q = 0$ e $\overline{Q} = 1$
trabalho: Q1 "off" e Q2 "on" ("set"): $Q = 1$ e $\overline{Q} = 0$

A entrada T do símbolo do monoestável significa "trigger" (gatilho) e é a

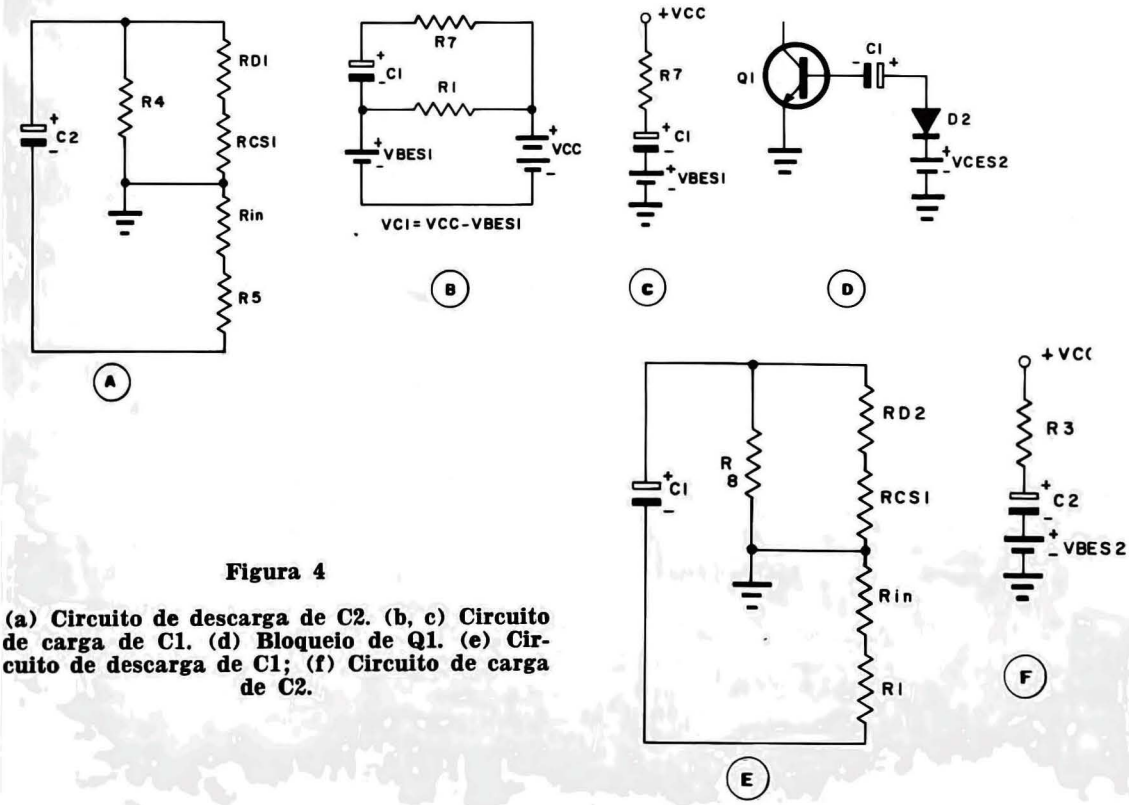


Figura 4

(a) Circuito de descarga de C2. (b, c) Circuito de carga de C1. (d) Bloqueio de Q1. (e) Circuito de descarga de C1; (f) Circuito de carga de C2.

entrada de "set", já que o "reset" é feito automaticamente pelo circuito com a descarga do capacitor C.

O pulso positivo comuta na subida e o negativo na descida.

MULTIVIBRADOR ASTÁVEL ("CLOCK")

Estão mostrados na figura 3 a representação e o diagrama esquemático do multivibrador astável.

Suponhamos que o multivibrador esteja funcionando e, no instante $t = 0$, o transistor Q1 passa a conduzir e Q2 entra em corte. Teremos então: Q1 = "on" e Q2 = "off"; no instante $t = 0$ o multivibrador astável está estabelecido ("set") $- Q = 1$ e $\overline{Q} = 0$ — o transistor Q1 está saturado e começa a carregar o capacitor C com a tensão $Vcc - V_{BES1}$. Neste mesmo instante o transistor Q2 está cortado pela tensão negativa de C2, que começa a se descarregar por R5, fonte, V_{CES1} e diodo D1. Também por R4, fonte, R5, mas esta malha é maior e sua influência na constante de tempo não é tão sensível; então, a constante de tempo é dada por

$$Td2 = 0{,}7\ (R5 + Rin + rcs1 + RD1)\ C2$$

$$Td2 \cong 0{,}7\ R5C2$$

A constante de tempo de carga de C1, pela figura 4-b, é igual a

$$Tc1 = C1\ (R7 + rbs1)$$

onde rbs1 é a resistência de saturação base-emissor de Q1.

