

NOVA ELETRONICA

Nº 31 — SETEMBRO / 1979 — Cr\$ 30,00

Monte o ALERT, barreira luminosa e interruptor por infravermelho



Conheça o Simulador de Voo do Boeing 737

Três práticos circuitos para os
aficionados de áudio

Curso de Semicondutores — 22ª lição
Prática nas técnicas digitais — 9ª lição

NOVA ELETRÔNICA

SUMÁRIO

Kits

2 ALERT — Interruptor/barreira por infravermelho

Seção do Principiante

12 Prático misturador com transistor de efeito de campo (FET)

16 Curso Rápido de Transformadores — 7ª lição

Eletrônica na indústria

21 Medição de alta tensão, sem susto — 1ª parte

Teoria e informação

25 Tabela do mês

26 Não está nos livros!

28 Novidades industriais

32 Noticiário

37 Conversa com o leitor

39 Idéias do lado de lá

42 Eletromedicina — 3ª parte

46 Livros em revista

Reportagem

48 Simulador de voo do Boeing 737

Audio

56 Em pauta...

58 Três circuitos para os aficionados em áudio

62 Teoria da catástrofe — 2ª parte

Prática

67 Indicador de sintonia para receptores de FM

71 Um simples calibrador para osciloscópios

Engenharia

74 Microondas detectando tumores

78 Prancheta do projetista

Suplemento BYTE

83 O 8080 para principiantes — 6ª lição

92 Microprocessadores em ação

Cursos

97 Prática nas técnicas digitais — 9ª lição

119 Curso de semicondutores — 22ª lição



**EDITOR E
DIRETOR RESPONSÁVEL**
LEONARDO BELLONZI

CONSULTORIA TÉCNICA

Geraldo Coen
Joseph E. Blumenfeld
Juliano Barsali
Leonardo Bellonzi

REDAÇÃO

Juliano Barsali
José Roberto da S. Caetano
Ligia Baeder Davino

DIAGRAMADOR

Eduardo Manzini

ARTE

Miguel Angrisani
Roseli Julias
Valdir Peyceré Romaña

CORRESPONDENTES:

NEW YORK

Guido Forgnoni

MILÃO

Mário Magrone

COMPOSIÇÃO

J.G. Propaganda Ltda.

FOTOLITO

Estúdio Gráfico M. F. Ltda.

IMPRESSÃO

Cia. Lithographica Ypiranga

DISTRIBUIÇÃO

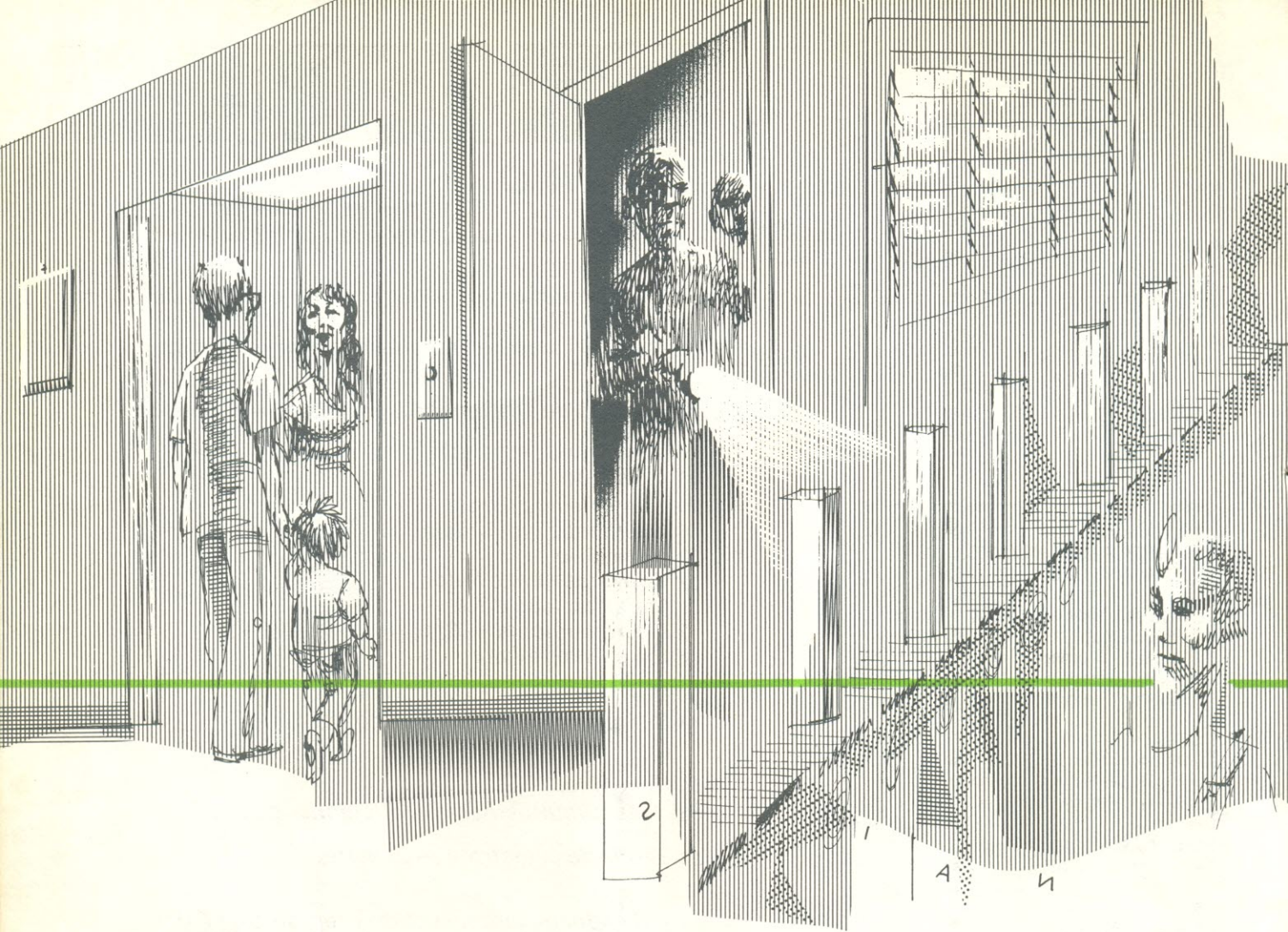
Abril S.A. Cultural e Industrial

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda. Redação, Administração e Publicidade: Rua Geórgia, 1.051 — Brooklin — SP.

TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 - 01000 S. PAULO, SP.

REGISTRO N.º 9.949-77 — P.153

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provados em laboratório próprio antes de suas publicações. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. **ASSINATURAS:** não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. PAULO, em nome da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda.



ALERT

Barreira luminosa/interruptor por infravermelho

Um instrumento eletro-óptico de importantes aplicações, tanto industriais e comerciais, quanto domésticas. Embora aparentemente sofisticado, é bastante simples na essência. Trata-se do *Alert*, um sistema de transmissão-recepção em infravermelho, pronto a indicar qualquer interrupção no seu feixe luminoso.

Enumerando apenas algumas das prováveis utilizações práticas do dispositivo, pode-se citar: contagem de peças numa esteira rolante (velocidade de contagem limitada), interruptor automático, em sistemas de alarme e em outros sistemas baseados na interrupção de um feixe

de luz. Seu princípio de funcionamento, bastante simples, é facilmente inteligível — uma fonte de luz emite um sinal a um foto-receptor, o qual provocará a denúncia quase imediata (10 ms de atraso) de qualquer obstáculo que se interponha entre ambos. Isso indica, portanto, a

formação de uma “barreira luminosa” à passagem de um objeto entre transmissor e receptor.

Para criação dessa barreira luminosa, duas alternativas de fonte emissora mostram-se possíveis e devem ser analisadas:

a) luz na região visível do espectro.

b) luz na região invisível do espectro.

Ainda que a alternativa (a) seja a mais usada na maioria dos sistemas de detecção, ela apresenta alguns inconvenientes: o fato da barreira ser visível, o que é indesejável nos casos de vigilância; de estar sujeita à interação da luz ambiente; e a impossibilidade de aplicação com emissores de baixo consumo e alta eficiência a baixo custo.

Considerando a alternativa (b), percebe-se que os inconvenientes apontados no parágrafo anterior são contornáveis em sua quase totalidade. Condiçãoou-se que a fonte de luz (fora do espectro visível) será um diodo LED que opera no comprimento de onda de 900 nm (9,0 quiloangstrons), o que corresponde à faixa do infravermelho. Sendo a luz infravermelha invisível, isso já permite que a barreira não seja notada. A interação (interferência) da luz ambiente também é minimizada, visto que torna-se necessário o elemento sensor responder principalmente na região infravermelha. Agora, quanto ao consumo e eficiência, esses diodos permitem altos níveis de saída quando em regime pulsado. O que proporciona uma emissão de elevada intensidade em relação à operação contínua do dispositivo por espaços de tempo reduzidos, como veremos mais adiante.

Outros fatores também foram considerados para caracterizar o emissor:

1. tamanho reduzido — equivalente a um transistor em invólucro TO-18
2. baixo consumo — emissor + circuito de excitação devem consumir menos de 400 mW.
3. feixe estreito - abertura de 9°
4. alcance mínimo de 1,5 m de acordo com a sensibilidade do receptor usado.
5. custo de utilização que não comprometa a execução do projeto (unidade emissora + circuito de excitação).

Embora um tanto conflitantes, foi possível conciliar essas características por meio de um artifício, como veremos a seguir. Devido aos seus parâmetros, o receptor exige uma emissão infravermelha que caracterizaria uma dissipação de, no mínimo, 1,5 W (*) sobre o emissor. Essa potência caso fosse utilizada de modo contínuo, comprometeria aos itens 1, 2 e 5, o que de certo modo tornaria inviável o projeto.

(*) Sempre que for analisada potência neste artigo, entenda-se a mes-

ma tomada em seu valor instantâneo, e não médio.

Levando em conta principalmente o custo da unidade emissora (o foto-emissor), verificou-se que os dispositivos passíveis de serem utilizados podiam, no máximo, dissipar 250 mW em modo contínuo, a 25°C. Isso significaria uma corrente de 150 mA circulando pelo dispositivo, correspondendo a 1/7, aproximadamente, da corrente necessária para se alcançar a potência desejada (1,5 W).

Para contornar tal problema a solução foi mudar a “filosofia” de utilização do fotoemissor. A operação em modo contínuo limitava a corrente utilizável em 150 mA, visto que os dispositivos podiam dissipar no máximo 250 mW. Porém, essa situação pode ser modificada com o fotoemissor excitado em regime de pulsos. Esses mesmos dispositivos permitem, pois, a circulação de correntes da ordem de 1 e até 2 A durante intervalos de tempo curtíssimos e com uma repetição definida. Torna-se mais clara essa idéia, pode-se utilizar fotoemissores (de tipo já definido — LED com pico de emissão na faixa de infravermelho) de baixa potência, mas excitados de maneira pulsada. Isto quer dizer, o diodo emite durante mais ou menos 100 µs e fica em repouso por 30 ms, repetindo esse ciclo de maneira contínua.

Nesse caso, o diodo emissor, em seu período de emissão, estará sendo atravessado por uma corrente próxima de 1 ampère. Essa corrente, se mantida por períodos de tempo maiores sem que haja o tempo de resfriamento adequado, pode levar o fotoemissor à destruição, devido ao superaquecimento da junção, ou poderá provocar o rompimento da ligação interna entre a pastilha e o terminal do anodo pela fusão da mesma. Na operação por pulsos de alta corrente, tem-se um compromisso entre a corrente de excitação, a duração dessa corrente, o tempo de resfriamento e a máxima corrente que pode circular pelo terminal interno de ligação. O compromisso existente entre a largura do pulso de excitação e a corrente que circula nesse período, é necessário para evitar que a junção (pastilha) atinja temperaturas que comprometem sua eficiência e funcionamento. Sabe-se que, à medida que a pastilha se aquece, sua eficiência (irradiação) cai, até chegar a um ponto onde um aumento de corrente apenas causa uma redução na irradiação e acréscimo no aquecimento da

pastilha. Outro fato a considerar é que se a pastilha for obrigada a suportar altas correntes por largos períodos de tempo, poderá se fundir (entrar em curto) por superaquecimento. Agora esses pontos, há ainda uma ressalva a ser feita: a pastilha pode suportar correntes de 6 a 8 A por intervalos de 1 µs e repetição de 100 Hz, mas a conexão interna entre o anodo e o terminal do invólucro, feito com fio de alumínio ou ouro de diâmetro reduzido, não suporta e se funde, abrindo o diodo.

Feitos esses esclarecimentos relativos à maneira de utilização do fotoemissor, pode-se partir para a explicação do circuito que vai excitá-lo, e observar que o mesmo entra em concordância com os itens referentes a consumo, potência de emissão e custo.

Transmissor — descrição do circuito

O gerador de impulsos que ativa o emissor de infravermelho baseia-se num multivibrador astável desenvolvido em torno de um circuito integrado NE555 (vide figura 1). Os tempos (períodos de emissão e resfriamento) foram calculados de modo que se obtenha um ótimo compromisso de funcionamento. Em vista das características do circuito considera-se que quando o 555 (CI4) estiver com sua saída em nível O, o emissor estará transmitindo e, quando a mesma for ao nível 1, ele estará em repouso (resfriamento). Ao longo dos testes no laboratório, chegou-se aos seguintes valores, correspondentes aos tempos acionado (emitindo) e desacionado (resfriando):
emitindo — 85 µs
resfriando — 2,8 ms

O tempo de emissão corresponde a cerca de 3% do ciclo completo (emissão + resfriamento).

A obtenção desses tempos se fez com auxílio das fórmulas de uso do 555:

$$T_O = 0,693.R17.C8$$

$$T_O = 0,693.5600.22.10^{-9}$$

$$T_O = 85,378 \mu s$$

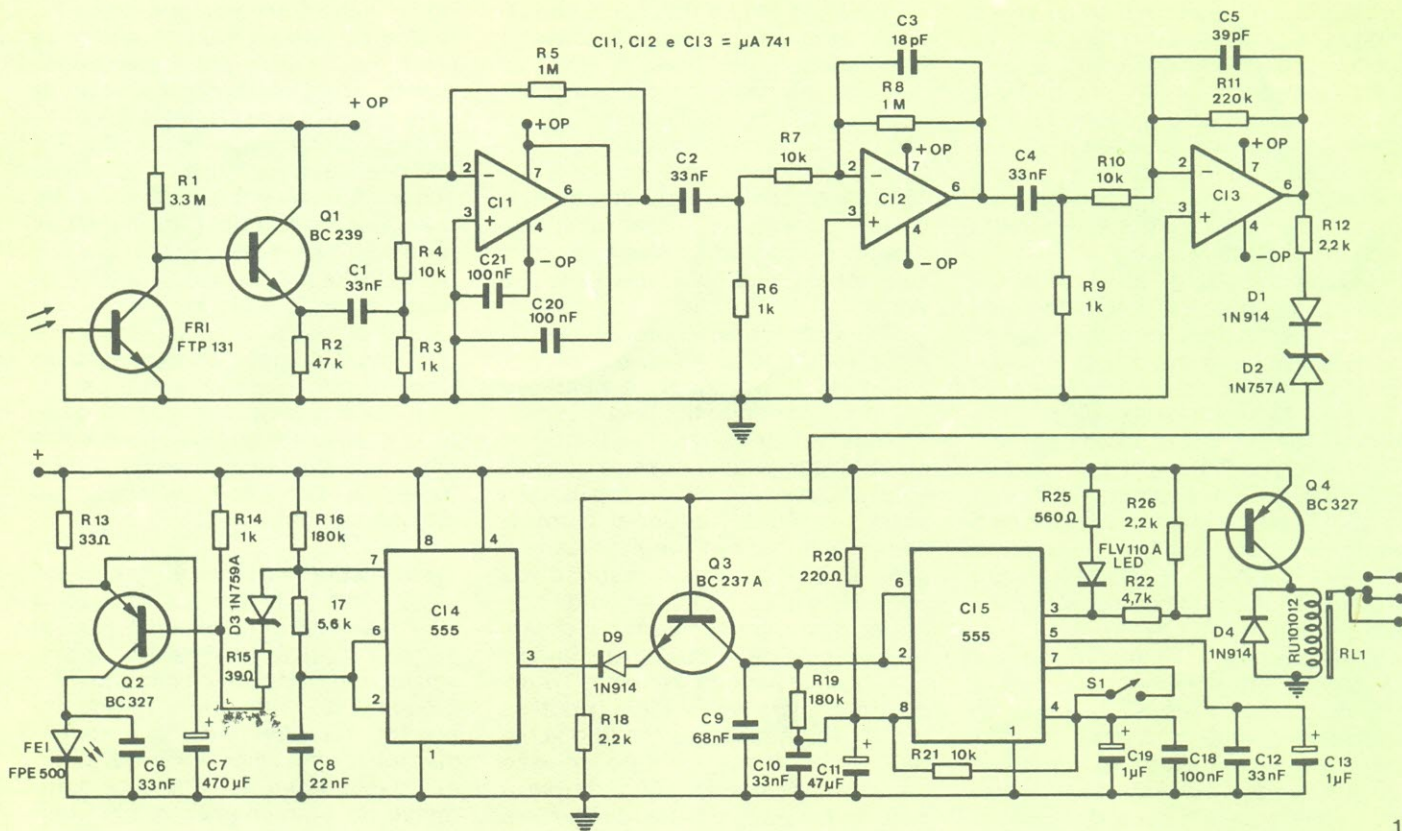
$$t_1 = 0,693.(R17 + R16).C8$$

$$t_1 = 0,693.1856000.22.10^{-9}$$

$$t_1 = 2,829 \text{ ms}$$

Com estes cálculos estão determinados os valores que comandam os tempos do multivibrador.

Os impulsos do 555 que comandam a emissão, são conectados a um transistor PNP que descarrega um capacitor (C7) no diodo emissor de infravermelho. É a descarga des-



1

se capacitor que fornece a corrente de 1A sobre o fotoemissor. D3, em conjunto com R15 e R14, polariza Q2 e dá forma ao sinal do pino de descarga do 555, a fim de chavear o transistor. O motivo de se utilizar sinal do pino de descarga do 555 (pino 7) para excitar Q2, é que o mesmo funciona sincronizado com o pino 3, correspondente à saída normal do integrado, que será utilizado para sincronizar o circuito de controle com o circuito de transmissão (mais detalhes serão dados posteriormente). O diodo D3 tem a função de limitar a tensão que será utilizada para colocar Q2 em condução e evitar que o circuito de chaveamento possa carregar a constante de tempo que controla o período de resfriamento.

Receptor — descrição do circuito

Para que se possa efetuar a recepção dos pulsos emitidos pela etapa emissora (transmissor), foi desenvolvido um estágio que se encarregará dessa função (receptor). Constituído por um fototransistor, um acoplador de impedâncias (seguidor de emissor) e três estágios amplificadores com operacionais, o circuito em si é bastante simples.

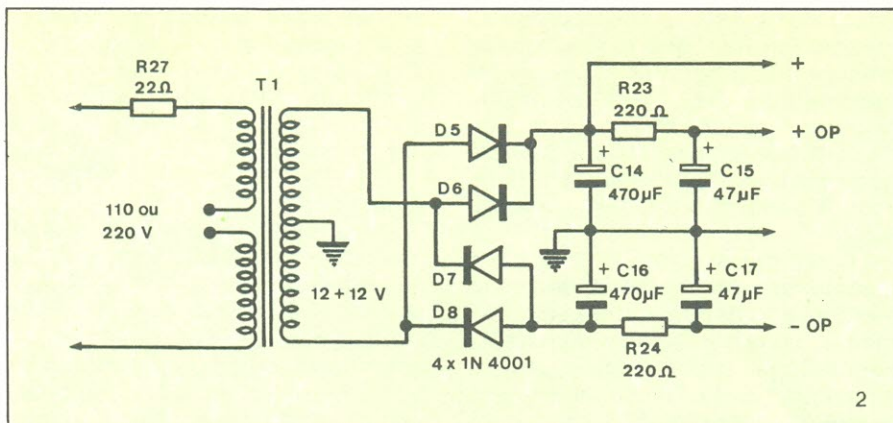
O fototransistor FRI e R1 formam o receptor propriamente dito. Os pulsos que incidem sobre FRI causam uma pequena circulação de corrente pelo mesmo. Essa corrente vai alterar o potencial sobre FRI e essas variações de potencial serão reconhecidas como os pulsos transmitidos. O fototransistor apresenta uma alta sensibilidade à radiação infravermelha e é pouco influenciado pelas condições de iluminação do ambiente onde é usado (luz solar, incandescente, fluorescente ou escuridão total). O transistor Q1 acopla, sem ganho algum de tensão, os sinais (pulsos) recebidos por FRI, ao primeiro estágio amplificador.