A carga máxima será igual a

$$Vc1 = Vcc - (VR7 + V_{BES1})$$

pela figura 4-c, onde:

V_{BES1} = tensão base-emissor de Q1 em saturação

$$VR7 = Ib \cdot R7 = \frac{Vcc\ R7}{R7 + R8}$$

Quando C2 se descarrega, desinibe o bloqueio de Q2, permitindo sua condução. A carga de C1 bloqueia Q1 através do circuito mostrado na figura 4-d, que começa a se descarregar pela malha mostrada na figura 4-e. O resistor R8 pode ser desprezado porque $R8 >> RD2 + rcs2$; então:

$$Td1 = 0{,}7\ (R1 + Rin + rcs2 + RD2)\ C1 \cong 0{,}7\ R1 \cdot C1$$

Ao mesmo tempo o capacitor C2 começa a se carregar pela malha mostrada na figura 4-f, pela constante de tempo $Tc2 = C2\ (R3 + rbs2)$.

A tensão no capacitor C2 será igual a

$$Vc2 = Vcc - (VR3 + V_{BES2}).$$

O capacitor C1 descarregando permite que o transistor Q1 volte a conduzir, bloqueando o transistor Q2.

A constante de tempo é determinada pela descarga dos capacitores e o multivibrador astável fica mudando de estado

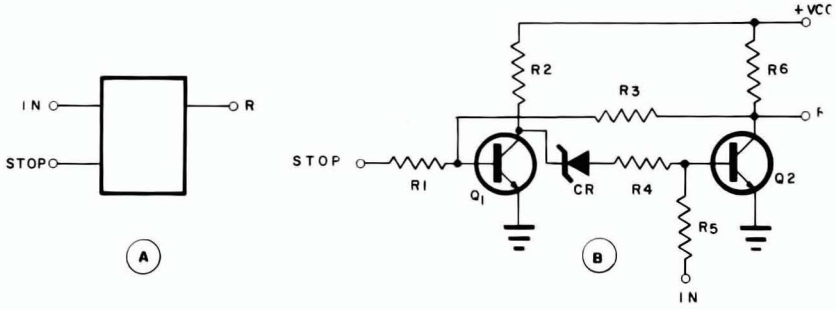


Figura 5

(a) Representação do "reset". (b) Diagrama esquemático do "reset". Relação dos componentes: R1 = 12 kΩ; R2 = 2,2 kΩ; R3 = 3,9 kΩ; R4, R5 = 2 kΩ; R6 = 3,9 kΩ; CR = diodo zener, 6,8 V; Q1, Q2 = PA6003; +Vcc = 15 V.

sozinho, isto é, fica oscilando no período de descarga dos capacitores; não possui, portanto, um estado estável, daí ser chamado de astável. Como ele fica oscilando, a forma de onda no coletor, isto é, na saída, é uma onda quadrada, que pode ser usada como cronômetro ("clock"). O multivibrador astável gera, portanto, onda quadrada. O período do pulso depende da constante de tempo 0,7 RC.

No nosso caso vamos empregar onda quadrada; portanto:

$$Td = 0{,}7\ R5\ C2 = 0{,}7\ R1\ C1$$

RESTABELECIMENTO ("RESET")

A representação e o diagrama esquemático do "reset" estão mostrados na figura 5. À primeira vista o circuito "reset" é um "flip-flop", onde o transistor Q1 tem preferência sobre Q2. No estado normal, sem sinal nas entradas "stop" e "in", Q1 fica saturado, levando a saída R em +Vcc (nível 1).

1.°) Sinal nas entradas "stop" e "in" quando R = 1

a) "in" aberta e "stop" aberta: Q1 conduz, bloqueando Q2, levando a saída R em +Vcc, nível 1.

b) "in" aberta "stop" = 0: Q1 continua conduzindo, bloqueando Q2, levando a saída R em +Vcc, nível 1.

c) "in" aberta e "stop" = 1: Q1 continua conduzindo, levando a saída R em 1.

d) "in" = 0 e "stop" aberta: Q1 conduz, levando R em 1.

e) "in" = 1 e "stop" aberta: Q2 conduz, levando R em 0,3 V, nível 0, que retira a polarização da base de Q1, que corta. Com o corte de Q1 aparece em seu coletor a tensão +Vcc, que polariza o catodo do diodo zener. No anodo do diodo zener CR existe a tensão V_{BES2} = = 0,7 V, portanto o diodo zener conduz estabilizando em 6,8 V. O transistor Q2 continua conduzindo mesmo que o sinal da entrada "in" seja retirado. A corrente de base é a mesma que flui pelo zener.

f) "in" = 0 e "stop" = 0: partindo do estado de repouso, R = 1, o circuito continua no mesmo estado, Q1 conduzindo e Q2 cortado.

g) "in" = 1 e "stop" = 0: o sinal 1 na entrada "in" faz o transistor Q2 conduzir, levando a saída R em 0,3 V, nível 0. Então Q1 corta, pois em sua base não existe polarização adequada, através de R3.

h) "in" = 0 e "stop" = 1: Q1 continua conduzindo e Q2 cortado; então R = 1.

i) "in" = 1 e "stop" = 1: tanto Q1 quanto Q2 podem conduzir, dando uma indeterminação.

2.°) Sinal nas entradas quando R = 0

a) "in" aberta e "stop" aberta: Q2 continua conduzindo e R = 0.

b) "in" aberta e "stop" = 0: Q2 continua conduzindo e R = 0.

c) "in" aberta e "stop" = 1: o sinal na entrada "stop" polariza Q1, fazendo-o conduzir. Q2 pára de coduzir, levando a saída R em 1.

d) "in" = 1 e "stop" aberta: Q2 continua conduzindo e a saída permanece em 0.

e) "in" = 1 e "stop" aberta: Q2 continua conduzindo e a saída permanece em 0.

f) "in" = 0 e "stop" = 0: Q2 continua conduzindo e a saída permanece em 0.

g) "in" = 1 e "stop" = 0: Q2 continua conduzindo e a saída permanece em 0.

h) "in" = 0 e "stop" = 1: Q1 conduz, bloqueando Q2 e levando a saída R em 1.

i) "in" = 1 e "stop" = 1: indeterminação.

Realmente o "reset" funciona como o "flip-flop" SR: a saída "reset" corresponde à saída $\overline{Q}$, a entrada "stop" à entrada "reset" e a entrada "in" à entrada "set".

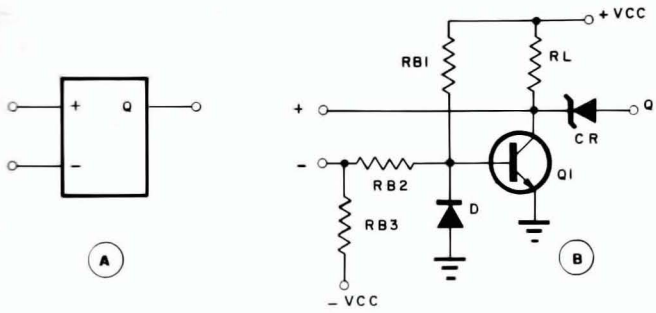


Figura 6

(a) Representação do adaptador de entrada. (b) Diagrama esquemático. Relação dos componentes: RL = 5,6 kΩ; RB1 = 12 kΩ; RB2, RB3 = 3,9 kΩ; D = OA95; CR = diodo zener 9,1 V; Q1 = PA6003; +Vcc = +15 V; −Vcc = −15 V.

3.°) Conclusão

Resumindo, o circuito "reset" funciona da seguinte maneira:

a) em repouso, saída R = 1;
b) quando "in" = 1 e "stop" = 0; saída R = 0;
c) quando "in" = 0 e "stop" = 1, saída R = 1.

Aplicação: este circuito presta-se para restabelecer os circuitos lógicos.

ADAPTADOR DE ENTRADA

A figura 6 mostra a representação e o diagrama esquemático do adaptador de entrada.

Vamos analisar o circuito sob diferentes formas:

1.°) Entradas + e − abertas

Na figura 7-a apresentamos o circuito quando não existem sinais nas entradas + e −. A polarização negativa dada por −Vcc é retificada para a massa, ficando uma polarização −0,3 V na base de Q1. Esta tensão bloqueia Q1, levando seu coletor em +Vcc. O diodo zener conduz, pois existe uma tensão adequada em seu catodo; na saída Q aparece então +Vcc, nível 1.

2.°) Pulso positivo na entrada + e a entrada − aberta

Na figura 7-b temos o circuito adaptador para o nível positivo. Neste caso o transistor não atua. Justamente este circuito se presta para adaptar um sinal de nível negativo à lógica positiva.

O sinal positivo é injetado na entrada +, passando direto para a saída através do diodo zener CR. O sinal positivo não é levado à massa, porque o transistor Q1 está cortado. Quando injetamos o nível 1, a saída Q vai em 1, e quando injetamos o nível 0 o diodo não conduz e aparece em sua saída Q o nível 0.

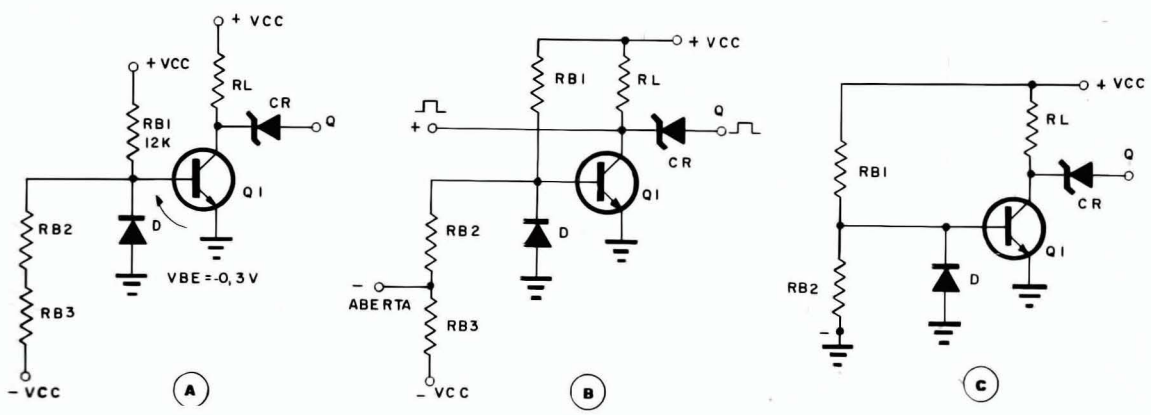


Figura 7

(a) Sem sinal de entrada. (b) Nível positivo. (c) Nível negativo quando o sinal cai a zero.