Os amplificadores desenvolvidos em torno de CI1, CI2 e CI3 são basicamente iguais, mudando apenas o ganho de cada estágio. Os dois primeiros são inversores, com um ganho de tensão igual a 40 dB (100 vezes). O capacitor C3, no segundo amplificador, limita a resposta em frequência, além de melhorar a estabilidade do mesmo. O terceiro estágio é uma repetição do segundo, modificados apenas os valores do resistor e do capacitor de realimentação (C5 e R11) a fim de alterar o ganho conforme a necessidade do

circuito. Os conjuntos C1/R3, C2/R6 e C4/R9, são utilizados para acoplamento e filtragem entre os estágios, facilitando a passagem dos pulsos e dificultando as possíveis interferências de baixa frequência (60 Hz por exemplo). D1 retifica o sinal presente à saída do último amplificador; D2 permite que somente sinais (pulsos) com amplitude superior a 9,1 V possam passar por ele (efeito zener). Com isso, os pulsos são retificados e ceifados na sua parte inferior (limitados) antes de serem aplicados a Q3. A razão de se utilizar D2, é evitar que sinais inferiores à tensão zener sejam aplicados a Q3. Isso porque a maioria dos ruídos que o receptor pode captar tem amplitude inferior a essa voltagem. Os capacitores C20 e C21 desacoplam a fonte de alimentação junto a CI1.

Controle — descrição do circuito

A função dessa parte do circuito é monitorar a recepção dos impulsos transmitidos. Seu funcionamento baseia-se no uso do 555 como comparador. R19 e C9 formam uma constante de tempo que, durante a operação normal da barreira luminosa, será impedida de alcançar sua carga completa. Os pulsos recebi-



dos são retificados e ceifados para, após isso, serem aplicados ao transistor Q3 que descarregará C9. Enquanto o feixe de infravermelho não for interrompido, C9 não poderá atingir a carga completa, pois Q3 não permitirá. Com a interrupção do feixe, não teremos mais pulsos na base de Q3 e C9 poderá continuar a se carregar. Assim que a tensão em C9 atingir 2/3 da alimentação do 555, este mudará seu estado de saída. As condições possíveis na saída do 555 (pino 3) são:

nível 1 (VCC) — enquanto o feixe não for interrompido.
nível 0 (GND) — durante a interrupção do feixe.

Será esta mudança de 1 para 0, ou seja, a descida do pulso de saída, que controlará o dispositivo de aviso.

Os capacitores C10 e C11, em conjunto com R20, efetuam o necessário desacoplamento da fonte da alimentação ao circuito de controle. Como foi explicado anteriormente, C9 e R19 constituem o conjunto de carga (constante de interrupção); enquanto C9 estiver com tensão inferior a 2/3 de VCC, o pino 6 de C15 (threshold ou limiar) manterá a saída do integrado ao nível 1 (VCC). Com a interrupção do feixe, não mais serão enviados pulsos à base de Q3, autorizando, portanto, a carga completa

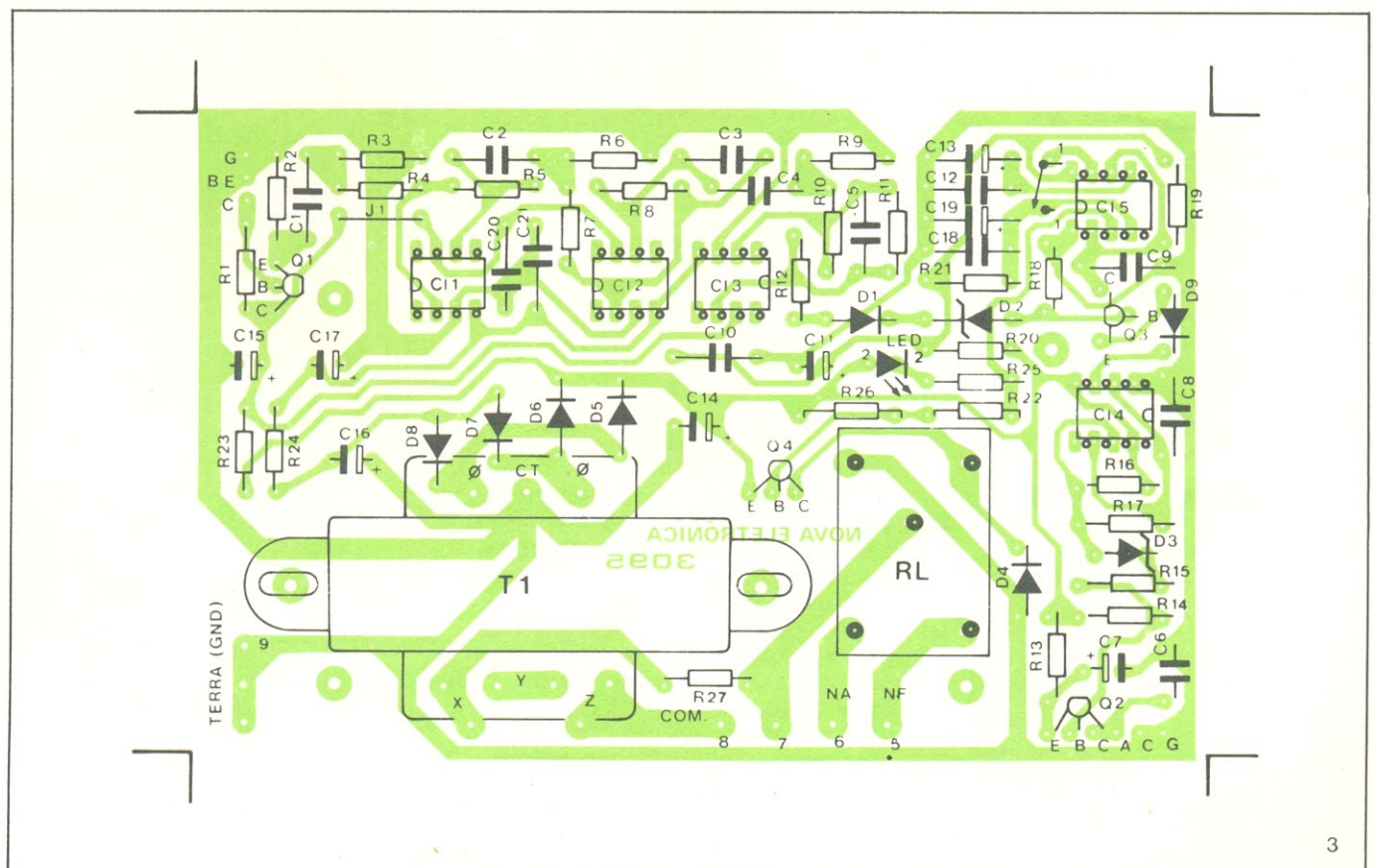
do capacitor C9. Este, ultrapassando o limiar de 2/3 de VCC, provocará uma troca no estado de saída do integrado (ao nível 0), indicando a interrupção da barreira. Com a reincidência do feixe sobre o receptor, novamente aparecerão os pulsos na base de Q3, causando a descarga de C9 através do mesmo. Ao mesmo tempo, desce também o nível de tensão no pino 2 de C15 (trigger ou disparo) e, quando esta for inferior a 1/3 de VCC, o circuito será rearmado, com a volta do nível 1 na saída.

O resistor R21 mantém o pino 4 do 555 (reset) sempre ao nível 1; C18 e C19 aumentam a estabilidade do mesmo, mantendo o pino de reset imune a interferências externas.

O circuito de controle pode ser empregado de duas maneiras diferentes, aumentando sua versatilidade:

- acionado apenas durante o tempo em que o feixe estiver interrompido.
- acionamento com retenção (**latch**) — quando o feixe é interrompido, o circuito de controle é acionado e mantém-se nesse estado mesmo após a volta da incidência do feixe infravermelho.

Com relação à primeira opção (a), o que foi até aqui explanado sobre o circuito de controle define o



seu funcionamento. Porém, no que se refere ao item (b), deve-se ter em conta certas condições que ocorrem quando o feixe infravermelho (barreira luminosa) é interrompido. No momento de interrupção do feixe, e mais no tempo em que C9 demora para alcançar 2/3 VCC, a saída de C15, em conjunto com o pino de descarga (pino 7) vão a nível 0, e permanecem nesse estado enquanto o feixe estiver interrompido.

Aproveitando uma característica inerente ao 555, o pino 7 é conectado ao pino 4 do mesmo, por meio de S1; assim, quando o pino 4 (**reset**) for levado ao nível 0, colocará a saída e o pino 7 também em 0, não importando as condições sobre os pinos de **Threshold** e **trigger**. Agora, uma vez que o pino 7 está ligado ao pino 4, no instante em que o primeiro for a 0 devido a uma interrupção do feixe, ele levará o pino de **reset** também a zero, o que ocasionará uma estabilização da saída em zero, mesmo que o feixe volte a incidir sobre o receptor.

A utilidade da opção (b) está em, por exemplo, quando se quer disparar continuamente um alarme ou aviso, caso o feixe seja interrompido. Para aumentar ainda mais a versati-

lidade do circuito foi incorporado ao mesmo um relé, que será acionado sempre que a barreira luminosa for interrompida. R22 e R26 polarizam Q4, um transistor PNP encarregado de controlar (chavar) o relé. Sempre que saída de C15 for a 0, Q4 será levado à condução e o relé energizado.

O rearme do circuito, quando o mesmo estiver operando no modo memorizado (**latch**) e, consequentemente, o relé permanecer disparado, será feito passando a chave S1 para a posição aberta. Desse modo, será desfeita a conexão entre os pinos 4 e 7 que mantinha o **reset** do CI ativado e sua saída em 0.

Devido a presença de capacitores de desacoplamento no terminal de **reset** (pino 4) de C15, o **Alert**, ao ser ligado, sempre passa por nível 0, para depois estabilizar-se em nível 1. Isso, quando na operação normal, não-memorizado. Porém, considerando-se o modo com retenção (memorizado), a saída se apresentará ativada logo que o circuito for ligado, sendo necessário um rearme inicial.

A razão deste disparo imediato do circuito se deve a que os capacitores C18, C19 e C7 estão descarregados no momento em que se liga a alimentação ao **Alert**. Os capacitores C18 e C19 compõem o desacoplamento do pino de **reset** e, por estarem descarregados, mantêm esse terminal ao nível 0 até que se carreguem. C7 é o capacitor de descarga do emissor de IV e, enquanto não atinge sua carga, não há emissão suficiente de infravermelho para acionar o circuito de controle.

Portanto, para operar no seu modo memorizado, o **Alert** irá requerer um **reset** ou rearme inicial. Isso, como já foi visto, é feito abrindo-se momentaneamente os contatos de S1.

Sincronismo

Para aumentar ainda mais a confiabilidade do circuito, introduziu-se um aperfeiçoamento na parte de controle; trata-se de uma sincronização entre o comando da recepção de pulsos e a transmissão destes. Essa sincronização impede que possíveis ruídos ou interferências intercaladas aos pulsos transmitidos possam falsear o bom funcionamento do circuito. É a conexão do emissor de Q3 ao pino 3 de C14 via D9 que sincroniza a operação do controle, pois a saída do integrado vai a 0 sempre que o fotoemissor de infravermelho (FEI) estiver emitindo. A partir daí, pode-se garantir que Q3

só conduzirá quando FEI emitir e existirem pulsos de recepção em sua base. O sincronismo impede também a utilização de um emissor de infravermelho externo para enganar o receptor.

Alimentação

O circuito requer para sua alimentação uma fonte com três saídas diferenciadas, como se vê na figura 2; isso se deve a que os operacionais exigem - 15V e +15V, enquanto para o 555 o valor da fonte é de +15 a 16V. O circuito compõe-se do transformador T1, os diodos D5 a D8, que constituem uma ponte retificadora de onda completa, e os capacitores C14 e C16, que filtram o sinal retificado. R23, R24, C15 e C17 formam um filtro RC que desacopla a saída da fonte a ser utilizada para alimentar os operacionais. O resistor R27, conectado ao primário do trafo, serve como fusível de baixa corrente e ação rápida. Qualquer sobrecarga na fonte de alimentação ocasionará sua destruição.

Montagem geral

Antes de iniciar a montagem, o montador deve ler cuidadosamente as instruções gerais contidas na introdução do manual. Na falta deste, as indicações aqui presentes serão suficientes.

Para obtenção do melhor resultado possível ao final desse trabalho, assim como pela própria facilidade em sua execução, recomenda-se seguir estritamente a seqüência sugerida.

a) Apesar de reduzidos ao mínimo, foi necessário um **jumper** para efetuar completamente as conexões entre os componentes. Execute-o utilizando um pedaço de fio flexível de 21 mm, desencapando 5 mm em cada uma das pontas. O **jumper** tem o código J1 na placa de circuito impresso, que pode ser vista na figura 3. Solde-o rente à placa e corte o excesso dos terminais, se necessário.

b) Monte todos os resistores na posição horizontal e rentes à placa, cortando o excesso de seus terminais em seguida. Uma única ressalva é feita com relação a R27, que deve ficar com o corpo afastado 3 mm da placa (figura 4).

c) Solde, a seguir, todos os capacitores não eletrolíticos e corte os excessos de seus terminais.

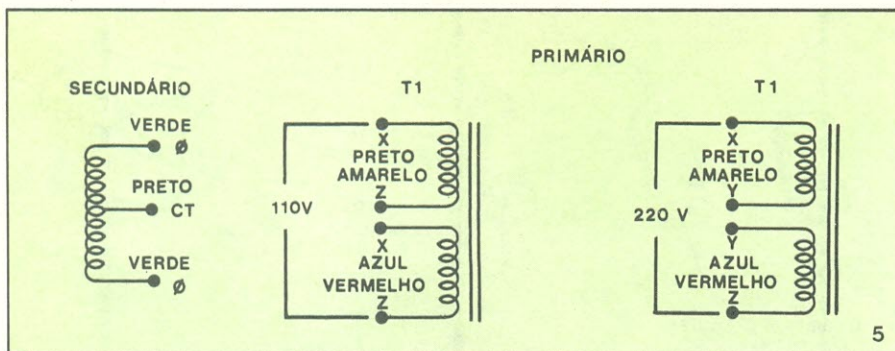
d) Ainda com respeito aos capacitores, fixe agora os eletrolíticos, com especial atenção à sua polaridade, que não deve ser invertida. As indicações para isso estão na figura

**DISQUE
QUE ELA
ATENDE!**

**FILCRES
COM NOVO
TELEFONE**

**223-7388
(TRONCO)**

ATENÇÃO



Montagem da caixa

1 — Prepare os fios relacionados a seguir de acordo com as instruções que são dadas: deixe 5 mm de pontas livres em cada extremidade dos cabos, estanhando-as. Os fios 3 e 4 deverão ter suas blindagens unidas e estanhadas numa das pontas do cabo, enquanto na outra as blindagens devem manter-se separadas.

2) Solde os fios 1, 2 e de 5 a 9 nos pontos da placa identificados pelos mesmos números.

3 — Encaixe a chave S1 no furo correspondente na caixa (figura 6) e solde os fios do cabo n.º 1, um em cada terminal da chave.

4 — Repita o mesmo procedimento para o diodo LED. Faça com que o fio que parte da indicação de catodo na placa coincida com o ca-

todo do diodo (vide figura 6); faça o mesmo para o anodo e utilize o cabo 2, para essas ligações.

5 — Coloque as três borrachas passantes nos respectivos furos da caixa.

6 — Fixe na caixa o conector de quatro entradas por meio de 2 parafusos M3 x 16 mm e suas respectivas porcas.

7 — Passe os fios provenientes do relé e da alimentação pelo furo central da caixa, parafusando-os ao conector conforme a numeração indicada (figura 7).

8 — Fixe a placa de circuito impresso por intermédio de quatro parafusos M3 x 10 mm, aplicados pelo lado de fora da caixa; coloque duas arruelas plásticas entre a placa e o fundo da caixa para que sirvam de espaçadores.

9 — Solde no centro das plaquinhas auxiliares o transmissor (FEI) e o receptor (FRI). Veja a figura 8.

10 — Voltando à placa de circuito impresso, dois cabos blindados saem da mesma: um para o emissor e outro para o receptor. Existem três furos no local de soldagem do cabo do receptor:

furo G — neste deve-se ligar a blindagem (malha) do cabo.

furo BE — neste furo deve-se ligar o fio que será conectado à base e ao emissor de FRI (FPT131).

furo C — neste furo deve-se conectar o coletor de FRI.

No ponto de soldagem do cabo do emissor temos também três furos a saber:

furo G — onde deve-se ligar a malha do cabo.

furo A — neste furo deve-se ligar o anodo do emissor.

furo C — onde deve-se conectar o catodo do emissor FEI (FPE500).

A figura 9 ilustra as ligações dos cabos entre os dispositivos emissor e receptor e a placa impressa.

11 — Solde os cabos blindados às respectivas plaquinhas auxiliares, conforme indica a figura 9.

12 — Dê um nó e passe pelo furo da esquerda o fio proveniente do receptor (FRI).

13 — Dê um nó e passe pelo furo

DISPLAY

COMPONENTES ELETRÔNICOS

Em Santos, a única casa dedicada aos estudantes e "hobbistas" de Eletrônica!

Kits Nova Eletrônica

- ☆ Relógios e contagiros digitais
- ☆ Temporizadores — Luz Rítmica
- ☆ Luz estroboscópica — Amplificadores e muito mais

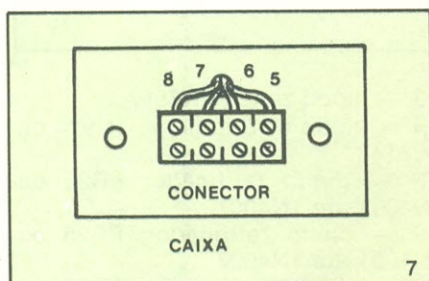
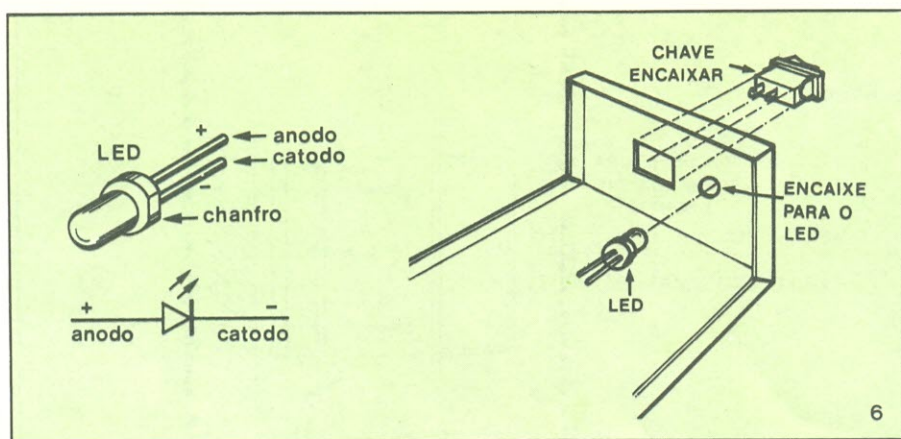
Todo material para Lógica Digital

Rua João Pessoa, 299 — Sobreloja — Fone: 32-7679 — Santos

Fio N.º	tipo	bitola	comprimento
1	cabinho flexível paralelo	22 AWG	10 cm
2	cabinho flexível paralelo	22 AWG	10 cm
3	cabo blindado paralelo	22 AWG	2 cm
4	cabo blindado paralelo	22 AWG	4 cm
5	cabinho flexível simples	18 AWG	17 cm
6	cabinho flexível simples	18 AWG	16 cm
7	cabinho flexível simples	18 AWG	15 cm
8	cabinho flexível simples	18 AWG	14 cm
9	cabinho flexível	22 AWG	3 cm

da direita o fio proveniente do transmissor (FEI).

14 — Respeitando a distância limite de 1,5 metros, instale as unidades de emissão e recepção na parede, ou outro local desejado, uma em frente à outra e no mesmo eixo (vide figura 10).

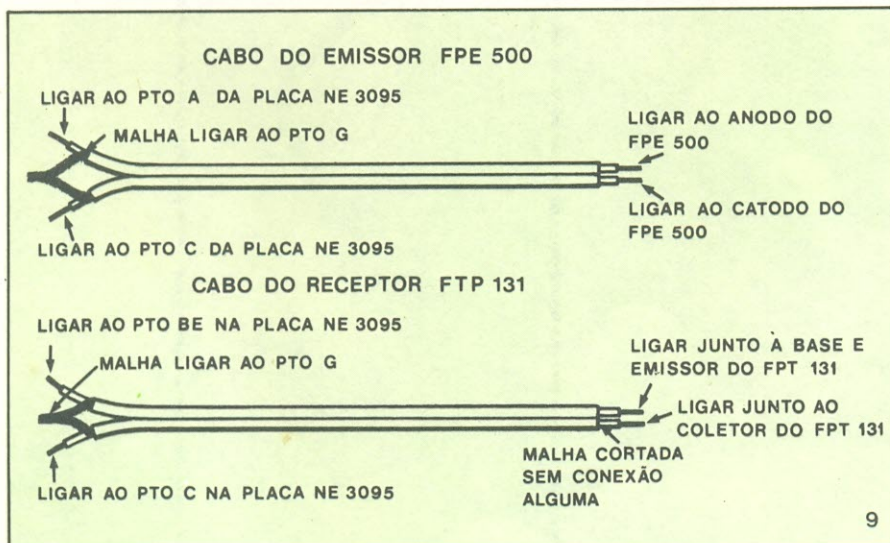
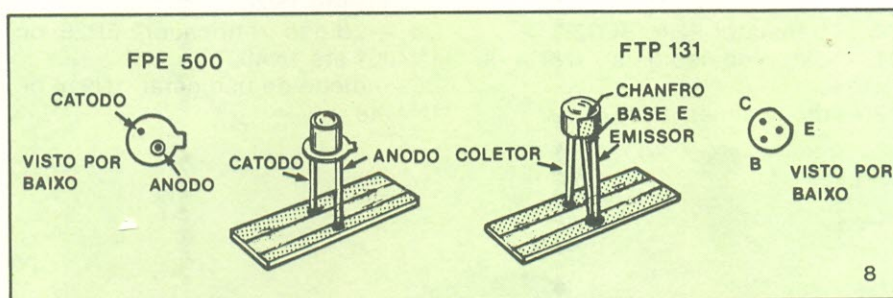


pena de haver uma diminuição na corrente que circula pelo mesmo, prejudicando a emissão.