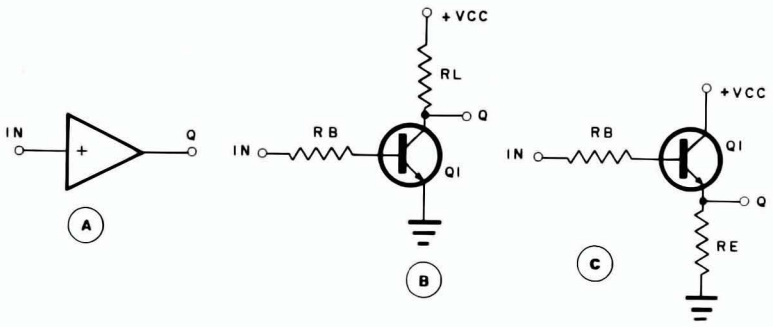


Figura 8

(a) Representação de uma interface positiva. (b) Diagrama esquemático. (c) Diagrama esquemático da interface positiva sem inversão.

3.°) Pulso negativo na entrada − e a entrada + aberta

Na figura 7-c mostramos o funcionamento do adaptador para sinal negativo. Quando o pulso de entrada estiver em −Vcc, continuará o bloqueio de Q1, e na saída Q aparecerá 1, mas quando o nível na entrada cai a 0, o divisor de tensão, formado por RB1 e RB2, dá uma polarização adequada à base de Q1, fazendo-o conduzir. A nova polarização é mostrada na figura 7-c.

$$V_{BES1} = VRB2 = \frac{Vcc}{RB1 + RB2} \cdot RB2 =$$

$$= \frac{15 \cdot 3{,}9 \cdot 10^3}{12 \cdot 10^3 + 3{,}9 \cdot 10^3} \cong 3{,}68 \text{ V}$$

Com a condução de Q1, seu coletor cai para 0,3 V, bloqueando o diodo zener, a saída Q = 0.

4.° Conclusão

a) Lógica positiva: na lógica positiva aplicamos nível positivo +Vcc na entrada, que dizemos entrada +, isto é, nível lógico 1; esta entrada 1 faz com que a saída Q seja igual a +Vcc, ou seja, Q igual a 1; no outro caso, quando aplicamos 0 V na entrada, a saída Q será igual a 0 V, ou seja, Q = 0.

Entrada +:
- o sinal +Vcc resulta em Q = +Vcc, ou seja "in"+ = 1 resulta em Q = = 1;
- o sinal 0 V resulta em Q = 0 V, ou seja, "in"+ = 0 resulta em Q = 0.

b) Lógica negativa:

Entrada −:
- o sinal −Vcc, isto é, 1, resulta em Q = +Vcc, ou seja, Q = 1;
- o sinal 0 V, isto é, 0, resulta em Q = 0,3 V, ou seja, Q = 0.

c) Conversão da lógica negativa para a lógica positiva: verifica-se que o adaptador converte o nível lógico negativo para o positivo, pois

na lógica positiva:
- estado ou nível 1 — tensão mais positiva, +Vcc;
- estado ou nível 0 — tensão menos positiva, 0 V;

na lógica negativa:
- estado 1 — tensão menos positiva, −Vcc;
- estado 0 — tensão mais positiva, 0 V.

INTERFACE POSITIVA

A representação e o diagrama esquemático da interface positiva estão mostrados na figura 8.

O circuito interface presta-se para restaurar, ou melhor, converter todo e qualquer sinal lógico ao nível 1 compatível com o sistema. Através da interface (fig. 8-b) podemos acoplar sistemas de níveis diferentes, por exemplo um "flip-flop" com nível 1 igual a 5 V pode ser empregado no nosso sistema de nível 1 igual a 15 V, através da interface.

1.°) Entrada "in" aberta

O transistor Q1 não conduz e em seu coletor aparece +Vcc, nível 1.

2.°) Entrada "in" = 0

O transistor Q1 não conduz, levando o coletor em +Vcc, nível 1.

3.°) Entrada "in" = 1

O transistor Q1 conduz, levando a saída em 0,3 V, nível 0.

Aplicação: restauração de qualquer nível lógico positivo para o nível lógico positivo do nosso sistema.

Observamos que a interface inverte o sinal de entrada. Na figura 8-c damos o circuito de uma interface positiva sem inversão de sinal.

INTERFACE NEGATIVA

Na figura 9 estão mostrados a representação e o diagrama esquemático da interface negativa. Vamos analisar o seu comportamento:

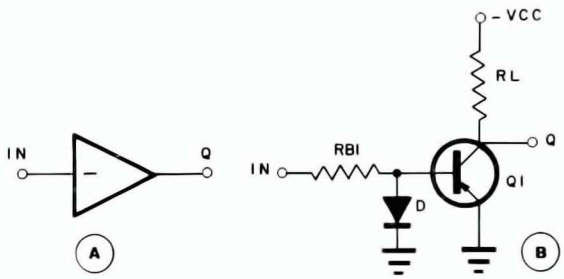


Figura 9

(a) Representação de uma interface negativa. (b) Diagrama esquemático.

1.°) Entrada "in" aberta

O transistor Q1 não conduz, pois não existe polarização adequada. O diodo D foi colocado para curto-circuitar pulsos positivos para a massa.

2.°) Entrada "in" em 0

O transistor não conduz, pois não existe polarização na base de Q1 levando sua saída em −Vcc, nível 1.

3.°) Entrada "in" em 1

Quando injetamos −Vcc o transistor Q1 conduz levando sua saída Q em 0,3 V, nível 0.

Aplicação: restauração de qualquer nível lógico negativo para o nível lógico negativo do nosso sistema.

AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

Temos na figura 10 a representação e o diagrama esquemático do amplificador de potência. Trata-se de um amplificador convencional, para comandar relé, lâmpada, etc. O diodo D foi colocado para amortecer os transientes da carga indutiva. São as seguintes as condições de entrada:

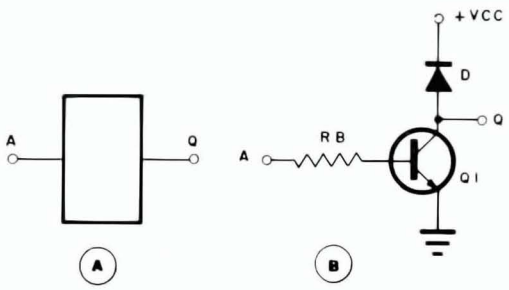


Figura 10

(a) Representação de um amplificador de potência. (b) Diagrama esquemático.

1.°) A aberta: o amplificador não funciona, saída Q em +Vcc, nível 1, não excita o relé pois não existe corrente.

2.°) A = 0: o transistor continua bloqueado, Q = 1, não excita o relé.

3.°) A = 1: o transistor conduz, saída Q = 0,3 V, o relé é excitado.

Aplicações: comandos de lâmpadas, relés, eletro-magnetos, etc.

Ω

LEIA NO PRÓXIMO NÚMERO:
"Os Medidores de Resistência de Terra"



À VENDA NAS PRINCIPAIS LOJAS DE COMPONENTES

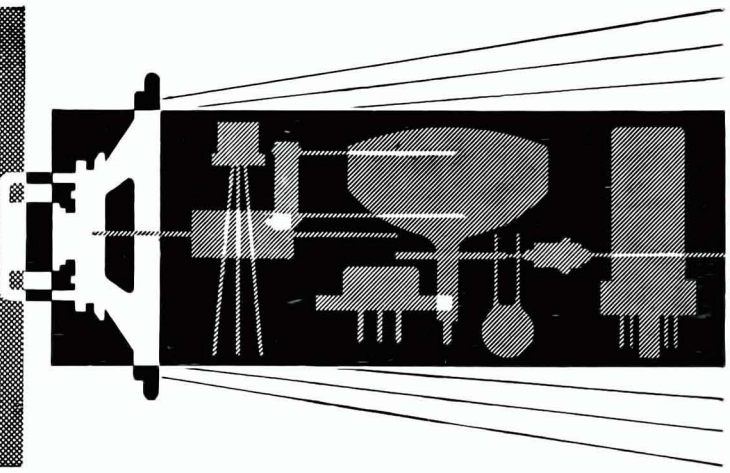
solicite catalogo para

IDIM-KIT

C. P. 21421-Brooklin

01000-SÃO PAULO

NOTIÁRIO INDUSTRIAL



SONOFLETOR CYBELE COM ELEMENTOS TERMO-PLÁSTICOS

A caixa acústica CYBELE é o primeiro produto comercial da Advanced Electrodynamic Systems, que empregou tecnologia própria para desenvolver os elementos transdutores usados nesta caixa. O sistema CYBELE foi projetado sob um novo conceito, isto após uma longa e minuciosa pesquisa dos alto-falantes convencionais que possuem técnicas reveladas como inaceitáveis devido às suas limitações práticas.

O sonofletor emprega três elementos termo-plásticos, preenchendo eficazmente toda a gama sonora audível. O "tweeter" é um guia de onda bem estudado, de forma cilíndrica, empregando o material filme-plástico; foi batizado com o nome de "Heliphon", que representa um novo e correto método de transformar movimentos mecânicos em som.

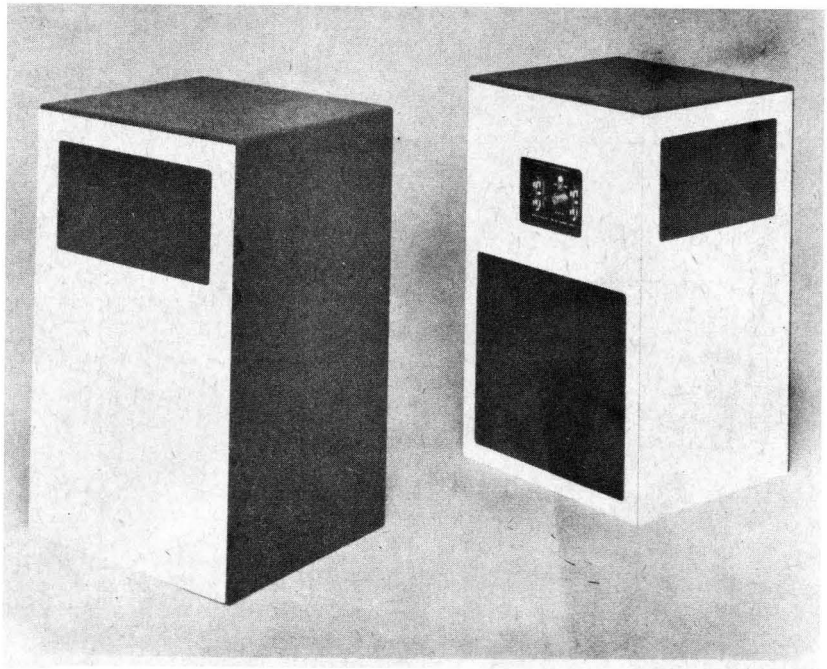
O segundo elemento deste sistema é um "woofer" de nove polegadas, intrinsecamente projetado para se igualar com o "tweeter" na capacidade dos transientes. Foi corretamente amortecido, construído com materiais de baixa densidade, proporcionando desta forma graves bem controlados e, da mesma maneira, os médios.