Colocando em funcionamento

De acordo com a figura 11, faça as ligações da alimentação do aparelho. Feche a caixa, então, por meio de parafusos autoatarraxantes.

Para colocar em funcionamento o **Alert**, é preciso que antes se faça o



OBS: O receptor deve ficar o mais próximo possível da caixa, caso contrário a sensibilidade do aparelho poderá ser aumentada indevidamente. O cabo do transmissor não deve exceder o comprimento de 4 m, sob

feixe infravermelho incidir sobre o receptor. Tendo em vista que a emissão é invisível, há necessidade de um artifício para que se tenha certeza da incidência e alinhamento do feixe sobre o receptor.

O recurso utilizado no **Alert** é um diodo LED, com o qual se pode fazer a verificação do correto alinhamento. Para tanto o seguinte procedimento deve ser observado:

1º Mantendo a distância de 1,5 metros, deixe frente a frente (mesma altura e eixo) emissor e receptor (figura 12).

2º Deixe a chave S1 com seus contatos abertos.

3º Verifique qual o estado do LED (aceso ou apagado).

4º O LED estando aceso indica que o feixe não incide sobre o receptor. O LED estando completamente apagado (sem piscar), indica que receptor e emissor estão corretamente alinhados.

5º Para efetuar a operação de alinhamento, deixe o receptor fixo e movimente lentamente o emissor em torno de seu eixo até conseguir que o LED fique apagado.

6º Um alinhamento incorreto pode causar disparos aleatórios do circuito, comprometendo sua confiabilidade.

7º Para verificação do funcionamento, interrompa o feixe e veja se durante a interrupção o LED acende.

8º Estando o LED apagado, feche os contatos de S1. A seguir, corte o feixe e verifique se o LED acende e se ele permanece nesse estado mesmo após a volta da incidência.

9º Para apagar o LED novamente, abra os contatos de S1.

Modos de operação

O **Alert** pode operar de duas maneiras distintas:

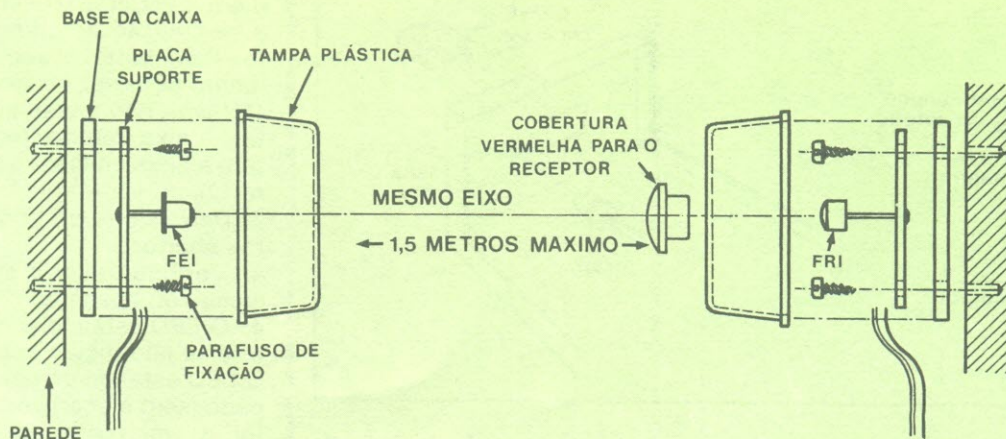
a. atuando apenas durante a interrupção do feixe, ou seja, os contatos do relé são ativados somente neste período.

b. atuando durante a interrupção do feixe e permanecendo ativado mesmo com a volta da incidência, o que quer dizer, memorizando o efeito.

Para a operação no primeiro modo (a), basta deixar os contatos de S1 abertos. Para operação no segundo modo (b), deve-se fechar os contatos de S1. Uma vez disparado o circuito, para rearmá-lo, deve-se abrir momentaneamente os contatos da chave, apagando o LED e desativando o relé.

Sensibilidade

O terceiro estágio amplificador do circuito receptor do **Alert** poderá ser modificado de maneira a possibilitar uma maior distância de separação entre emissor e receptor. Para isso siga as indicações de alteração no valor de R11:



10

1,5 m — R11 = 220 k ohms (operação normal)
 2,0 m — R11 = 470 k ohms
 3,0 m — R11 = 2,2 M ohms

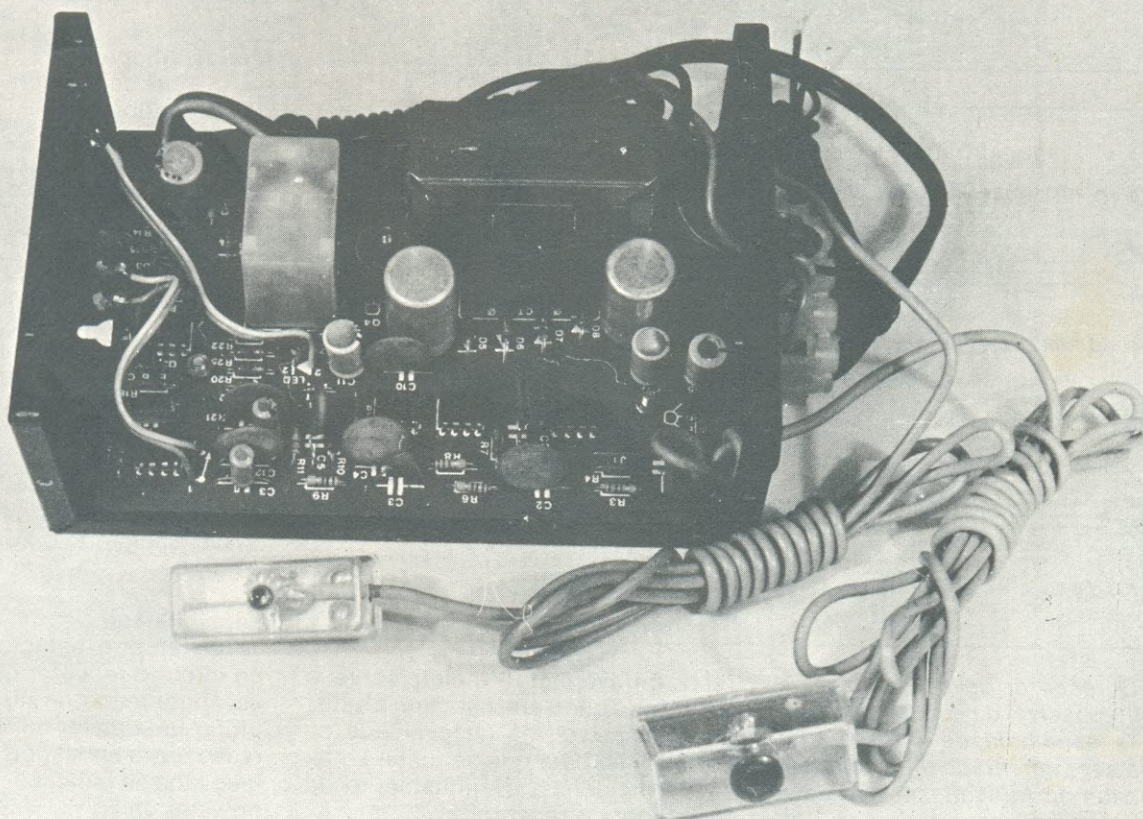
OBS: Com a modificação no valor de R11, o circuito estará sofrendo também um aumento na sensibilidade a interferência externas, o que em certos ambientes (industriais, por exemplo) poderá comprometer o funcionamento correto do mesmo.

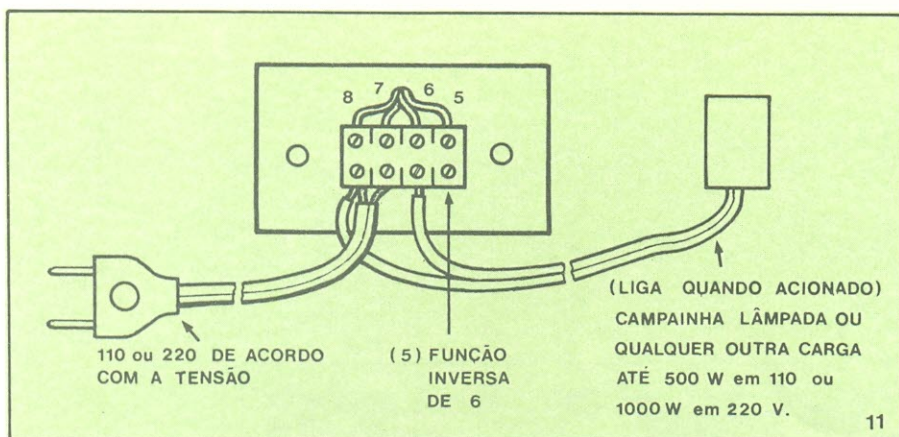
Relação de material

SEMICONDUCTORES

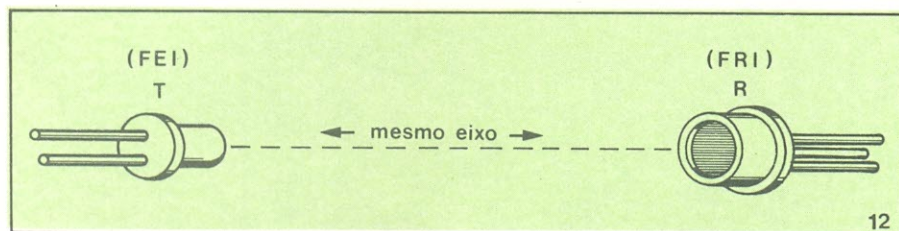
FRI — fototransistor NPN, FPT 131
 Q1 — transistor NPN, BC239
 Q2 — transistor PNP, BC327
 Q3 — transistor NPN, BC237A
 Q4 — transistor PNP, BC327
 D1 — diodo de uso geral, 1N914 ou 1N4148
 D2 — diodo zener, 1N757A

D3 — diodo zener, 1N759A
 D4 — diodo de uso geral, 1N914 ou 1N4148
 D5 — diodo retificador, FR25 ou 1N4001 até 1N4007
 D6 — diodo retificador, FR25 ou 1N4001 até 1N4007
 D7 — diodo retificador, FR25 ou 1N4001 até 1N4007
 D8 — diodo retificador, FR25 ou 1N4001 até 1N4007
 D9 — diodo de uso geral, 1N914 ou 1N4148





11



12

FEI — diodo emissor infravermelho, FPE500

LED — diodo LED vermelho, FLV110A

CI1 — circuito integrado, μ A741

CI2 — circuito integrado, μ A741

CI3 — circuito integrado, μ A741

CI4 — circuito integrado, NE555

CI5 — circuito integrado, NE555

RESISTORES

R1 — 3,3 M (laranja-laranja-verde)

R2 — 47 k (amarelo-violeta-laranja)

R3 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

R4 — 10 k (marrom-preto-vermelho)

R5 — 1 M (marrom-preto-verde)

R6 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

R7 — 10 k (marrom-preto-laranja)

R8 — 1 M (marrom-preto-verde)

R9 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

R10 — 10 k (marrom-preto-laranja)

R11 — 220 k (vermelho-vermelho-amarelo)

R12 — 2,2 k (vermelho-vermelho-vermelho)

R13 — 33 (laranja-laranja-preto)

R14 — 1 k (marrom-preto-vermelho)

R15 — 39 (laranja-branco-preto)

R16 — 180 k (marrom-cinza-amarelo)

R17 — 5,6 k (verde-azul-vermelho)

R18 — 2,2 k (vermelho-vermelho-vermelho)

R19 — 180 k (marrom-cinza-amarelo)

R20 — 220 (vermelho-vermelho-marrom)

R21 — 10 k (marrom-preto-laranja)

R22 — 4,7 k (amarelo-violeta-vermelho)

R23 — 220 (vermelho-vermelho-marrom)

R24 — 220 (vermelho-vermelho-marrom)

R25 — 560 (verde-azul-marrom)

R26 — 2,2 k (vermelho-vermelho-vermelho)

R27 — 22 (vermelho-vermelho-preto)

OBS: Todos os resistores tem seu valor dado em ohms, tolerância de 5 ou 10% e dissipação de 1/8 W.

CAPACITORES

C1 — 33 nF/15 V (disco, cerâmico ou plate)

C2 — 33 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C3 — 17 pF/15 V (disco, cerâmico ou plate)

C4 — 33 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C5 — 39 pF/15 V (disco, cerâmico ou plate)

C6 — 33 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C7 — 470 μ F/16 V (eletrolítico)

C8 — 22 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C9 — 68 nF/16 V (disco ou cerâmico)

C10 — 33 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C11 — 47 μ F/16 V (eletrolítico)

C12 — 33 nF/16 V (disco, cerâmico ou plate)

C13 — 1 μ F/16 V (eletrolítico)

C14 — 470 μ F/25 V (eletrolítico)

C15 — 47 μ F/25 V (eletrolítico)

C16 — 470 μ F/25 V (eletrolítico)

C17 — 47 μ F/25 V (eletrolítico)

C18 — 100 nF/16 V (disco ou cerâmico)

C19 — 1 μ F/16 V (eletrolítico)

C20 — 100 nF/16 V (disco ou cerâmico)

C21 — 10 nF/16 V (disco ou cerâmico)

DIVERSOS

T1 — transformador, 110/220 V, 12 + 12 V, 200 mA

RL1 — relé de 1 pólo reversível, RU101012, 12 V/5 A

Placa de circuito impresso face simples — NE3095

Placa de circuito impresso face simples para o emissor

Placa de circuito impresso face simples para o receptor

Cabo de força com plugue — 2 x 20 AWG

Cabo blindado — flexível duplo, 6 metros

S1 — chave liga/desliga de encaixe

Barra de conectores com 4 terminais (1)

Solda trinúcleo, 1 mm, 2 metros

Borracha passante (3)

Porta-fusível (2)

Caixa metálica com parafusos (1)

Suporte para LED (1)

Fio flexível encapado 18 AWG 0,5 m

Fio flexível encapado 2 x 22 AWG 0,5 m

Suporte visor para LED (1)

Arruelas plásticas, cor preta (8) ↗

SUPERFONTE REGULÁVEL 0-15V-2A

Especificações técnicas: saída, 0 a 15 V ajuste contínuo; limitação de corrente a 2 A; proteção contra curto-circuito; regulação, 0,1% entre 0 e 1 A de carga; ripple e ruído na saída, 100 mV.

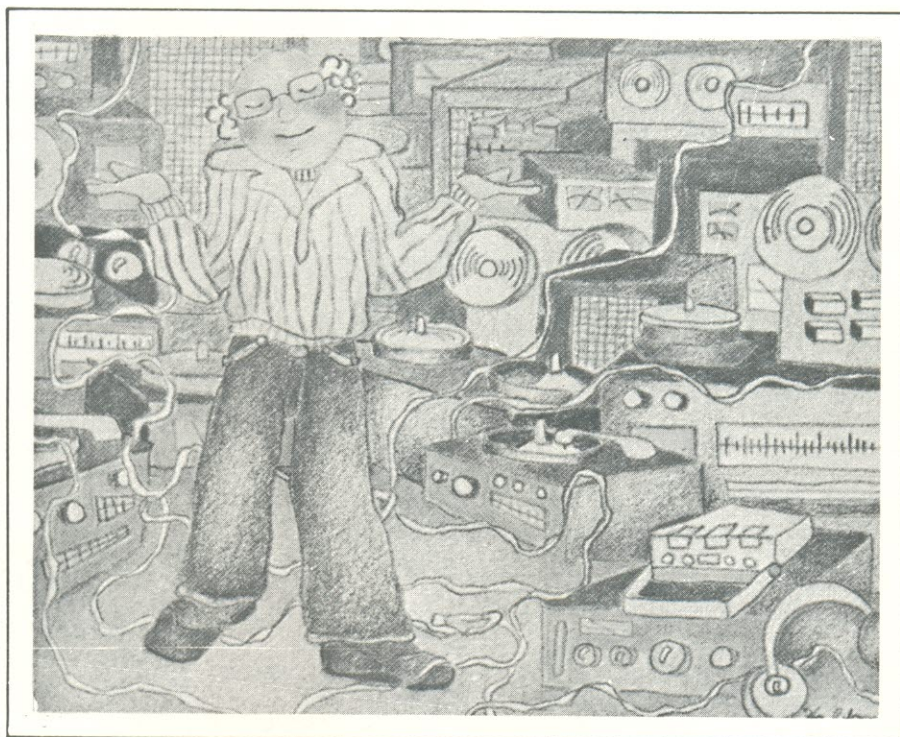
A fonte de alimentação é um aparelho imprescindível na bancada do técnico.



KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

UM MIXER PARA APARELHOS DE ÁUDIO



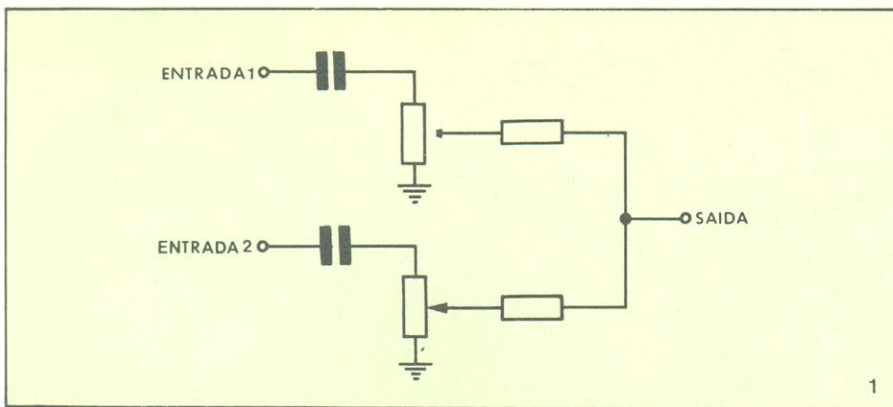
QUANTAS VEZES VOCÊ JÁ NÃO QUIS CONECTAR DOIS OU MAIS MICROFONES NA ENTRADA DO SEU TAPE DECK OU AMPLIFICADOR? SE É O SEU CASO, ESTE PROJETO É JUSTAMENTE A SOLUÇÃO DO SEU PROBLEMA. COM APENAS UM ELEMENTO ATIVO, UM FET, O MIXER (MISTURADOR) PODE SER ACOPLADO À MAIORIA DOS APARELHOS COMERCIAIS COM EXCELENTE RESULTADOS.

Sob certas condições, é possível conectar dois microfones ao amplificador. Uma ligação direta dos microfones ao amplificador é indesejável já que podem ocorrer problemas de interferência de um microfone no outro e um mau casamento de impedância. Daí a necessidade de se usar um mixer para esse acoplamento.

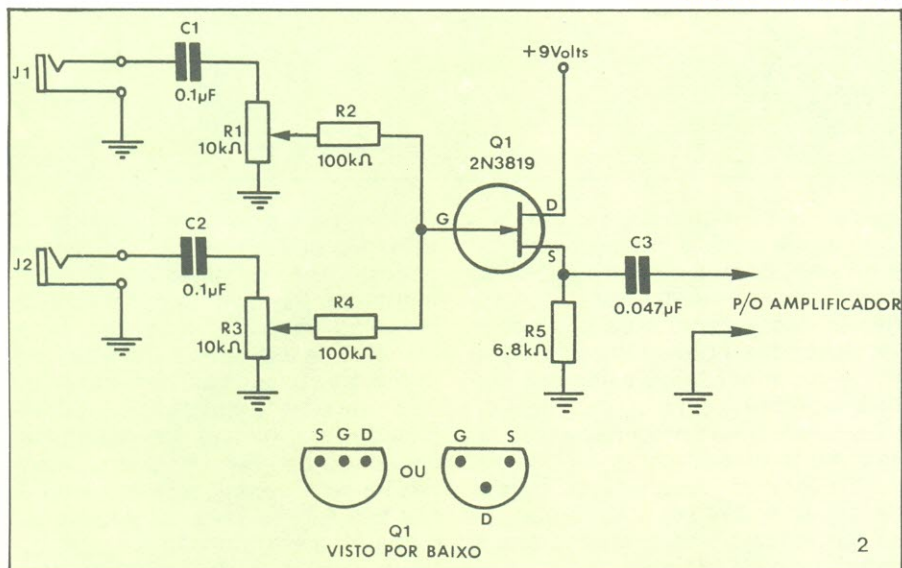
As características mais importantes de um bom mixer devem ser: apresentar alta impedância de entrada (para o acoplamento com os microfones) e reduzir os efeitos de interação entre os microfones ou outros dispositivos de entrada.