As características polares do "woofer" são complementares às do "tweeter", fornecendo o som de modo semi-omnidirecional a partir do topo, dos lados e da frente da caixa.

O terceiro elemento é ativado acusticamente. É um elemento auto-amortecido, com qualidades flexíveis, fornecendo ao sistema um efeito de filtro passa-baixas bem suave. Ele também reduz a velocidade do cone do "woofer" na oitava 25-50 Hz.

Este sonofletor foi projetado para trabalhar na temperatura normal da sala. Os elementos termo-plásticos efetivos transformam os movimentos desnecessários em calor. Esta capacidade de transformação faz com que os transdutores sejam sensíveis à temperatura; o frio endurece esses elementos por alguns instantes.

Seu fabricante recomenda potências de entrada entre 50 e 200 watts (RMS) para que se obtenha melhor desempenho.



Características

Resposta de freqüência	30 Hz a 20 kHz, +2 dB
Resposta polar	no plano horizontal: cardióide; no plano vertical: 120°, decrescendo gradualmente acima dos 2 kHz
Eficiência aproximada	0,75%
Impedância	4,5 – 9,0 Ω
Volume da caixa	0,031 m³
Garantia	5 anos

(G. A. Boleckis — Caixa Postal 1 162 — CEP 24000 — Niterói - RJ).

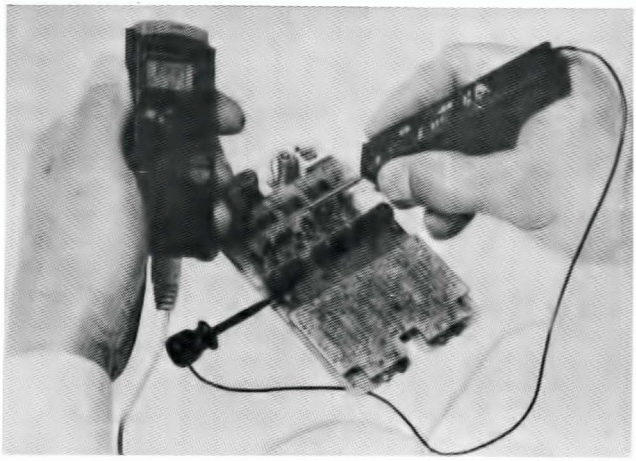
SUPRESSOR ZENER DE TRANSIENTE DE SOBRETENSÃO

A popular série da MOTOROLA de supressores de transiente de sobretensão 1N5629 — 1N5665 (em invólucro metálico), está agora sendo apresentada em invólucro plástico que, apesar de seu custo inferior, apresenta alta confiabilidade. O dispositivo em invólucro plástico, apresentando os novos registros EIA, deve ser pedido adicionando-se ao tipo do supressor o sufixo P1 para uma tolerância de ±10%, ou AP1 para uma tolerância de ±5%. O sufixo P1 denota uma variação de invólucro em relação ao tipo original.

A série é composta de 28 tipos de dispositivos, comprendendo tensões nominais de ruptura desde 6,8 V até 200 V. A dissipação de potência em estado de repouso, para a série em invólucro plástico, é de 5 W, enquanto que para a série em invólucro metálico é de 1 W. As demais características e especificações máximas são idênticas, mas os dispositivos plásticos custam cerca da metade do preço.

(Motorola Semiconductor Products Inc. — P.O. Box 20912 — Phoenix, Arizona, USA).

PEQUENO MULTÍMETRO DIGITAL



Este novo e diferente multímetro digital da Heuer pesa menos que 85 gramas, incluindo baterias e ponta de prova!

O tamanho da unidade principal, que contém o circuito integrado e o "display" de 3 1/2 dígitos, é de 10 x 4 x 1,3 cm (não muito maior que a ponta de prova) e proporciona medições de tensões e correntes alternadas e contínuas até 1 kV, 2 A, e resistências até 20 MΩ. A unidade proporciona medidas RMS reais e existem pontas de prova extras para altas correntes, altas tensões e medições de temperaturas.

(Heuer Time Ltd., Argile House, 29/31, Euston Road, London N.W. 1 — Inglaterra).