A Fig. 1 mostra um circuito mixer básico utilizando capacitores e

resistores. É um circuito econômico, simples e não requer fonte de alimentação, embora, na prática, verifica-se que os sinais de entrada são bastante atenuados. Torna-se necessário o uso de um estágio amplificador, que além de restaurar em amplitude os sinais de entrada, já apresenta uma impedância de saída



Circuito Mixer Básico



Circuito Mixer a FET

ideal para o casamento com o amplificador.

A Fig. 2 mostra um mixer a FET (Transistor a Efeito de Campo). A estrutura do mixer básico é mantida, colocando-se em sua saída um estágio amplificador a FET sem polarização de "gate". Desde que a impedância de entrada do transistor a efeito de campo usado nesse circuito é muito alta, o amplificador não será afetado se outros dispositivos forem ligados na entrada do mixer. Os potenciômetros R1 e R3 servem como controles de atenuação de entrada e executam o balanceamento dos sinais de entrada. Por exemplo, se você estiver usando dois microfones em que um é mais eficiente que o outro, você poderá ajustar R1 e R3 de tal modo que os níveis sejam idênticos na entrada do amplificador. Se os dispositivos de entrada que você pretende usar forem idênticos, é possível eliminar esse controle. Mas se você planeja usar uma grande variedade de dispositivos ou não conhece direito suas características (que é o caso mais freqüente) será melhor manter R1 e R3 no circuito.

Uma sugestão de montagem desse circuito encontra-se na Fig. 3 onde as conexões são feitas numa pequena placa perfurada. Você poderá montá-lo também numa placa de circuito impresso universal, ou, se você planeja utilizá-lo efetiva-

COMERCIAL

BEZERRA

Ltda.

Linha Kenwood

SSB
UHF
VHF

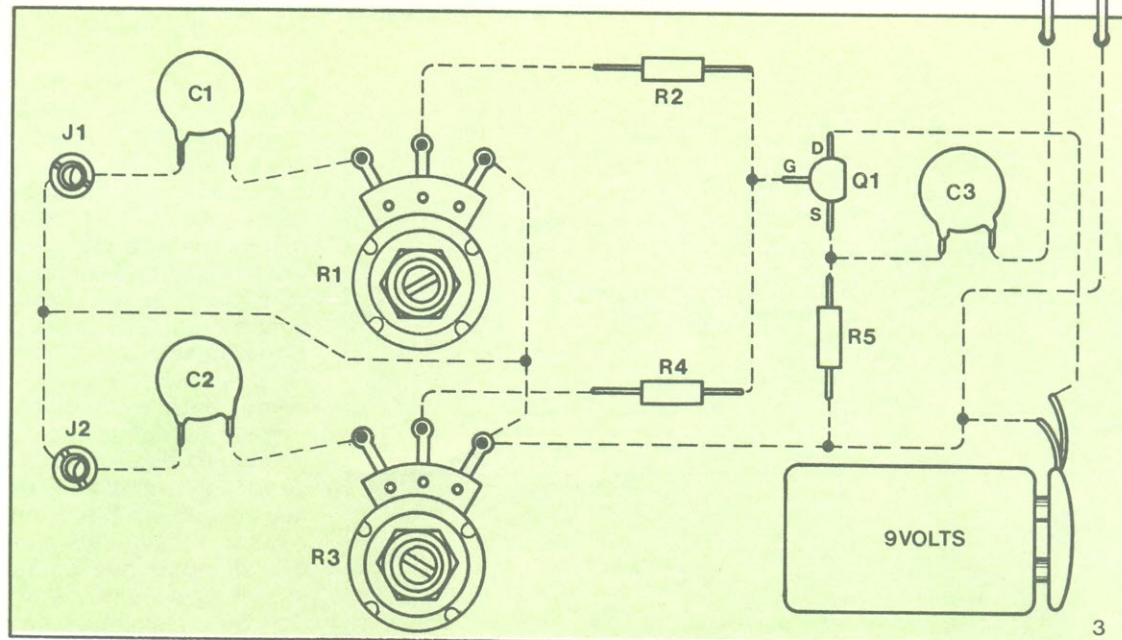
Wattímetros e Cargas Bird
Frequencímetros YAESU
Instrumentos B & K
Antenas Hustler

**KIT'S
NOVA ELETRÔNICA-
COMPONENTES**

MANAUS

R. Costa Azevedo, 139-
Fone: 232-5363
R. Saldanha Marinho -
606- S/L loja n: 31

Uma
Sugestão
para sua
montagem



mente, é aconselhável a construção de um circuito impresso próprio.

Testes e Operação

Coloque dois microfones nas entradas do mixer (outras variações são possíveis, como um microfone e a saída de um toca-discos ou um microfone e a saída de um tape deck e assim por diante) e conecte a saída do mixer à entrada de um amplificador. Fale primeiro num microfone somente, depois no outro. Dependendo dos ajustes dos potenciôme-

tros R1 e R3, a qualidade sonora e o volume de cada entrada devem ser similares. Depois de certificar-se de que as duas entradas estão funcionando, tente estudar os efeitos da variação dos potenciômetros R1 e R3. A propriedade de balanceamento é importantíssima quando dois sinais simultâneos na entrada têm níveis muito diferentes.

Se você deseja adicionar outros canais ao seu mixer, tudo o que você tem a fazer é acrescentar ramos idênticos a C1, R1 e R2.

Uma outra aplicação interessan-

te do mixer é a de permitir acesso alternativo de fontes de sinais sem a necessidade de ligações complementares. Por exemplo, se você tiver dois tape decks e um toca-discos e deseja acoplá-los a um amplificador, basta usar um mixer de três entradas e substituir o potenciômetro por uma chave. Assim, dependendo da chave acionada, a conexão será completada entre uma das três fontes e o amplificador. Se o aparelho em questão for estéreo, torna-se necessário um mixer para cada canal.



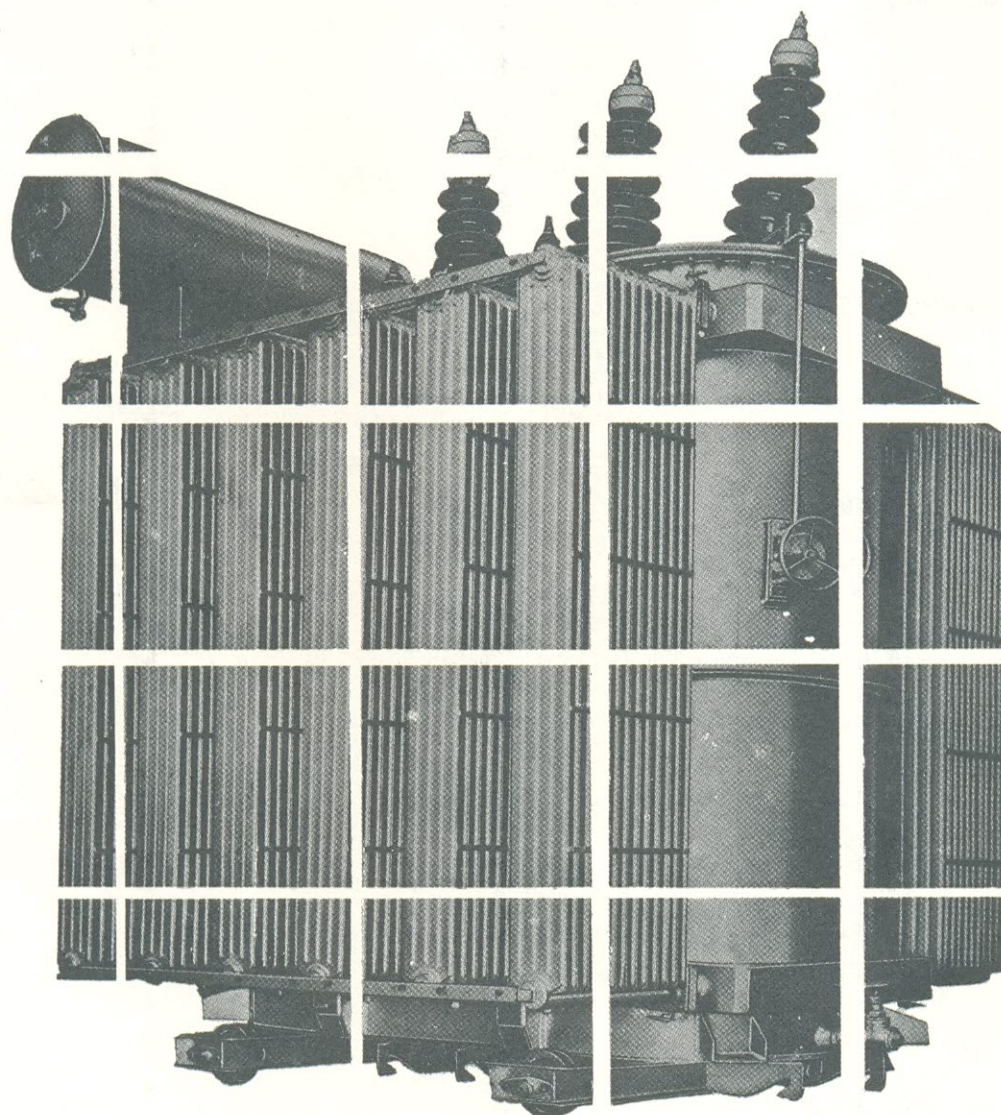
TRANSFORMADORES

- * Transformadores de até 20 kV
- * Auto transformadores
- * Isoladores de linha monofásico/trifásico até 30 kVA
- * Transformadores para fontes de alimentação
- * Transformadores para ignição
- * Transformadores sob encomenda

Eletrônica Veterana Ltda.
Ind. e Comércio de Componentes Eletrônicos

Rua Aurora, 161 — tel. 221.4292 — Cep.01209 — São Paulo (SP)

CURSO RÁPIDO DE TRANSFORMADORES



7ª lição

Tipos de transformadores e suas aplicações

As técnicas de construção usadas nos transformadores variam bastante, dependendo do tipo e aplicação dos mesmos. Um transformador de subestação, por exemplo, utilizado em sistemas de distribuição de energia, pode chegar a ter o tamanho de uma pequena casa. Por outro lado, um transformador de FI (frequência intermediária), empregado em rádios portáteis, chega a ser tão pequeno quanto uma unha. Apesar da descomunal diferença de tamanho, esses dois transformadores operam sob o mesmo princípio básico. Ambos possuem primário e secundário. Em ambos, a energia é transferida de um enrolamento para outro por meio da indutância mútua.

Dessa forma, o projeto do transformador é determinado pela frequência do sinal que ele irá manipular, pelas tensões e correntes envolvidas e por vários outros fatores. Um transformador de alimentação para circuitos eletrônicos pode fornecer, digamos, 110 volts, 1 ampère, a uma frequência de 60 Hz; em contrapartida, um pequeno transformador de FI opera a uma frequência de 455 kHz, com uns poucos milivolts e alguns microampères.

Em resumo, esses aparelhos são encontrados em aplicações de alta ou baixa tensão, altas ou baixas correntes, altas ou baixas frequências, o que significa uma variedade enorme de modelos, tamanhos, formatos. Vamos falar aqui de alguns tipos mais representativos e suas respectivas aplicações, para que vocês tenham uma idéia de como é indispensável o transformador em vários campos de atividade.

A construção varia...

A aplicação a que o transformador é destinado determina, em primeiro lugar, que tipo de núcleo ele vai ter e como vão ser feitos seus enrolamentos. Assim, no núcleo de transformadores que trabalham em baixas frequências costuma-se empregar o ferro silicioso, sob a forma de chapas isoladas eletricamente umas das outras. Isto, para reduzir as perdas devidas às correntes parasitas do núcleo, conforme havíamos visto numa lição anterior. Nesta classe podemos incluir todos os transformadores de alimentação que operam a 60 Hz.

No entanto, quando a frequência é alta, nem mesmo esse recurso de dividir o núcleo em chapas surte resultado. Aí, então, é necessário recorrer aos núcleos de ferrite (mate-

rial obtido a partir de óxidos de ferro, pulverizados e comprimidos), que possui boas propriedades ferromagnéticas, mas é um péssimo condutor de eletricidade. Quando a frequência é bastante elevada, porém, recorre-se aos núcleos de ar, ou seja, enrola-se as bobinas do transformador sobre um suporte que não possua propriedades ferromagnéticas e faz-se o acoplamento entre primário e secundário pelo próprio ar.

Os núcleos também podem exibir vários formatos, dependendo da utilização. O mais comum, ao qual estamos acostumados, é o de três colunas, com as bobinas enroladas na coluna central (figura 1A). Mas existem também os núcleos dos grandes transformadores de transmissão de energia, que abrigam seis enrolamentos, com três primários e três secundários (são os chamados transformadores trifásicos). Ou, ainda, os núcleos toroidais (em forma de anel), usados em aplicações especiais, que requerem maior concentração de fluxo magnético (figura 1B), e vários outros.

primário está enrolado na coluna central do núcleo e recebeu o secundário sobre si mesmo. As duas linhas retas, no símbolo, representam o núcleo de ferro.

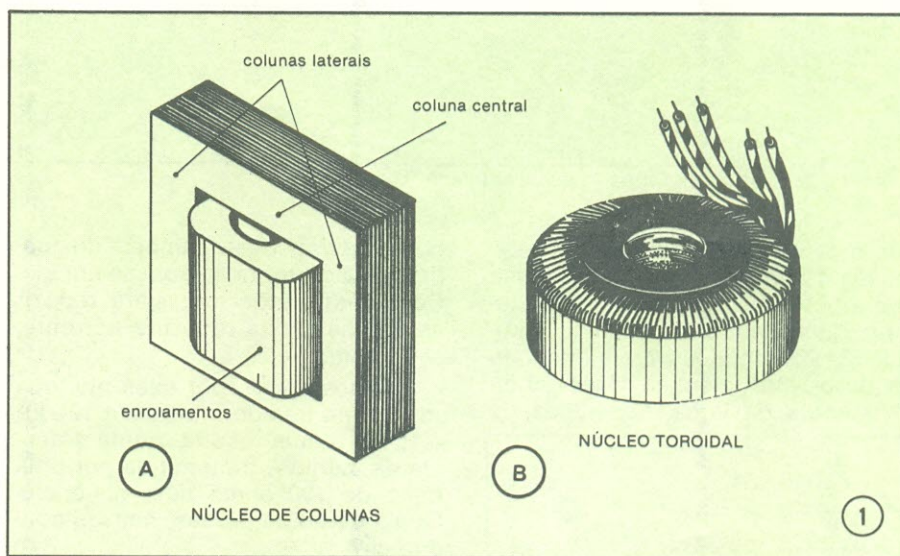
O segundo transformador é bem diferente, pois foi projetado para trabalhar em frequências bem maiores. Não utiliza núcleo algum; apenas um suporte de material isolante, feito de cerâmica ou papelão.

...conforme a aplicação

Os transformadores não são utilizados apenas para elevar e reduzir tensão ou corrente. Eles podem, além disso, "casar" impedâncias, produzir defasagens, proporcionar isolamento entre circuitos, bloquear corrente contínua, transmitir pulsos de sinal. Vamos examinar algumas dessas aplicações.

Distribuição de energia elétrica

A transmissão de energia a grandes distâncias é uma das aplicações



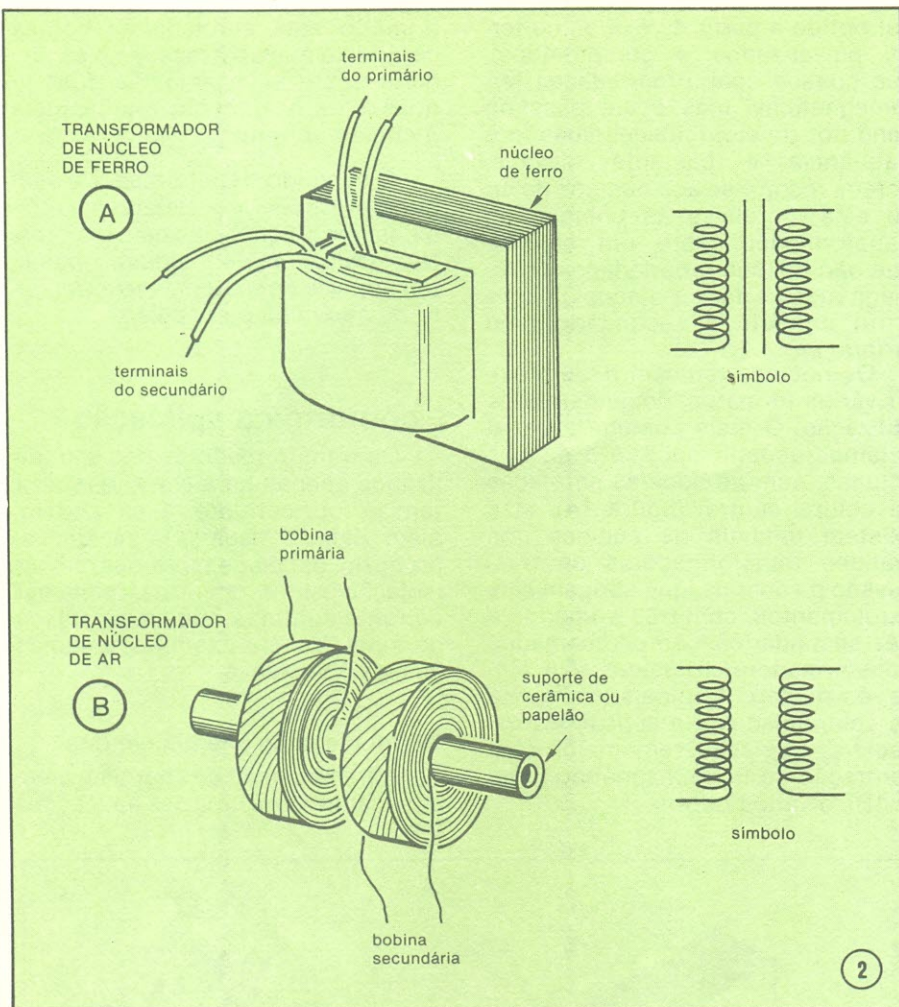
Dois tipos de núcleo para transformador.

As bobinas e a forma de enrolá-las também mudam, de aplicação para aplicação. Muitas vezes, uma bobina é enrolada sobre a outra; em outros casos, o primário fica separado do secundário.

Vamos ilustrar essas diferenças entre transformadores com um exemplo bem simples. Observe a figura 2: ela está comparando a construção e o aspecto de um transformador de núcleo de ferro laminado com outro, de núcleo de ar. O primeiro é maior e mais pesado; seu

mais importantes dos transformadores. As usinas hidrelétricas estão localizadas, em geral, longe das cidades em que a energia é necessária; assim, essa energia precisa ser "transportada", por meio de linhas de transmissão, a locais bastante remotos. Do papel do transformador depende a eficiência da distribuição dessa energia.

As linhas de transmissão, como qualquer condutor elétrico, apresentam uma certa resistência à passagem da corrente elétrica, resistência



Comparação entre transformadores de aplicação diferente.

que é tanto maior quanto mais extensas forem as linhas. Lembre-se que a potência perdida num condutor pode ser encontrada pela fórmula $P = I^2 \times R$, onde R é resistência do condutor. Mas, além de depender da resistência da linha, as perdas de

potência dependem também do quadrado da corrente que passa por ela. Conclui-se então que, para reduzir as perdas, basta reduzir a corrente, simplesmente.

Vamos supor, por exemplo, que uma usina geradora produza 12000 V a 10 A, o que resulta numa potência de 120 kW, transmitida por uma linha de 100 ohms de resistência. Quais serão as perdas, nessas condições?

$$\begin{aligned} P &= I^2 R_2 \\ P &= 10^2 \times 100 \\ P &= 100 \times 100 \\ P &= 10 \text{ kW} \end{aligned}$$

Entretanto, por meio de um transformador, os 120 kW podem ser transmitidos sob a forma de 120 000 V e 1 A. Veja só as perdas, agora:

$$P = 1^2 \times 100 = 100 \text{ W}$$

Como você deve ter percebido, ao se reduzir a corrente em 10 vezes,

as perdas foram reduzidas em 100 vezes. Por tal razão, a energia elétrica é transmitida, da usina para o consumo, a níveis altíssimos de tensão e níveis de corrente bem reduzidos. Quando chega ao seu destino, a tensão é baixada novamente, aos níveis necessários para o consumo doméstico e industrial. Um exemplo de transformador utilizado em distribuição de energia aparece na figura 3.

Na eletrônica

Alimentação de circuitos

Todos os circuitos eletrônicos precisam ser alimentados com uma tensão CC, obtida a partir da tensão da rede (110 ou 220 V). É o transformador de alimentação que cumpre essa tarefa, elevando ou reduzindo a tensão da rede aos níveis requeridos.

"Casamento" de impedâncias

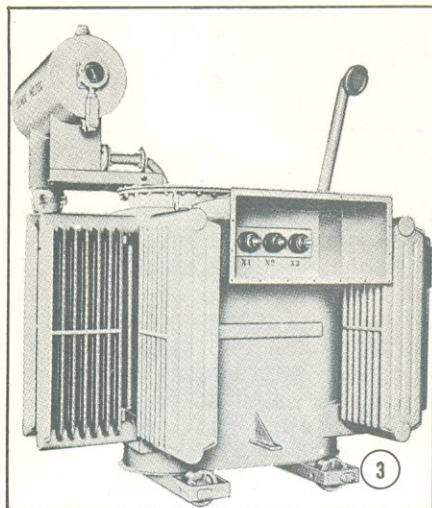
Há muitos casos, na eletrônica, em que a impedância de um circuito não se adapta à impedância da carga que deve ser ligada a ele. Um bom exemplo é o amplificador cujo estágio de saída apresenta sua máxima eficiência ao excitar uma carga de 100 ohms, mas que precisa acionar um alto-falante de 4 ohms de impedância. Uma conexão direta entre amplificador e alto-falante, nesse caso, implica em perda razoável de potência e operação ineficiente. Em outras palavras, as impedâncias devem ser iguais.

Felizmente, com a intervenção do transformador é possível resolver esse problema. Instalando-se um transformador "casador" entre o amplificador e o alto-falante, com a relação de espiras adequada, pode-se fazer com que os 4 ohms do alto-falante apareçam como 100 ohms ao amplificador.

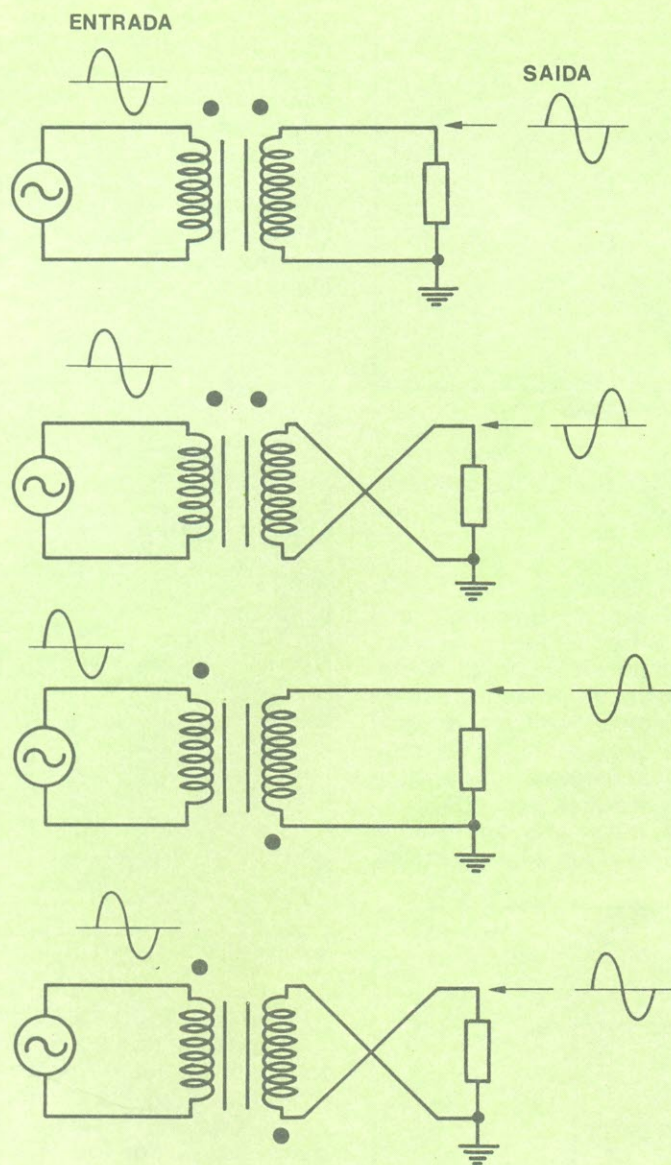
Você deve estar lembrado de uma das lições anteriores, onde vimos que a conversão de tensão ou corrente depende da relação de espiras do transformador. Pois o "casamento" de impedâncias também depende dessa relação, como pode ser visto pela fórmula:

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

A letra "Z" representa impedância; a letra "N", número de espiras. As letras "p" e "s" significam primário e secundário, respectivamente.



Transformador utilizado em distribuição de energia.



Defasagem no transformador.

Se formos aplicar essa fórmula em nosso exemplo, o que teremos? A impedância do primário deve ser de 100 ohms, para se adaptar ao amplificador; e a impedância do secundário, de 4 ohms, igual à do alto-falante. A relação de espiras, então, será:

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

$$\frac{100}{4} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

$$25 = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 5$$

Defasamento

Dependendo do sentido de enrolamento de suas bobinas, o transformador pode oferecer uma defasagem de 180° entre as tensões do primário e secundário. Enquanto em algumas aplicações essa característica é indiferente, em outras é extremamente importante.

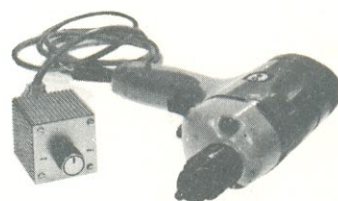
A relação de fase entre as bobinas do transformador é frequentemente indicada por meio de pontos (.), nos diagramas. Na figura 4, por exemplo, podemos ver vários casos em que o secundário está em fase ou defasado do primário, segundo indicação dos pontos. Observe que a defasagem pode ser provocada tanto ao se enrolar em sentidos contrários o primário e o secundário, como ao se inverter, simplesmente, a

CONTROLADOR DE POTÊNCIA

Um circuito simples (apenas um TRIAC e mais 5 componentes) que, montado, não passa de um «cubinho» de 5 x 5 x 5 cm, resistente a qualquer queda.

É como uma tomada portátil: basta ligar o plug do aparelho a ser controlado em seus bornes e conectar o cordão de alimentação à tomada da parede.

Pode ser usado em 110 e 220 V sem que seja necessária nenhuma modificação nos componentes, devendo ser respeitado apenas os valores máximos da potência do aparelho a ser controlado (500 W para 110 V e 1000 W para 220 V).



KITs NOVA ELETRONICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

FONTE PX

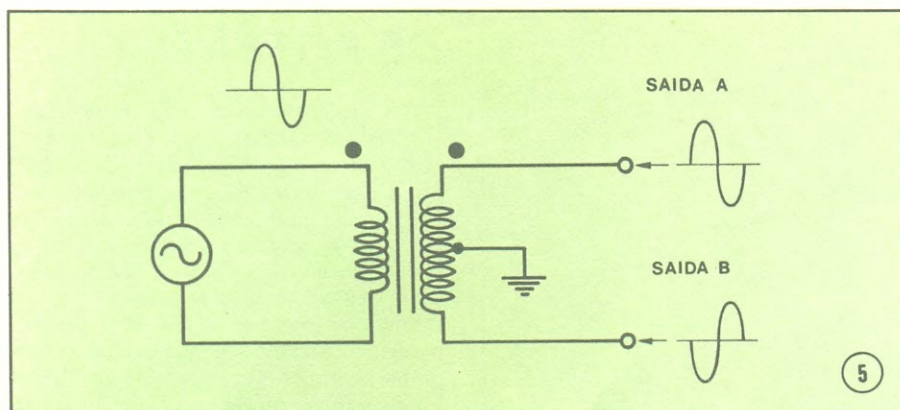
Fornece uma tensão de saída de 12 a 14 V estabilizada, uma corrente de 5A, apresentando pouquíssimo ripple, de montagem facilima, possui poucos componentes.

Ideal para operar transceptores na faixa do cidadão, ou para aqueles que preferam «curtir» o som do toca-fitas em casa.



KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES



Como obter dois sinais iguais e defasados de 180° com o transformador.

conexão dos terminais do secundário.

Divisão de fase

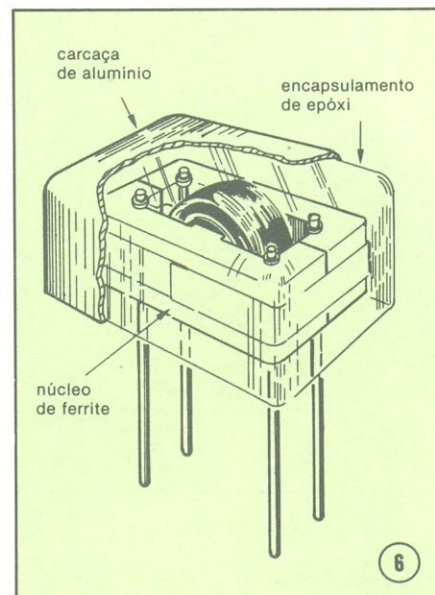
Alguns circuitos requerem dois sinais alternados de mesma amplitude, mas defasados de 180° . Tarefa simples para um transformador, se "puxarmos" uma derivação central de seu secundário, como se vê na figura 5. Ao aterrarmos esse terminal central, teremos dois sinais à nossa disposição no secundário, um deles em fase com o primário, obtido entre o terminal superior e o terra, e o

outro defasado de 180° do primário, obtido entre o terminal inferior e o terra.

Isolação

Isolar um circuito de outro é uma necessidade freqüente em eletrônica. Um aparelho alimentado diretamente, sem transformador, sempre possui um chassi metálico, ao qual está ligado um dos lados da rede elétrica. Um aparelho assim sempre poderá dar choques aos que tocarem em seu chassi, enquanto estiverem ligados de alguma forma à terra.

Para evitar esse perigoso inconveniente, os técnicos de manutenção costumam instalar um transformador de isolação entre o circuito e a rede. Esse transformador tem uma relação de espiras de 1:1, isto é, não faz nenhuma conversão; simplesmente entrega a mesma tensão e corrente que recebe. Sua única função é isolar o chassi dos aparelhos de uma conexão direta com a rede elétrica.



Um exemplo de transformador de pulsos.

Transformadores de pulsos

Existe um tipo especial de transformador, projetado para transmitir sinais pulsados em circuitos eletrônicos. Como tais sinais são extremamente rápidos (ou seja, de curta duração) e alcançam valores elevados de tensão, o transformador deve possuir características bem particulares, que evitem deformação ou retardo nos pulsos. Por isso, ele precisa exibir, entre os enrolamentos, uma boa isolação de alta tensão (que resista aos picos de sinal) e uma baixa capacitância, além de uma reatância reduzida em cada enrolamento. Na figura 6, temos um transformador de pulsos "aberto", com sua parte interna à mostra. Veja que seu núcleo é feito de ferrite, devido às baixas perdas que esse transformador deve ter.

CADINHO

PARA SOLDAGEM POR IMERSÃO

Proporciona de 2.000 a 3.000 estanhagens diárias com perfeição.



Fabricamos qualquer tipo de aparelho industrial sob encomenda e desenho especial.

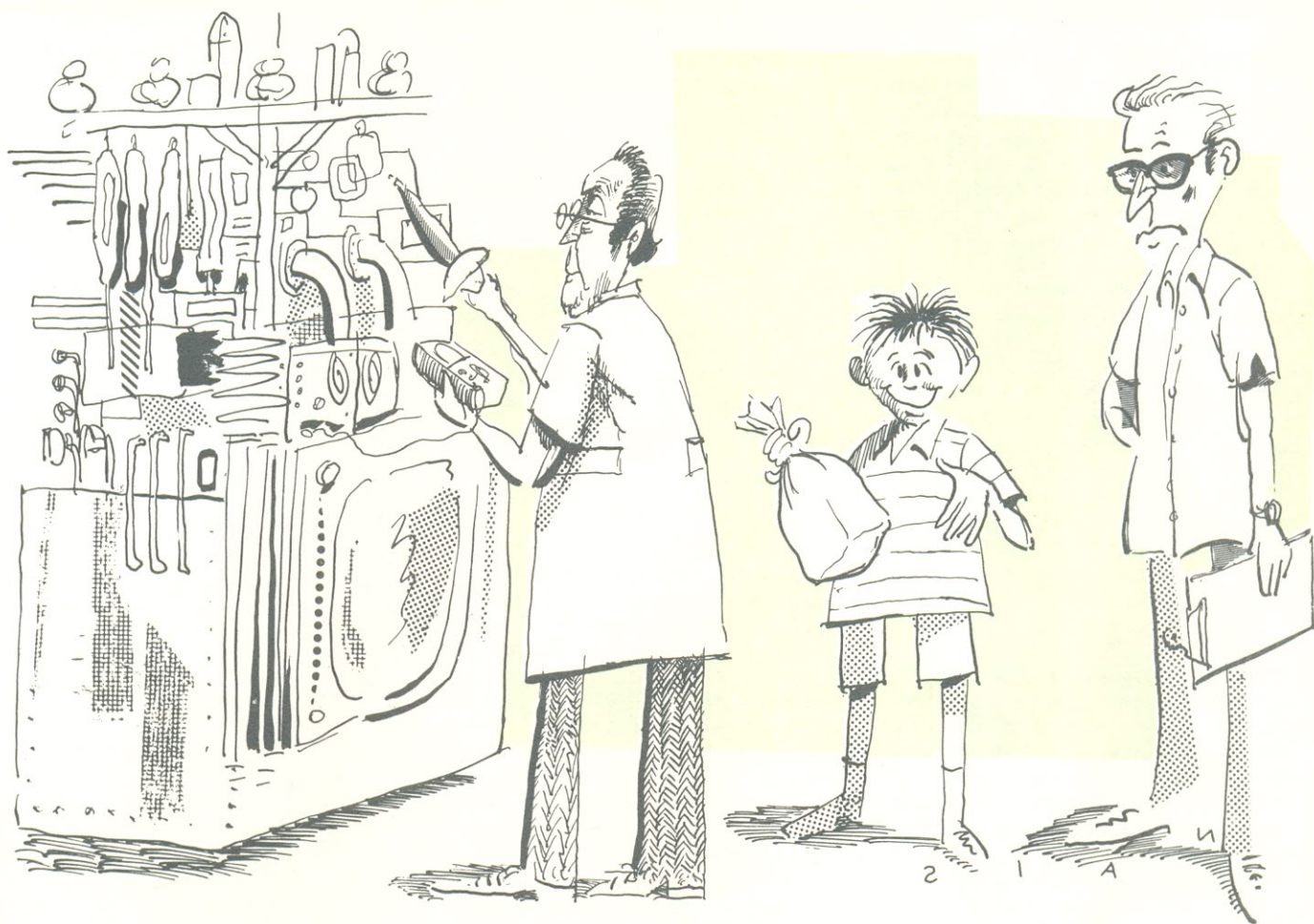


PALLEY

RUA JOÃO SERRANO, 459
BAIRRO DO LIMÃO

Tels.: 266-2204 - 266-2443 - SÃO PAULO - BRASIL

(continua)



Medição de alta voltagem, sem susto

Brasil Ramos Fernandes

PARTE

Este artigo, de nosso colaborador B. R. F., adentra um assunto de especial interesse para o trabalho prático em Eletrônica — a medição de alta tensão. Ao final deste, uma nota corretiva com relação a sua matéria anterior, "Técnicas de Manutenção na Eletrônica".

Muitas vezes, uma tarefa que, a primeira vista, parece um "bicho de sete cabeças", após alguma ponderação descobre-se que pode ser executada de maneira fácil e segura: basta que se usem as ferramentas e os métodos apropriados.

Um caso típico é a medição de Alta Voltagem. O simples pensamento desta tarefa costuma causar calafrios em muitos técnicos, principalmente naqueles que já levaram algum "pitoco" ou "torraram" algum instrumento. A verdade é que esta

medição pode (e deve) ser feita de forma simples e com alto grau de segurança. Tentaremos demonstrar isto, aqui, como também dar algumas sugestões sobre como se pode confeccionar pontas de prova para este tipo de medição, visto que seu preço ➤

costuma ser bastante elevado.

Primeiramente, vamos analisar o significado do termo **Alta Voltagem**, também chamada Alta Tensão, e, às vezes, pelo apelido carinhoso de H. V. (do inglês **High Voltage**). Para simplificar (ou complicar), vamos chamá-la daqui pra frente de A. V.

Mas, afinal, o que é A. V.?

Já dizia o velho Albert que tudo é relativo, portanto, uma voltagem de 1 volt pode ser alta em relação a outra de um 1 mV, e muito alta em relação a outra de 1 microvolt. Mas, como estamos tratando de manutenção em eletrônica, do ponto de vista prático, e dentro de situações consideradas "normais", vamos considerar que A. V. é qualquer voltagem situada na faixa de 1000 volts a 40000 volts. Acima disto já seria assunto para outra discussão.

O Voltímetro

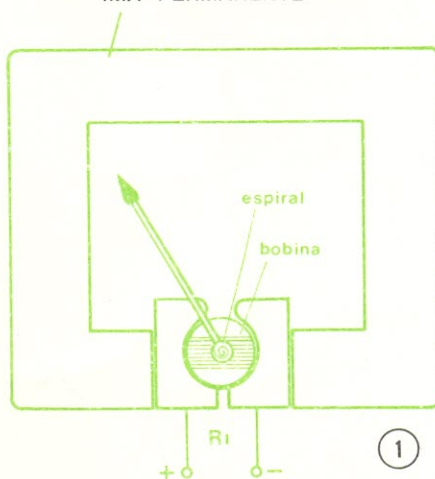
Já sabemos o que vamos medir. Agora temos de saber **com que** medir, e logo nos vem à mente o instrumento mais básico e fundamental em qualquer bancada de eletrônica: o multímetro, ou multitester, ou VOM (este também tem apelido). É claro que um voltímetro digital (apelidos: DVM e DMM) também pode ser usado, e com grandes vantagens. Trataremos dele mais adiante.

A maioria dos multímetros tem escalas de medição de voltagem DC que vão até 1 kV. Alguns possuem uma tomada extra que permite estender uma escala para tensões mais elevadas, por exemplo 3 kV ou 5 kV. Também a maioria tem "sensibilidade" de 20 kohms/volt em VDC. Muito bom, mas o que significa isto? E, o que é, afinal, um voltímetro?

Neste ponto pode parecer que o assunto está se desviando do ponto principal, que é a medição de A. V., mas não está não. Se o técnico souber como funciona o seu voltímetro, ele terá possibilidade de usá-lo com muito maior eficiência e também de, como veremos adiante, construir pontas de prova para seu instrumento que lhe permitirão medir Alta Voltagem em várias faixas, e sem gastar muito.

Vejamos, então, a figura 1. Ela representa um simples galvanômetro, ou microamperímetro, de forma simplificada. Como se sabe, o microamperímetro é constituído de uma bobina móvel dentro do campo de um ímã permanente e tendo preso a ela um ponteiro. Quando uma determinada corrente passa pela bobina, cria um campo eletromagnético oposto ao do ímã, o que causa a re-

Galvanômetro esquematizado.
ÍMÃ PERMANENTE



pulsão magnética e o consequente movimento da bobina, que leva consigo o ponteiro. Para que o ponteiro não atinja o fundo de escala com qualquer corrente que passe pela bobina, esta é presa a uma pequena mola em espiral, que se opõe ao movimento e faz com que o curso da bobina seja proporcional à corrente que passa por ela. Desta forma, a quantidade de corrente necessária para fazer o ponteiro atingir o fundo de escala depende de três fatores: a indutância da bobina, a intensidade do campo do ímã permanente e a tensão da mola em espiral. Todos esses fatores são levados em consideração por ocasião do projeto e construção do microamperímetro, mas, existe ainda um outro que nos interessa mais de perto, que é a **resistência interna** do galvanômetro, representada na figura por R_i . Ela é nada mais do que a resistência ôhmica do fio com o qual é feita a bobina. Como este fio é geralmente muito fino e a bobina tem muitas espirais, a resistência interna é relativamente alta.

Suponhamos que, no nosso exemplo, a R_i seja de 2000 ohms e que a corrente I necessária para fazer o ponteiro atingir o fundo de escala seja de $50 \mu A$. Pela lei de Ohm, temos que, para deflexão total do ponteiro, devemos aplicar ao nosso microamperímetro uma voltagem de $V = R_i \times I$, ou seja, $2 \times 10^3 \text{ ohms} \times 50 \times 10^{-6} \text{ A}$, que é igual a 0,1 V, ou 100 mV. Temos, portanto, um voltímetro de 100 mV de fundo de escala, com uma resistência de 2000 ohms.