NA ERA DO COMPUTADOR

- Há um lugar para você -

Claro está que a frase "na era do computador" não é nova (surgiu no Brasil em 1968), mas realmente só agora é que podemos dizer que o Brasil entrou na era dos computadores. Hoje a maioria das empresas de grande e médio porte, bem como entidades governamentais federais, estaduais e municipais, possuem computadores e Centros de Processamento de Dados. Já possuímos uma indústria nacional (a COBRA — Computadores e Sistemas Brasileiros S.A.), a primeira no gênero, que já está auxiliando o desenvolvimento da área computacional, incrementando a utilização de computadores pelas pequenas empresas industriais e comerciais.

Com esse desenvolvimento na área computacional, surgem os primeiros problemas com a mão-de-obra especializada, pois mais e mais técnicos são necessários. Pudemos constatar em um jornal de domingo, na secção "Empregados Procurados", mais de 56 anúncios solicitando especialistas para Centros de Processamento de Dados, entre analistas, programadores e operadores.

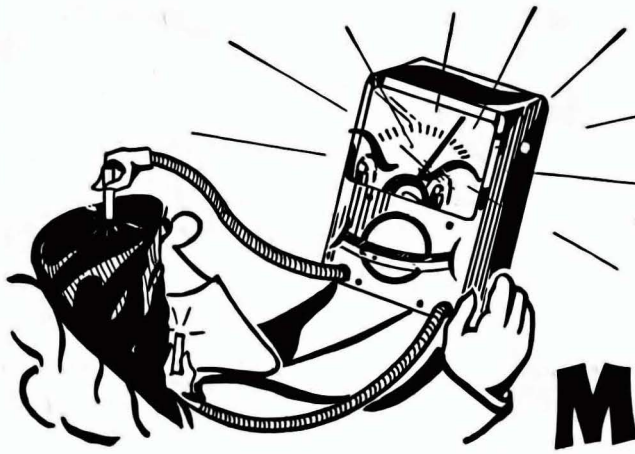
Em São Paulo, no Rio de Janeiro e em alguns outros Estados existem escolas de nível superior para analistas, e de nível técnico de 2.º grau para programadores, e algumas escolas profissionais que ministram somente a parte profissionalizante, em cursos rápidos (entre 140 e 180 horas), que são os cursos mais procurados pela rápida preparação do aluno para o mercado de trabalho, de programadores e operadores.

Visando pois propiciar a todos e em todo o território nacional a oportunidade de se preparar para um mercado de trabalho carente de mão-de-obra, e principalmente oferecer condições aos estudantes que cursam o 1.º ou 2.º grau do ensino regular para adquirirem paralelamente uma profissão de futuro garantido, o INSTITUTO MONITOR criou e deverá lançar, nos próximos dias, o Curso de Programação de Computadores — Linguagem COBOL, por correspondência. O curso terá uma duração mínima de 4 meses e máxima de 8 meses.

Na elaboração deste curso foi dispensado especial cuidado para que a linguagem empregada nas lições fosse clara e facilmente compreensível, e para que seu conteúdo desse ao aluno um ensino completo e bastante eficiente. O aluno recebe ainda, gratuitamente, todo o material para o treinamento prático.

Para maiores detalhes, escrevam para: Instituto Monitor — Caixa Postal 30 277 (CEP 01000), ou dirijam-se pessoalmente à Rua dos Timbiras, 263 — São Paulo - SP.

Como promoção, o Instituto Monitor dará gratuitamente, aos primeiros 500 alunos que se inscreverem, quer da Capital, interior ou outros Estados, um curso básico de Inglês por correspondência.



TESTE VOCÊ MESMO

1) Num receptor que sintonize uma freqüência de 1 055 kHz e cuja FI seja de 455 kHz, a freqüência do oscilador local é:

☐ a) 1 055 kHz
☐ b) 455 kHz
☐ c) 1 510 kHz
☐ d) 600 kHz

2) O circuito de entrada de um amplificador operacional normalmente consiste em:

☐ a) uma fonte de corrente constante
☐ b) um amplificador diferencial
☐ c) um amplificador classe B
☐ d) Um filtro passa-baixas

3) Para obtermos uma realimentação positiva num amplificador operacional devemos aplicar o sinal retirado da saída:

☐ a) na fonte
☐ b) na entrada inversora
☐ c) na entrada não inversora
☐ d) nas duas entradas

4) Componentes em que há maior dificuldade em se obter a integração são:

☐ a) diodos e transistores
☐ b) capacitores e resistores
☐ c) diodos e indutores
☐ d) capacitores e indutores

5) Uma tensão de 4 V na saída de um CI TTL é interpretada como:

☐ a) 0
☐ b) 1
☐ c) 0 ou 1, dependendo da polaridade
☐ d) 1/2

6) Os circuitos integrados TTL devem ser alimentados com tensões:

☐ a) entre 1,5 e 6 V
☐ b) entre 4,5 e 5,5 V
☐ c) entre 12 e 15 V
☐ d) entre 0 e 1 V

RESPOSTAS: 1) c 2) b 3) c 4) d 5) b 6) b

NOSSA CAPA

Fonte de Alimentação PX 13,8 V - 5 A

A fonte PX 13,8 V — 5 A é uma fonte de alimentação com regulação série, com tensão de saída 13,8 V em vazio, uma regulação melhor que 2% com uma carga de 5 A e um "ripple" inferior a 200 mVpp. A fonte possui internamente limitação de corrente para eventual curto-circuito que o operador ocasionar, sendo esta corrente de curto da ordem de 6 A.