Suponhamos agora que desejamos medir uma tensão de 10 V com o nosso galvanômetro, isto é, queremos fazer dele um voltímetro de 10 V de fundo de escala. Já sabemos que a corrente necessária para de-

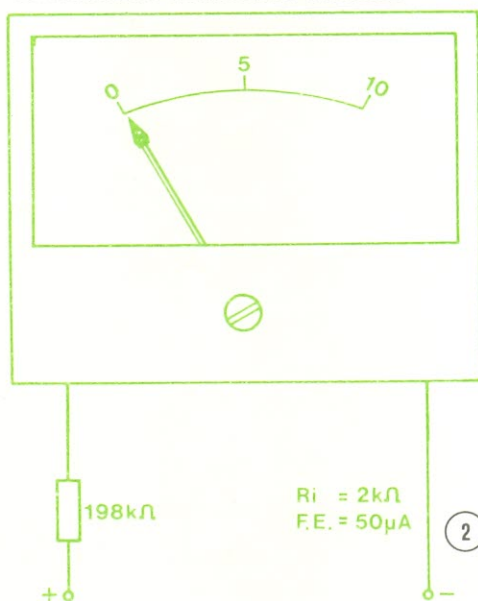
flexionar o ponteiro até o fundo é de $50 \mu A$ e, como desejamos que essa deflexão se dê como 10 V, pela lei de Ohm, calculamos qual deve ser a resistência, assim:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{10 \text{ V}}{50 \times 10^{-6} \text{ A}}$$

Portanto, $R = 0,2 \times 10^6 \text{ ohms}$ ou $R = 200 \text{ k ohms}$.

Devemos então ter uma resistência total de 200 k ohms. Lembrando que o microamperímetro tem uma resistência interna de 2 k ohms, deveremos colocar em série com ele um resistor de 198 kohms para totalizar os 200 kohms necessários, e o nosso voltímetro de 10 volts ficará como na figura 2.

Galvanômetro com resistor em série.



Seguindo-se esse processo, é possível fazer voltímetros para qualquer voltagem. É dessa forma que são feitas as várias escalas de VDC dos multímetros, por meio de comutação de resistores de valores diferentes em série com o galvanômetro.

Façamos agora uma pequena divisão (não reclamem da "matemática", isto são apenas orações aritméticas que não fundem a cuca de ninguém): vamos dividir a resistência total do voltímetro pela voltagem de fundo de escala, ou seja, $200000 \text{ Ohms} / 10 \text{ V}$, o que nos dará 20000, e, como dividimos ohms por volts, temos aquilo que se chama "sensibilidade" de nosso voltímetro, que é 20000 ohms por volt.

"Por coincidência" a maioria dos VOM tem essa sensibilidade, e também a maioria dos microamperíme-

tros usados neles são de 50 μ A. Alguns usam valores diferentes, mas geralmente está escrito no painel o valor da corrente de fundo de escala. Sabendo-se qual a sensibilidade do voltímetro, é sempre possível saber a resistência total do circuito em uma determinada escala, efetuando-se a operação inversa da divisão que fizemos acima. Por exemplo, na escala de 250 V de um VOM de 20 k ohms/V, a resistência total será o resultado da multiplicação da sensibilidade pela voltagem, ou seja, 20 Kohms/V X 250 V.

$$R = \frac{20000 \text{ ohms} \times 250 \text{ V}}{V}$$

Cancelando-se a unidade "volts" e efetuando-se a multiplicação temos 5000000, ou 5 M ohms.

Vemos então que aumentar a faixa de medição de um voltímetro é simplesmente uma questão de acrescentar mais resistência em série, de valor apropriado e de baixa tolerância.

Vejam um exemplo para "clarificar" as coisas: suponhamos que desejamos aumentar a escala de 1000 VDC de nosso multímetro de 20 kohms/V para 10 kV DC. Primeiramente calculamos a resistência total necessária para a faixa de 10 kV multiplicando o voltagem pela sensibilidade. Teremos:

$$R = 10000 \text{ V} \times 20000 \text{ ohms/V}$$

$$R = 2 \times 10^8 \text{ ohms, ou seja, } R = 200 \text{ M ohms}$$

Esta é a resistência **total** necessária, mas, como já estamos na escala de 1000 V, já temos uma resistência interna de 20 M ohms e deveremos, portanto, acrescentar uma resistência de 200 M ohms menos 20 M ohms, isto é, 180 M ohms.

Neste ponto o leitor já deve ter percebido o passo inicial para o projeto e confecção de pontas de prova para Alta Voltagem, que é o cálculo da resistência necessária. Este é o momento, portanto, de falarmos algo sobre A. V.

A Alta Voltagem

Em medição, sempre que os valores tendem para o muito pequeno ou para o muito grande, as coisas se complicam. E, quando se trata de medir altas tensões, não só é mais complicado como também perigoso, pois um descuido pode ter consequências muito desagradáveis, ou até mesmo fatais.

Por isso, quando estamos lidando com circuitos e instrumentos que envolvam Alta Voltagem, temos

de levar em consideração certos fatores que, sob outras condições, seriam desprezíveis. Estes fatores são os seguintes:

1) A voltagem em si. Quanto mais alta, maiores devem ser os cuidados.

2) A potência da fonte que fornece a A. V., ou seja, a corrente que ela pode fornecer, a qual depende de sua resistência interna. Quanto menor for a resistência interna, maior a corrente que a fonte pode fornecer sem "arriar", o que aumenta o seu perigo potencial por que o dano causado a uma pessoa por choque elétrico é diretamente proporcional à corrente que por ela passe. Se esta corrente puder ser limitada pela fonte a valores baixos, o perigo será menor.

3) Fugas. Nenhum material é isolante perfeito. Todos chamados **isolantes** são até determinado ponto. Se a voltagem a eles aplicada ultrapassar determinado valor (rigidez dielétrica) ele começará a conduzir. Além disso, mesmo os bons isolantes, sob determinadas condições, apresentam o que se chama de "fuga", isto é, deixam passar corrente quando não deveriam. Estas condições são geralmente absorção de umidade, sujeira, impregnação por materiais estranhos, aderência de poeira, deterioração do material, etc.

4) Rigidez dielétrica do ar. Explicada em termos simples, é a voltagem que permite a formação de uma "faísca" entre um ponto de alta tensão e um ponto de baixa tensão, a uma determinada distância. É expressa em kV/cm e definida para o ar seco. Em outras palavras, é a diferença de potencial entre dois condutores situados a uma determinada distância suficiente para ionizar o ar e fazê-lo conduzir violentamente, com a energia emitida em forma de luz, som e calor. Quando maior for a umidade relativa do ar, menor será a distância em que poderá haver a quebra da rigidez dielétrica, para a mesma voltagem, ou seja, para a mesma distância, uma tensão maior causará a formação de "faísca".

Como medir Alta Voltagem

Antes de voltarmos às pontas de prova, vamos aproveitar o exposto anteriormente e deduzir algumas regras elementares que conduzirão a um procedimento simples e seguro para medir A. V.

1.º) **Todo cuidado é pouco.** Quanto menos se souber a respeito da fonte que se vai medir, maior deve ser o cuidado. Se você não souber a voltagem aproximada da fonte, comece

com a escala mais alta possível. E tome cuidado.

2.º) Procure nunca medir A. V. quando estiver sozinho. Em caso de acidente, você provavelmente poderá se livrar sem ajuda, mas um choque elétrico forte tem consequências imprevisíveis: pode causar a perda dos sentidos, a paralisação dos músculos, inclusive da respiração, ou fibrilação cardíaca. Nestes casos é imprescindível a ajuda de alguém. E se você, por acaso, presenciar alguém levar um choque e ficar "preso", não toque na pessoa. Procure desligar a força de qualquer forma: puxe o fio da tomada, desligue o aparelho ou a chave geral, ou mesmo provoque um curto para queimar algum fusível.

3.º) Quando estiver medindo A. V. e segurando a ponta de prova com uma das mãos, mantenha a outra longe do equipamento sob teste. Há uma regra popular que manda que se mantenha sempre uma das mãos no bolso enquanto se lida com circuitos de A. V., mas atualmente é um pouco difícil cumpri-la, em vista da inexistência de bolsos na maioria das roupas. De qualquer forma, mantenha a mão livre longe do equipamento; nas costas ou na cabeça, mas longe.

4.º) Em decorrência da regra anterior, **nunca** segure as pontas de prova uma em cada mão. Prenda o lado negativo do medidor ao chassi do equipamento sob teste com uma garra.

Certifique-se que você esteja isolado da terra, seja através de sapatos com sola de borracha, piso isolante ou outro meio qualquer. Em caso de dúvida, ponha um jornal dobrado e seco no chão e fique em cima dele.

5.º) Não enconste a ponta de prova ao terminal "vivo" da fonte de A. V. estando ela ligada. Primeiro encoste a ponta de prova, depois ligue o aparelho. Isto porque ao aproximar-se a ponta de prova, que está a um potencial zero, de um ponto com potencial muito elevado, ao chegar-se a uma certa distância, fatalmente haverá ruptura com a formação de arco (faísca). Este arco poderá ser a causa de várias consequências desagradáveis, sendo a primeira delas o susto do técnico, que poderá mover-se bruscamente derrubando equipamento valioso, ou, pior, ser alvo de gozação dos outros.

Não se esqueça de desligar a fonte, após ter feito a medição, é claro, antes de desconectar a ponta ➔

RELÉS

A MAIS COMPLETA LINHA



Relés tipo plug-in, industriais, para circuito impresso, de perfil extra-chato, reed, para todas as aplicações e com até 6 contatos reversíveis. Relés de tempo, termostáticos, pulsadores, foto-elétricos, controles de nível e chama. Solenóides e capacitores variáveis.

METALTEX

Av. Dr. Cardoso de Mello, 699 - 04548 - São Paulo - SP
Telefones: 61-2714, 240-2120, 241-7993 e 241-8016

de prova, pois a retirada da ponta também causará arco.

Certa vez, ao medir a A. V. de um sistema que incluía uma teletipo, acidentalmente deixei escapar a ponta de prova, o que provocou faiscamento. Os transientes resultantes, entrando pelos circuitos adentro, fizeram com que o teletipo disparasse, imprimindo alguns "palavras", para espanto geral do usuário do aparelho, que estava por perto e não fazia menor idéia de porque a teletipo estava "funcionando sozinha".

6º) Esta é a última. Nunca tente medir A. V. sem equipamento apropriado. Por "equipamento apropriado" entenda-se, no mínimo, um bom multímetro munido de uma ponta de prova adequada.

Alguns multímetros possuem uma escala para voltagem relativamente alta. Eu possuo um com escala de 5 kV, sem que seja necessário o uso de ponta de prova especial, mas que tem um borne exclusivo. Já que a ponta de prova é a normal do aparelho, sempre me cerco de inusitadas precauções ao usar essa faixa, pois não confio muito na isolamento dos fios.

Há um outro multímetro, Sanwa (que por sinal sumiu da praça), que traz um adaptador para estender a

escala de 1 kV para 25 kV. O adaptador nada mais é do que um resistor especial encerrado em um invólucro especial, adaptável à extremidade da ponta de prova. Se quiserem, podem calcular o valor desse resistor, como exercício.

ERRATA

Perdoem-me os leitores, mas devo cumprir uma incômoda tarefa: a de corrigir um lapso cometido na segunda parte de meu artigo anterior intitulado "Técnicas de Manutenção na Eletrônica" e publicado no número de janeiro deste ano (antes tarde do que nunca).

O lapso não foi meu, foi da revista; mas, como "errar é humano e perdoar é divino", vou assumir o papel divino, perdoar, e também apresentar aqui a devida correção.

O que aconteceu foi que, à pag. 51 do n.º 23 da revista, o parágrafo 5.4 saiu truncado, e estão faltando os parágrafos 5.5 e 5.6, que foram parcialmente misturados ao 5.4, resultando tudo em uma "salada" completa. Peço, portanto, a paciência dos leitores para "encaixarem" no artigo o texto correto reproduzido a seguir. Façam o seguinte: anulem, ignorem, o parágrafo 5.4 até a sexta linha antes do fim da coluna, onde diz "me-

dante substituição direta". No lugar disto encaixem o que vem a seguir.

5.4 — Medições. De voltagem, corrente e resistência. Este é o modo mais trabalhoso e difícil de ser usado para localizar o estágio defeituoso (é normalmente usado para localização do **componente** defeituoso), pois, além de se ter de provar maior número de pontos no circuito, é necessário dispor de uma tabela, ou indicações no esquema, das quantidades corretas a serem medidas. Além disso, exige normalmente análise mais aprofundada do circuito. Note-se que a palavra "resistência" aqui indica propriedade física, e não o componente chamado **resistor**. Pode-se medir resistência de capacitores, indutores, semicondutores, condutores, etc, além, é claro, dos próprios resistores.

5.5 — Troca de partes encaixáveis. Muitos aparelhos possuem partes encaixáveis, principalmente placas de circuito impresso, e, nesse caso, este é o processo mais rápido e mais fácil de se localizar o estágio defeituoso, mas é também o mais dispendioso, pois exige que haja disponibilidade das partes sobressalentes para serem trocadas. Para certos equipamentos, este é o único processo prático da manutenção.

5.6 — Tentativa e erro. Apesar de não ser recomendado, pois é o processo que mais causa desperdício de tempo e frustração, este é, talvez, o mais frequentemente usado. Muitas vezes o técnico acredita que perderia muito tempo em familiarizar-se com o aparelho e aprender como funciona, e acaba por perder mais tempo ainda tentando consertá-lo mediante o expediente de "suspeitar" de certos componentes, sem nenhuma dose razoável de argumentos para isto, e trocá-los, apenas para descobrir que não era aquele o responsável pela falha, e continuar o processo até acertar, geralmente por acaso.

É certo que este processo muitas vezes tem de ser usado, mas em conjunto com outros, e de forma racional. Isto é, quando já se tem uma idéia bastante razoável da região do circuito onde é mais provável estar o defeito e os componentes suspeitos devem ser testados mediante substituição direta, deve-se fazê-lo sem hesitação.

Da linha que diz "estes são os processos..." em diante está correto. Grato pela atenção e acompanhe na próxima edição a segunda parte do artigo sobre medição de Alta Voltagem.

TABELA DO MÊS

O sistema hexadecimal

Este é um sistema de numeração que emprega os algarismos de 0 a 9 e as letras de A a F, para montar os números. As letras correspondem aos decimais de 10 a 15.

Exatamente como acontece nos sistemas decimal e binário, o valor de um número hexadecimal é dado pela soma dos valores de posição dos componentes do número. Os valores de posição são baseados em potências de 16, já que o sistema é hexadecimal.

Assim, o primeiro componente à direita de um número hexadecimal tem o valor de posição de 16^0 ; seu companheiro, logo à esquerda, tem o valor de 16^1 ; o outro ainda, de 16^2 , e assim por diante. Veja, por exemplo, o número hexadecimal 4F3:

$$\begin{array}{rclclcl}
 & 4 & & F & & 3 \\
 = (4 \times 16^2) & + & (15 \times 16^1) & + & (3 \times 16^0) \\
 = (4 \times 256) & + & (15 \times 16) & + & (3 \times 1) \\
 = 1024 & + & 240 & + & 3 \\
 = 1267 & & & &
 \end{array}$$

Desse modo, 4F3, em hexadecimal, é a mesma coisa que 1267, em decimal.

Na tabela representamos os números hexadecimais equivalentes aos números decimais de 0 a 100.

DECIMAL	HEXADECIMAL				
0	0	33	21	67	43
1	1	34	22	68	44
2	2	35	23	69	45
3	3	36	24	70	46
4	4	37	25		
5	5	38	26	71	47
6	6	39	27	72	48
7	7	40	28	73	49
8	8			74	4A
9	9	41	29	75	4B
10	A	42	2A	76	4C
		43	2B	77	4D
11	B	44	2C	78	4E
12	C	45	2D	79	4F
13	D	46	2E	80	50
14	E	47	2F		
15	F	48	30	81	51
16	10	49	31	82	52
17	11	50	32	83	53
18	12			84	54
19	13	51	33	85	55
20	14	52	34	86	56
		53	35	87	57
21	15	54	36	88	58
22	16	55	37	89	59
23	17	56	38	90	5A
24	18	57	39		
25	19	58	3A	91	5B
26	1A	59	3B	92	5C
27	1B	60	3C	93	5D
28	1C			94	5E
29	1D	61	3D	95	5F
30	1E	62	3E	96	60
		63	3F	97	61
31	1F	64	40	98	62
32	20	65	41	99	63
		66	42	100	64

Sugestões e circuitos simples enviados pelos leitores

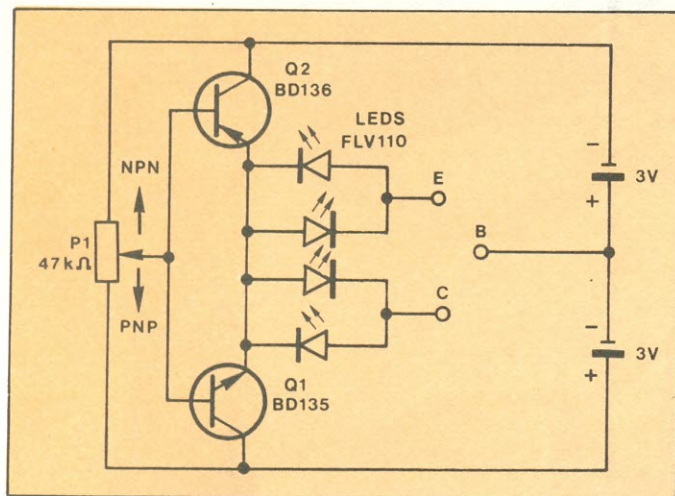
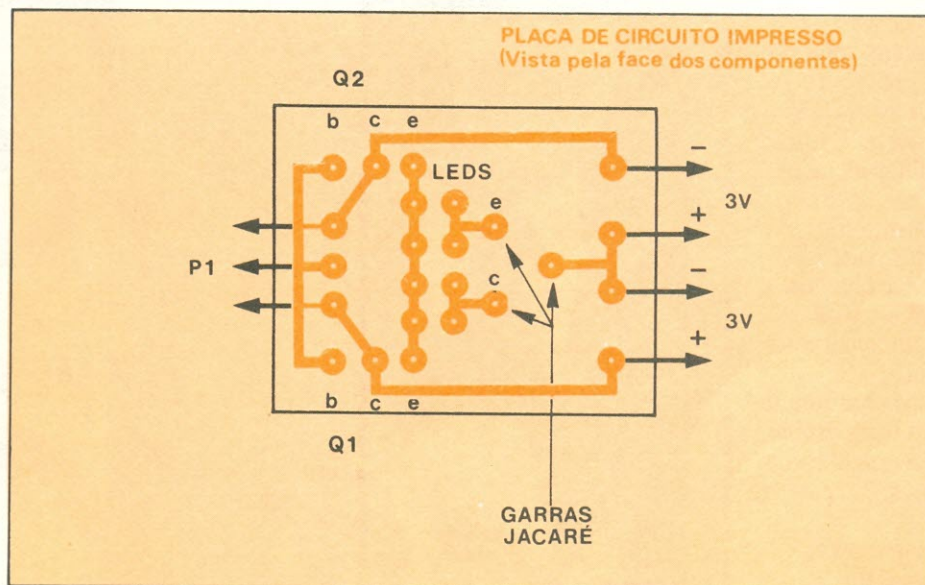
A cidade de Ribeirão Preto, em São Paulo, contribui mais uma vez, agora através do leitor Roberto Luiz M. Nogueira

“Aproveitando esta seção, dirijo-me a Nova Eletrônica para sugerir a publicação de um circuito simples: um testador de transistores barato, que verifica as junções dos semicondutores. Sua vantagem é um controle de corrente B-E e B-C, sem chaves, o que facilita sua montagem e o torna bem compacto.

Transistores NPN — Girando o potenciômetro para a direita, acenderão os dois LEDs externos; girando para a esquerda, nenhum LED pode acender, resultando assim o transistor em bom estado.

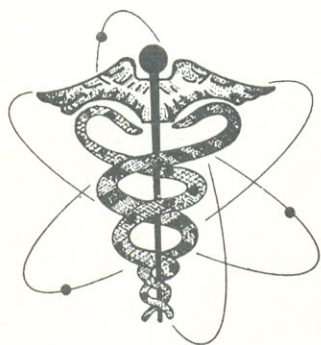
Transistores PNP — Girando o potenciômetro para a esquerda, acenderão os dois LEDs internos; girando para a direita, nenhum LED pode acender, resultando assim o transistor em bom estado.

Se um só LED acender, ou nenhum, indicará a junção aberta, não podendo também acender os dois LEDs em ambas as posições de cada caso. Testa também diodos, LEDs e SCRs”.



Relação de componentes

Q1 - BD 135 (NPN)
Q2 - BD 136 (PNP)
P1 - potenciômetro 50 kΩ ou 47kΩ
LEDs - FLV 110 - 20 ou 50 mA
Baterias
Garras Jacaré



ELETROMEDICINA, um fascinante campo de trabalho

Apollon Fanzeres

Continua a série Eletromedicina, trazendo mais uma série de informações e conselhos aos técnicos interessados.