Em resumo, a PX 13,8 V — 5 A é uma fonte simples, de baixo custo, apresentando características equivalentes a fontes semi-profissionais.

ESPECIFICAÇÕES

Tensão de saída	13,8 V
Regulação de carga (5 A)	2%
Regulação de linha	0,7%
Corrente máxima	5 A
Corrente de curto-circuito	6 A
Resistência interna	0,06 R
"Ripple" sem carga	5 mVpp
"Ripple" com carga máxima	200 mVpp
Alimentação 110/220 V CA	60 ou 50 Hz
Consumo	140 W
Peso	4,45 kg
Dimensões	200 x 80 x 188 mm

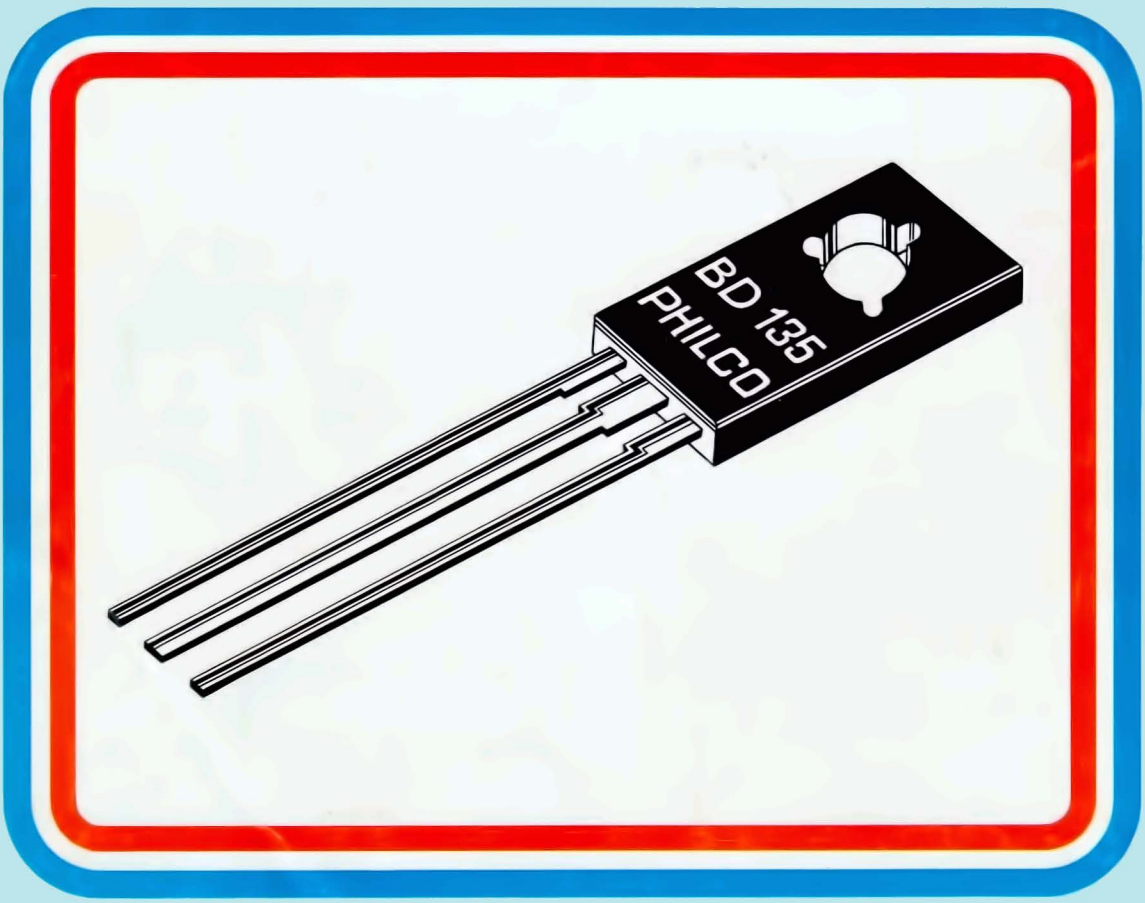
LMP - Comércio e Montagem de Equipamentos Eletrônicos Ltda.
RUA RAFAEL CORREA SAMPAIO, 991 - SÃO CAETANO DO SUL - SP

PHILCO lança nova linha

TRANSISTORES DE POTÊNCIA TO-126 (SOT-32)

Transistores para
saída de vídeo - 12,5 watts

BF 457 - 160 V
BF 458 - 250 V
BF 459 - 300 V



Pares complementares
para uso geral - 12,5 watts.

NPN	PNP
BD 135 - 45 V	BD 136 - 45 V
BD 137 - 60 V	BD 138 - 60 V
BD 139 - 100 V	BD 140 - 100 V

Para maiores informações:
Philco Rádio e Televisão Ltda.
Fábrica de Semicondutores

Departamento de Vendas
Rua Santa Virgínia, 299 - São Paulo
CEP 03084 - Caixa Postal 4753
Tel.: 295-3011 - Ramal 398

SEMICONDUTORES
PHILCO Ford