3

Em nossos artigos anteriores (NE n.º 24 e n.º 27), abordamos alguns aspectos da fisiologia da célula, aparelhos de corrente galvânica e falamos sobre um aparelho de correntes eletromédicas, de fabricação comercial, denominado **Neuroton**.

Aliás, a propósito do Neuroton, um fato curioso acontece. O INPS, que é uma entidade governamental, especifica, no seu relacionamento com hospitais e clínicas que fazem aplicações fisiátricas de eletromedicina, que o pagamento de "correntes de neuroton" valem 15 unidades (uma forma monetária de pagamento), ao passo que a aplicação de correntes elétricas, em tudo e por tudo similares às produzidas pelo aparelho comercial Neuroton, só vale 2 ou 3 unidades; isto porque, sendo a marca "Neuroton" patenteada, outros fabricantes podem produzir o perfil elétrico, mas não podem usar o nome.

Isso ocorre, provavelmente, pelo fato dos especificadores do INPS

estarem familiarizados com uma determinada marca e assim julgam que a corrente retangular ascendente/descendente é específica daquele nome ou marca. O certo seria especificar "corrente homofarádica", "corrente exponencial", "corrente senoidal", etc., e não uma marca, o que leva a um privilégio discutível, de certas marcas, em detrimento de outras.

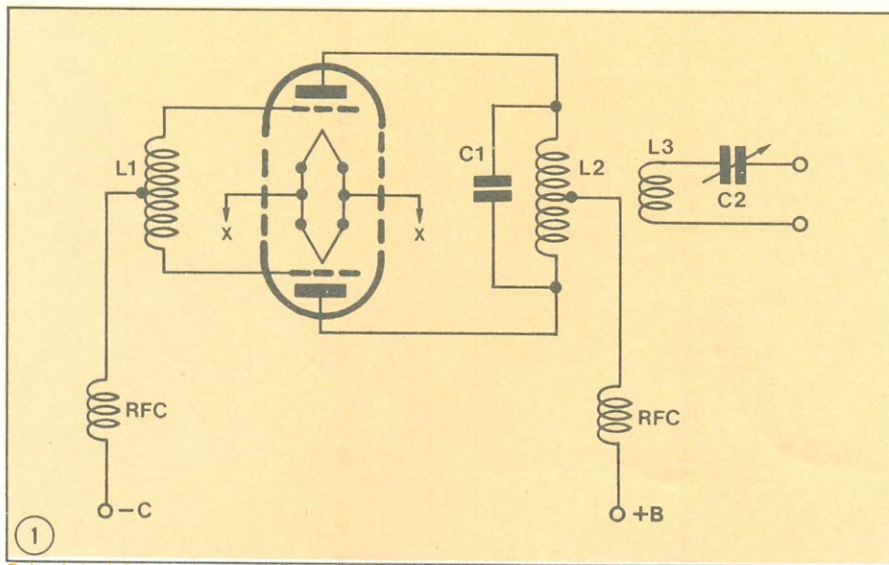
Mas isto acontece justamente porque falta a presença do técnico, junto aos médicos. Houvesse maior entrosamento, e sem dúvida uma especificação dessas não seria posta em "letra de forma". Citamos esses fatos para que nossos leitores técnicos de grau médio verifiquem como é importante ser **ético** no exercício da atividade de eletromedicina.

A diatermia por ondas curtas

Um outro aparelho de muita utilização em clínicas e hospitais é o de diatermia por ondas curtas. Trata-se, basicamente, de um transmissor,

quase sempre operando na faixa dos 26 MHz, e que produz uma forte saída de radiofrequência. Essa potência de RF é aplicada ao paciente através de eletrodos, que atuam como se fossem as placas de um capacitor (ou condensador), ou então as espiras de uma bobina.

A potência de tais aparelhos oscila entre 200 e 400 W. No esquema básico da figura 1 podemos ver que se trata de um circuito auto-oscilante, no qual existe uma bobina (L3), cujos extremos vão até o paciente, sem tocá-lo, contudo; se isso ocorresse, poderia causar uma grave queimadura de RF no paciente. O capacitor variável que vemos junto à bobina L3 serve para efeito de "sintonia", ou seja, para se obter a maior transferência de energia ao paciente. Quando a energia é transferida, a região do corpo que está entre os eletrodos aquece (devido à má qualidade dielétrica do corpo humano) e produz o calor diatérmico, que tem várias propriedades fisiológicas.

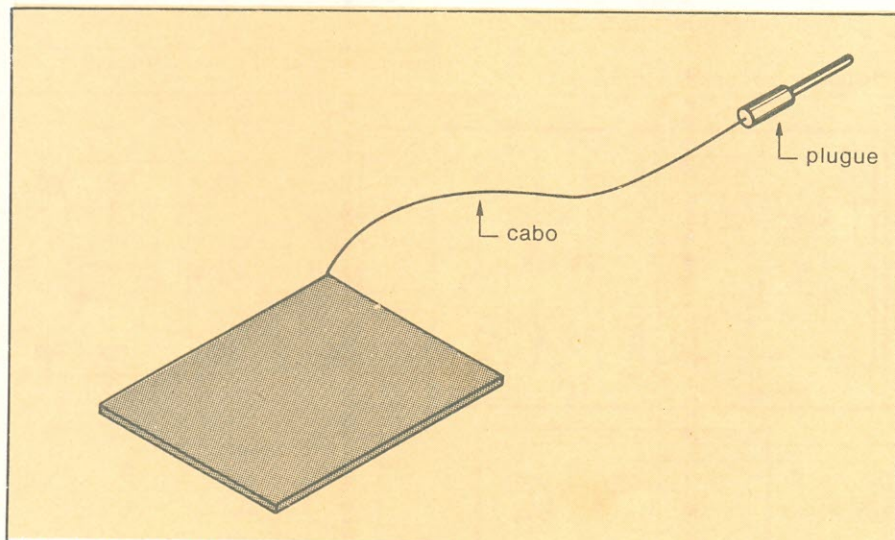


Princípio básico do aparelho de diatermia por ondas curtas.

A propósito, o termo correto para a atividade que engloba a diatermia é **fisioterapia**, e não **fisioterapia**. Dá-se aos técnicos o nome de **fisioterapeutas**, enquanto os médicos dessa especialidade são designados por **fisiatras**.

Os eletrodos, ou seja, as placas que levam a potência de RF, para ser aplicada aos pacientes, podem ser de vários tipos. Há "pads", que são placas de metal, revestidas de borra-

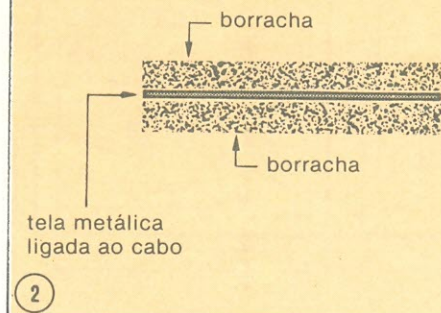
eletrodos tipo "pad" em qualquer formato, para aplicações especiais. O Dr. Waldemar Wetreich, por exemplo, desenvolveu conosco um eletrodo para coluna, motivo de comunicação científica à então Sociedade de Reumatologia. Ele era constituído por duas placas oblongas, em um mesmo invólucro de borracha e feltro, e dispostas em um ângulo apropriado a abraçar toda a coluna do paciente.



Eletrodo tipo "pad".

cha (figura 2); os eletrodos tipo Schliephake (costuma-se pronunciar "xilipaque"), que são discos de metal, encapsulados em invólucros isolantes à RF e quase sempre com a parte frontal em vidro (figura 3); há também os eletrodos especiais, para aplicações ginecológicas (figura 4) e para as axilas e o rosto (figura 5).

Na realidade, é possível fabricar

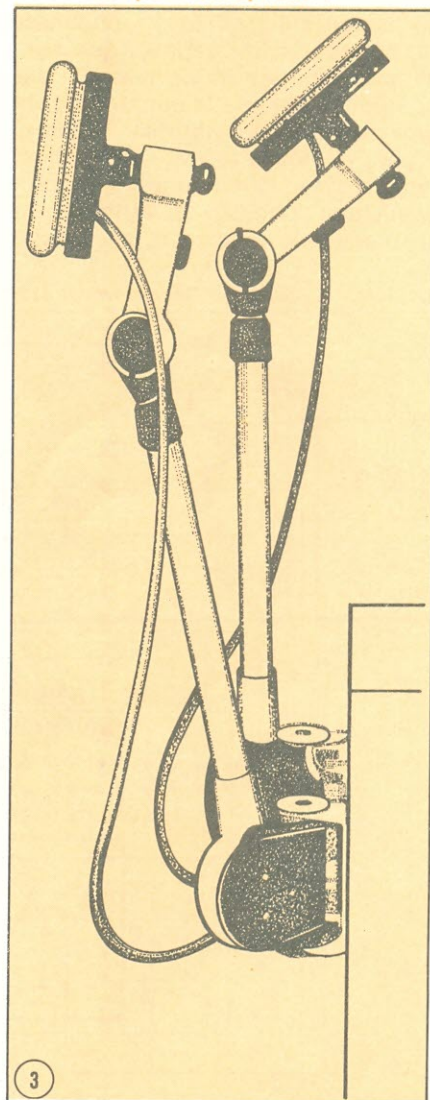


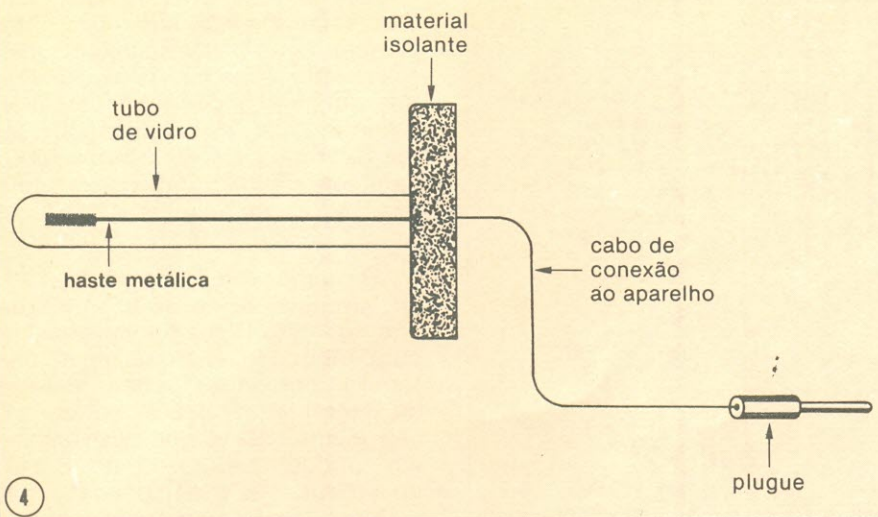
Os aparelhos de diatermia por ondas são muito utilizados em clínicas reumatológicas, fisiátricas, ortopédicas e outras. Os aparelhos, muitos já fabricados no Brasil, são sólidos, em geral, e permitem uma utilização intensa. Mais adiante, na série de artigos que pensamos fazer, daremos algumas indicações práticas, para efeito de reparação e atualização de vários desses aparelhos.

Havíamos mostrado, na figura 1, um circuito básico de aparelho de diatermia. Na figura 6 temos um circuito muito mais sofisticado de diatermia por ondas curtas. Trata-se do **Recotherm R 412/W**, de fabricação alemã (RDA), que deve existir em grande quantidade no Brasil, pois foi transacionado por café com a República Democrática Alemã e sabemos que muitos hospitais ligados a universidades os possuem.

O equipamento é bastante sofis-

Eletrodos tipo "Schliephake".





4 *Eletrodo para aplicações ginecológicas.*

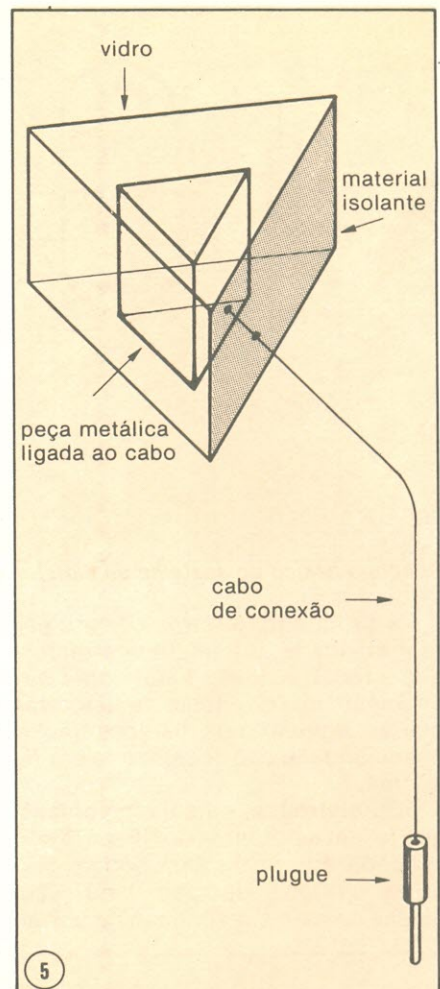
ticado. Opera na faixa de 27,12 MHz, fornecendo uma potência de saída da ordem de 500 W. O ajuste ou sintonia para transferência de energia ao paciente é efetuado manualmente, pelo capacitor variável que está na saída; porém, pode também ser operado automaticamente, com uma unidade de sintonia **Recomat** (figura 7). Dessa forma, se o paciente se mover acidentalmente, modificando sua condição dielétrica, entre as placas de aplicação, a unidade

Recomat aciona um motor, que reajusta mecanicamente o capacitor de sintonia.

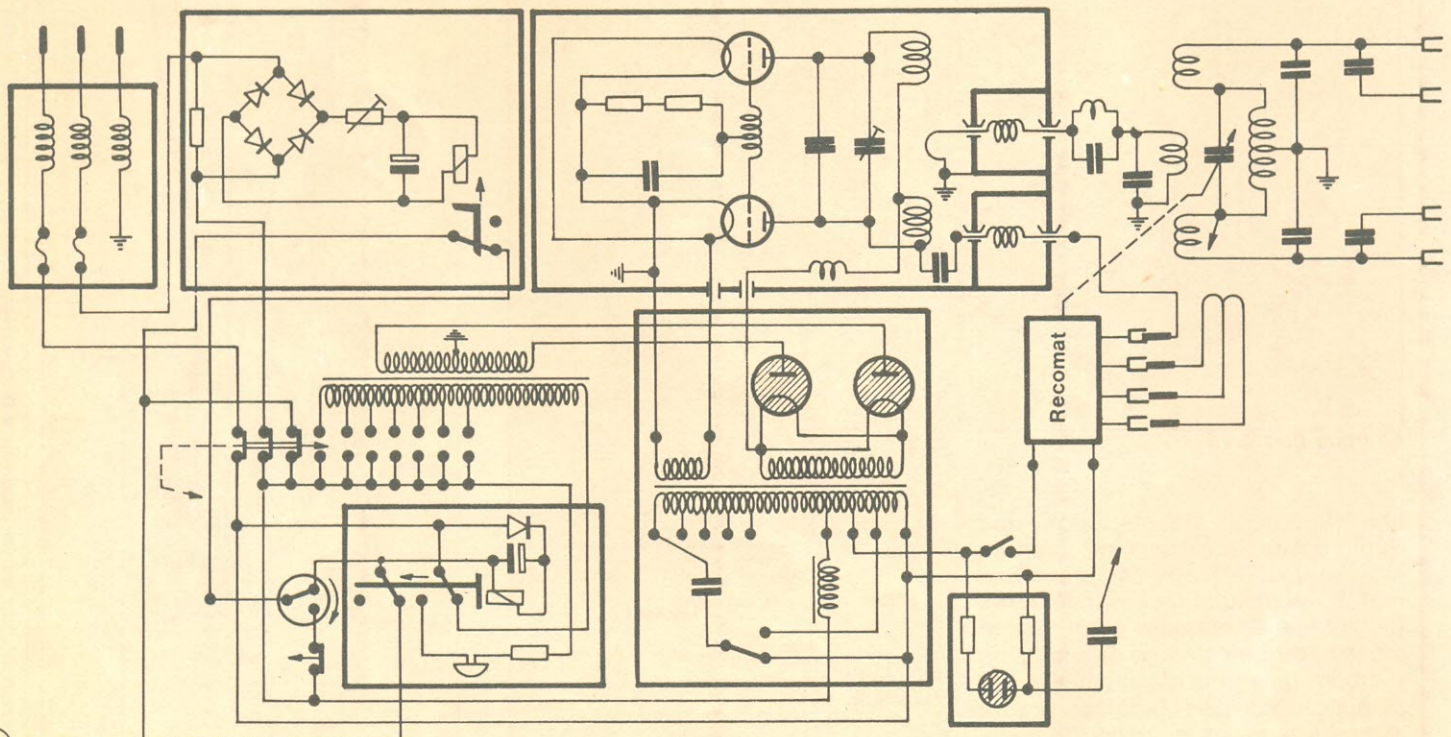
Trata-se de um aparelho muito robusto, mas devido ao fato de que nem toda as organizações que o estão utilizando possuem técnicos capacitados, vários deles estão desativados. Eis aí um bom campo de trabalho: recuperar essas unidades, pois a época não é de comprar novo, e sim de colocar "meia sola".

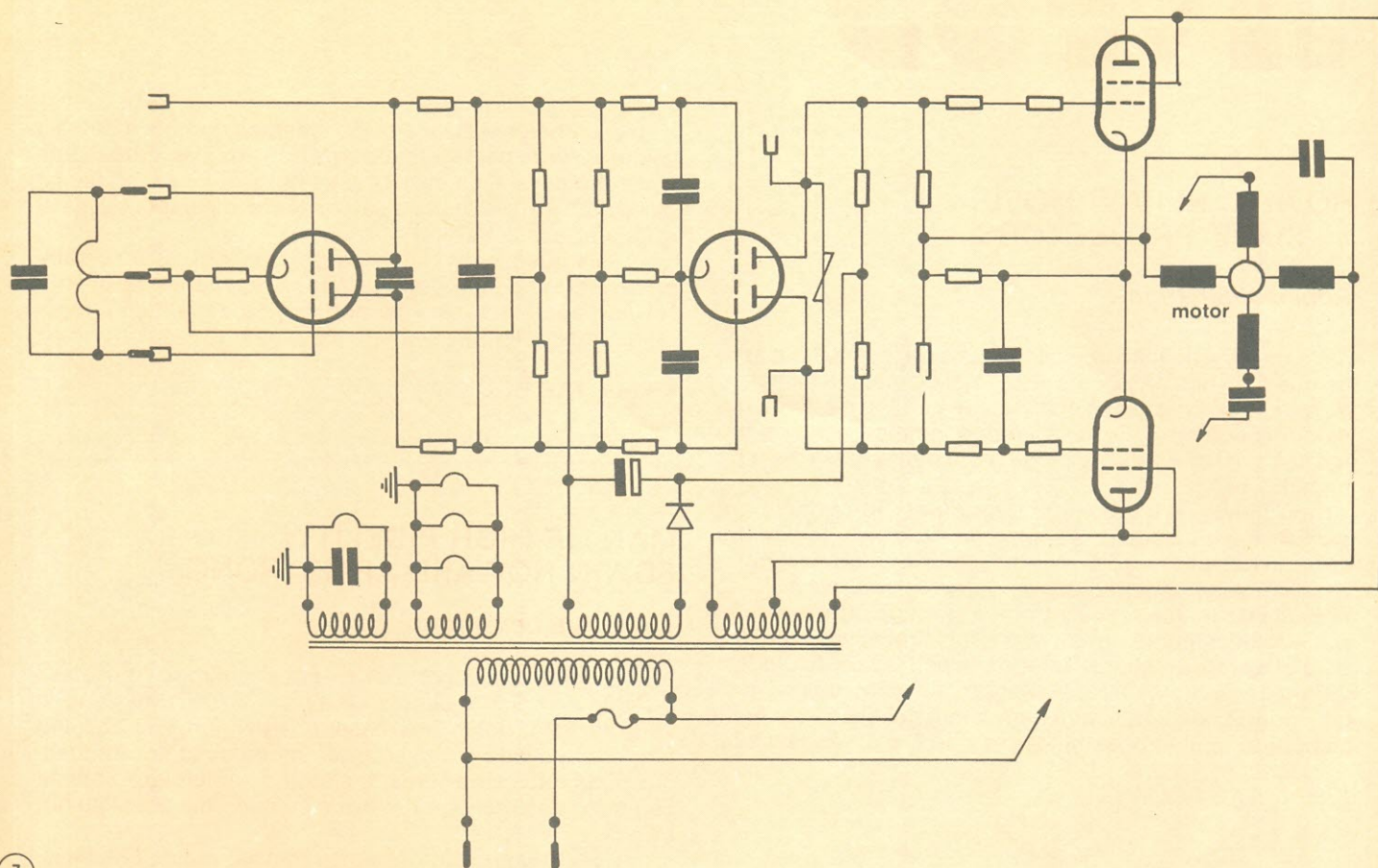
O esquema que publicamos foi

Esquema do aparelho Recotherm R 412/W de diatermia por ondas curtas.



5 *Eletrodo especial para face e axilas.*





Circuito do Sintonizador Automático Recomat, utilizado com o Recotherm R 412/W.

devido à gentileza do Departamento Comercial da Embaixada da República Democrática Alemã, a quem fizemos notar a conveniência da divulgação, a fim de que os aparelhos pudessem ser recuperados por um técnico qualificado.

Aliás, nessa troca de café por equipamento eletrônico vieram da Alemanha (RDA) toneladas de equipamentos para universidades, escolas, hospitais e clínicas. A grande maioria parece estar desativada, não porque não sejam bons equipamentos, mas por falta de técnicos capazes de efetuar as reparações, ajustes e, em casos extremos, adaptar novos tipos de válvulas, quando as originais são obsoletas ou difíceis de importar.

Há, por exemplo, por este Brasil afora, uma grande quantidade de aparelhos de diatermia por ondas curtas das fábricas americanas Burdick e Birtcher. São os que se pode chamar de confiáveis: sólidos, de operação simples, não apresentam problemas. Utilizam um tipo de válvula que agora não se encontra mais no mercado: a UXC V 11; pois a mes-

ma é substituível pela 805, sem modificações no circuito. Podem ser usados, também, outros triodos mais modernos.

O técnico tem aí um bom campo de trabalho: atualizar aparelhos que são considerados "fora de moda", apenas por serem grandes ou pintados em cores sóbrias... Em caso de dúvida, escrevam-nos, aos cuidados da redação da Nova Eletrônica ou diretamente, e procuraremos dar as indicações práticas de como recuperar tais aparelhos.

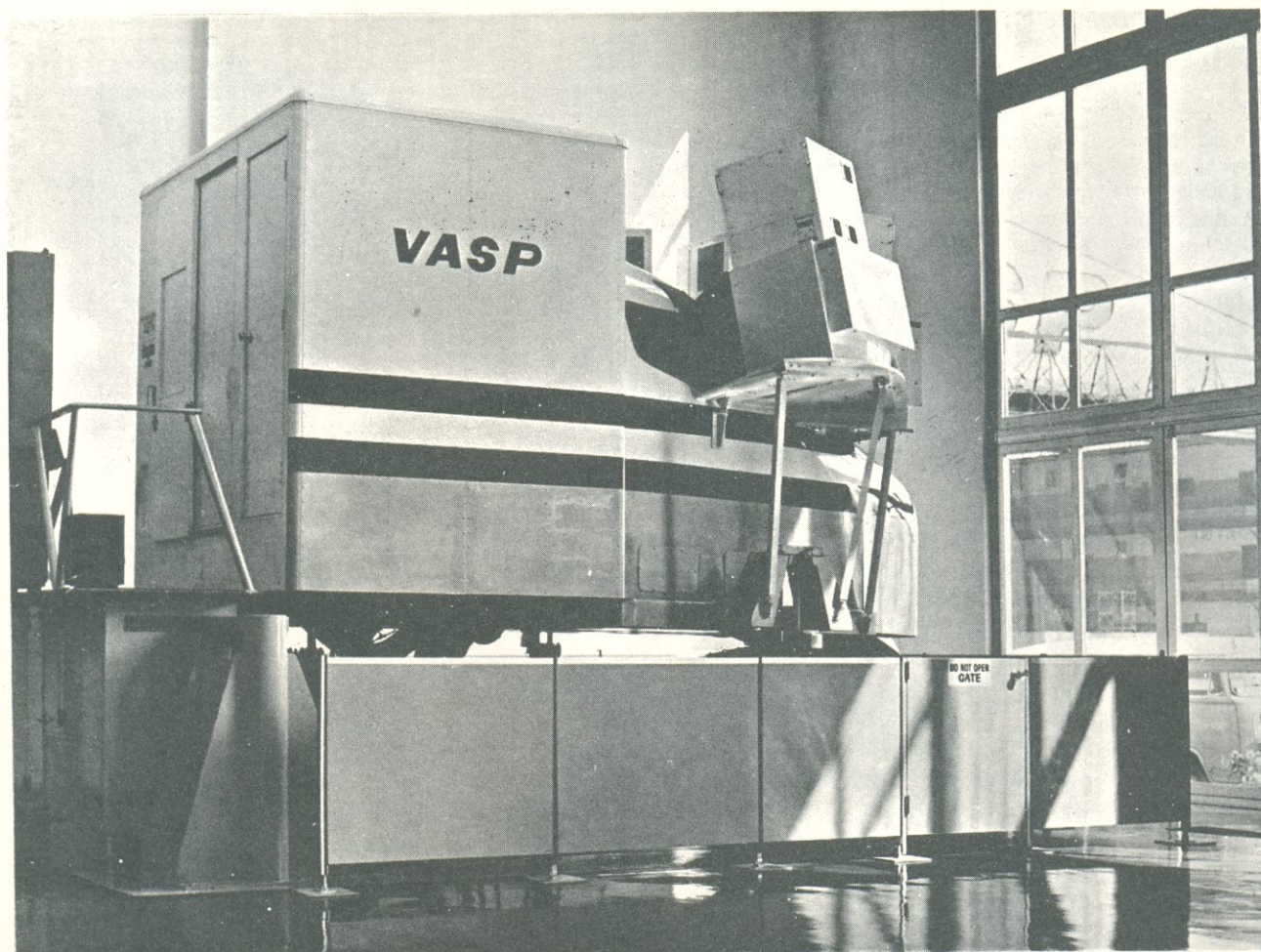
No aparelho da figura 6, as válvulas de potência são as SRS 326, de origem alemã-soviética; porém, a IVAPE, fábrica brasileira, tem soluções de equivalência.

A terminar este artigo, desejamos registrar a gratificante quantidade de cartas que leitores, médicos, sociedades científicas e outras entidades enviaram à direção da Nova Eletrônica, sobre a oportunidade dos artigos tratando da manutenção de aparelhos usados em eletromedicina.

Desejamos repetir aqui, mais uma vez, que estamos sempre à dis-

posição do técnico que deseje ingressar neste ótimo campo de trabalho. Há que ter em mente, porém, que equipamentos dessa espécie são aplicados diretamente em seres humanos e, portanto, é mister que o técnico seja uma pessoa séria, com elevado espírito ético e que não se aventure a fazer "gatilhos" e modificações que possam trazer resultados negativos, e até funestos. O técnico que se dedica à eletromedicina não pode ser um indivíduo sem escrúpulos.

Estaremos prontos a ajudar os bem intencionados e qualificados profissionalmente. Escrevam-nos e procuraremos dirimir dúvidas, conseguir esquemas, etc.



Simulador de vôo do Boeing 737

**(QUANDO OS PILOTOS VOAM
SEM SAIR DO CHÃO)**

No Aeroporto de Congonhas, em São Paulo, mais exatamente no prédio de operações da VASP, está localizada a Unidade Técnica de Simulação de Vôo, que tem sob sua responsabilidade a operação de um Simulador de Boeing 737. Nossa reportagem lá esteve, para saber como é possível voar eletronicamente.

A primeira vista, esse Simulador parece realmente com o "nariz" de um Boeing 737, que foi "serrado" do corpo do avião e colocado sobre hastes metálicas, que o levantam, abaixam e inclinam para frente, para trás e para os lados. Dá a impressão de um grande brinquedo de parque de diversões, executando suas manobras. Mas, se pensarmos sobre seus usos e vantagens, passaremos a vê-lo com outros olhos e... com mais respeito.

O Simulador de Voo é empregado no treinamento de pilotos de aviões comerciais, em diversos estágios de suas carreiras (veja o qua-

dro "A quem se destina o Simulador?). Agora, pense nos problemas que adviriam, se fossem utilizados os próprios aviões nesse treinamento. Em primeiro lugar, seria necessário reservar alguns aviões ou então retirá-los de sua operação normal, para que se pudesse fazer o treinamento dos pilotos. Esses aviões iriam consumir combustível, pneus, iriam exigir uma manutenção constante. Em segundo lugar, não é aconselhável efetuar um treinamento "ao vivo", diretamente, pois é preciso que o piloto se familiarize primeiro com o aparelho que lhe vai ser entregue e porque certos defeitos e panes seriam perigosos demais ou

impossíveis de serem encenados com o próprio avião.

O Simulador é uma alternativa econômica e segura do avião. Econômica, porque consome apenas energia elétrica; e segura, porque faz quase tudo o que faz um avião, mas sempre preso ao chão. Consegue-se, assim, um treinamento mais dirigido e mais bem aproveitado, além de pilotos mais seguros, com um maior conhecimento do avião.

Muita eletrônica é usada nesse sistema, para se conseguir todas as características da simulação, e é aí que nós entramos, com a nossa reportagem: vamos explicar, em miúdos, como funciona esse sistema.

A quem se destina o Simulador?

Todo comandante em atividade, e que já voa com o Boeing 737, deve passar pelo Simulador de Voo uma vez a cada três meses, cumprindo um período de oito horas, de cada vez.

Mas o Simulador é utilizado de forma mais intensa sempre que um comandante passa de um outro tipo de avião para o Boeing 737. Nesses casos, os pilotos devem cumprir um período de mais de 20 horas de voo simulado. Antes, porém, são submetidos a um treinamento teórico de três semanas, a respeito da operação do avião, e, em seguida, vão se familiarizar com as posições dos comandos e instrumentos da cabine do 737, por meio de um equipamento conhecido como *Cockpit Training Procedure*, ou Procedimento de Treino em Cabine. Só então é que estarão aptos a enfrentar o Simulador e, depois dele, um exame, preparado pela Diretoria de Aeronáutica Civil (DAC). Sendo aprovados nesse exame, estarão aptos a voar com o 737.

Tratamento semelhante é dado aos pilotos que são promovidos de 1º oficial (mais conhecido como co-piloto) para comandante de bordo, e também aos comandantes que se candidatam ao cargo de examinador credenciado pela DAC.

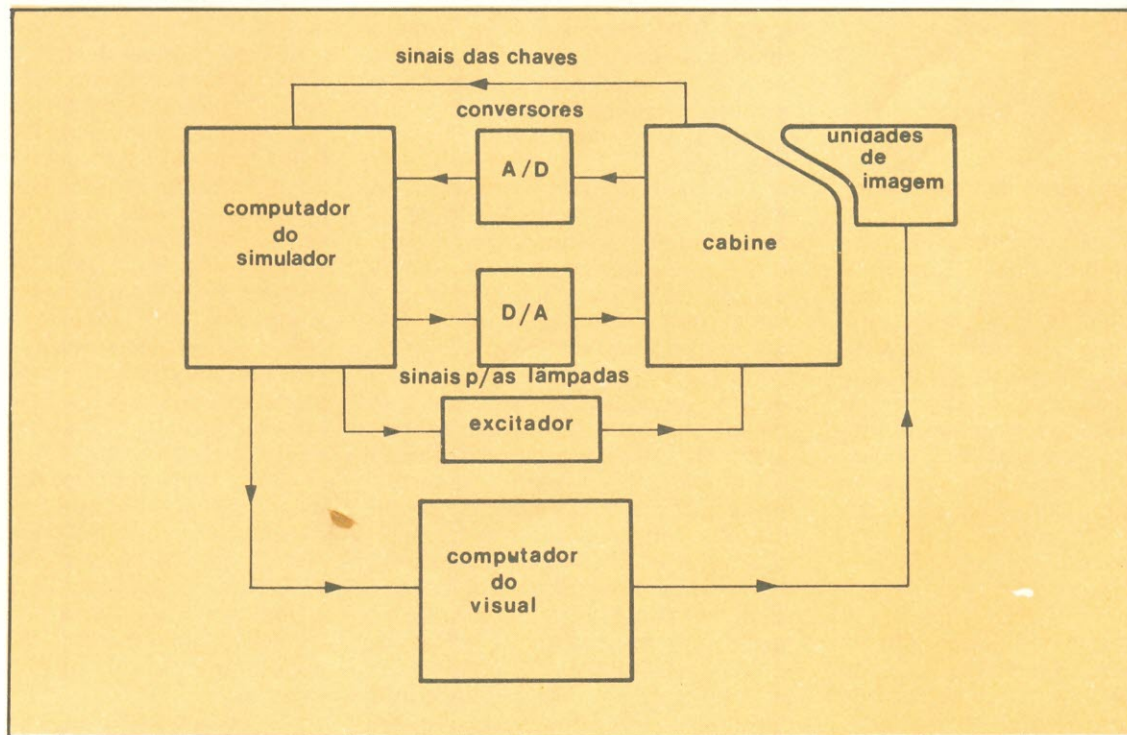


Diagrama de blocos simplificado do conjunto Simulador/Visual



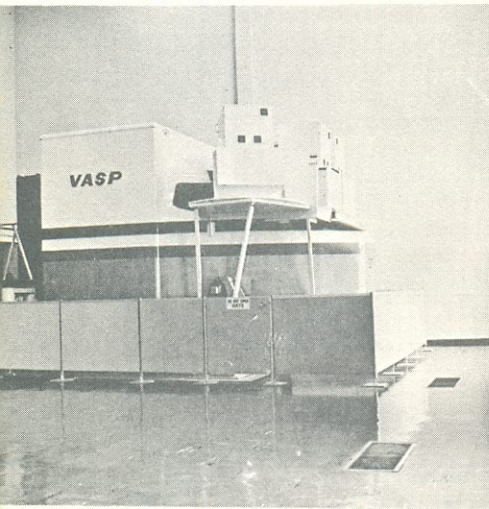
O Simulador, em linhas gerais

O conjunto instalado em Congonhas é composto por duas partes principais: o Simulador, em si, e o sistema do Visual. São dois sistemas separados, mas que se intercomunicam continuamente (o conjunto pode, contudo, operar sem o Visual, que é uma parte opcional, acrescentada para conferir maior realismo ao voo simulado).

A parte do Simulador é composta de:

*Uma cabine, que é a reprodução fiel da própria cabine do avião, com todos os seus instrumentos e comandos exatamente nas mesmas posições e com o mesmo aspecto. É realmente o "nariz" de um 737. Essa cabine simulada se movimenta de vários modos, por meio de um sistema hidráulico. Todos os seus circuitos são analógicos.

*Ligado à cabine está um computador digital, programado para fazer com que ela tenha todas as atitudes de um avião real.



Vista externa da cabine de treinamento.

*Promovendo a comunicação entre a cabine e o computador, existe um sistema que converte os sinais analógicos em digitais e os sinais digitais em analógicos. Junto a esse conversor existe um circuito de sintetização de sons, que confere um maior realismo ao treinamento, produzindo ruídos de turbinas, rodas, etc., no interior da cabine simulada.

E a parte do Visual contém:

*Um computador digital

*As unidades de imagem, onde se formam as paisagens "artificiais", de acordo com a programação do computador do Visual, orientado pelo computador do Simulador. Essas unidades são instaladas do lado de fora da cabine, de encontro às janelas da mesma.

As várias unidades do sistema

Tanto o Simulador como o Visual podem ser divididos em unidades mais simples, o que facilita a descrição do funcionamento de ambos. Vejamos que unidades são essas.

No Simulador: a. A cabine

b. O sistema de conversão

c. O computador

No Visual: a. As unidades de imagem

b. O computador

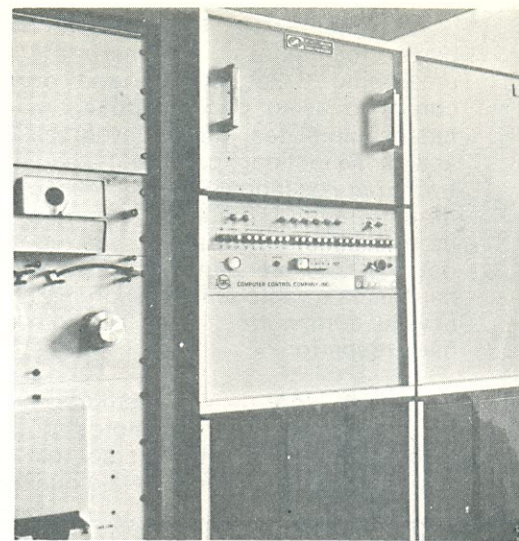
A **cabine** é a parte analógica do Simulador, já que produz e envia sinais de condição dos controles, tais como posição do manche, das rodas, intensidade de freio, etc. Além desses sinais, produz outros, já sob a forma de bits isolados, provenientes de várias chaves liga/desliga.

Os sinais analógicos são convertidos em digitais ainda dentro da cabine e são depois multiplexados, de forma a reduzir a quantidade de fios de comunicação entre a cabine e o computador.

Durante o treinamento, a "tripulação" da cabine é constituída por dois pilotos e um instrutor. O instrutor dispõe de um painel especial, onde pode selecionar os vários fatores e características do voo simulado, tais como: área do treinamento (podem ser escolhidos vários aeroportos, todos de cidades importantes do Brasil); e condições atmosféricas, ou seja, temperatura, presença de gelo, de turbulência, de nevoeiro, presença, direção e intensidade do vento. Todos esses fatores podem ser escolhidos dentro de uma ampla faixa de possibilidades, podendo o instrutor chegar a combinações que jamais seriam encontradas na natureza.

Por meio desse painel, ainda, o instrutor tem a possibilidade de simular panes ou defeitos no "avião". Assim, por exemplo, toda a sequência de ocorrência de fogo em uma das turbinas é desencadeada apenas com o apertar de um botão do painel.

Em resposta ao acionamento dessa chave, o computador fará soar o alarme de fogo, os instrumentos indicarão o aumento de temperatura e a perda de potência do motor atingido. O piloto, então, terá que tomar as providências necessárias a um caso desses, como a de descarregar os extintores de incêndio. Se o piloto agir corretamente, todos os indícios de fogo vão desaparecer. Mas, daí para a frente, como aconteceria num avião de verdade, ele terá que "voar" sem aquela turbina, sen-



Detalhe do computador do Simulador.

tindo todos os efeitos de sua ausência: o avião "puxando" para um dos lados, a necessidade de mais potência na outra turbina, etc.

Em suma, o instrutor tem plena liberdade de escolher as condições de voo.

Já que a cabine é essencialmente analógica e o computador ligado a ela é digital, houve a necessidade de se incluir um sistema intermediário, para que ambos se entendam. Tal sistema é constituído, basicamente, por dois **conversores**: um digital/analógico (D/A), para as informações no sentido computador-cabine, e um analógico/digital (A/D), para as informações em sentido contrário.

Como já dissemos, o conversor A/D está localizado no interior da cabine. Do lado de fora, próximos à cabine, estão o conversor D/A e o sintetizador de sons, que recebe sinais do computador e os converte diretamente em efeitos sonoros, que irão ser ouvidos dentro da cabine.

Faz parte ainda deste estágio um conversor que transforma sinais analógicos em sinais compatíveis com o sistema de sincros, de três fases. Os sincros são os servomecanismos responsáveis pelo acionamento de todos os instrumentos de ponteiro da cabine.

Esse conversor recebe dois sinais analógicos (níveis de tensão) e os transforma em dois sinais alternados, de 400 Hz, defasados entre si. É essa defasagem que determina a posição do ponteiro de cada instrumento, ao fazer os sincros responderem com um certo ângulo de rotação.

O **computador** do Simulador é um Honeywell, modelo DDP 124,

com um comprimento de palavra de 24 bits e 32 kbits de memória. Pertence ao início da 2ª geração de computadores, sendo todo feito com lógica DTL (Diode Transistor Logic — lógica diodo-transistor). Sua velocidade de processamento e seu consumo de energia deixam a desejar, em relação às máquinas atuais, mas presta-se muito bem ao serviço do Simulador, já que todo o processamento depende das reações de seres humanos, isto é, da ação das mãos, pés, olhos e ouvidos dos pilotos. E todos sabem que nós, humanos, em comparação com qualquer computador, somos extremamente "lerdos"

Todos os circuitos do DDP 124 são montados sob a forma de módulos, em pequenas placas de 10 x 10 cm, característica que, de acordo com o pessoal do Simulador, facilita bastante a manutenção. Sua memória é formada pelos tradicionais núcleos magnéticos, o que no caso é uma grande vantagem, considerando-se que o processo utilizado para introdução de dados na memória é a fita de papel perfurado, um sistema bastante lento. Além disso o Simulador todo é desligado à noite e, se a memória fosse do tipo semicondutor, volátil, todas as manhãs seria

preciso repassar o programa ao computador.

A memória magnética, então, retém os dados durante a noite, exigindo um repasse de programação apenas uma vez por semana. A não ser, é claro, que haja uma queda de tensão da linha durante a operação do sistema; nesse caso, é necessário introduzir novamente os dados na memória, pois a queda de força pode ter destruído, ou, pior ainda, mudado uma das instruções da programação.

O computador do Simulador não possui compilador, o que obriga que toda a programação seja feita diretamente em linguagem de máquina. Essa falha é devida aos vários fabricantes de Simuladores, que até há pouco tempo não julgavam necessário haver uma padronização única entre seus sistemas, e assim não adotaram uma linguagem de alto nível comum a todos eles. Essa característica dificulta tanto a programação em si, como a inclusão de modificações nos programas, pois como não existe padronização de linguagem de programação, a cada alteração introduzida nos aviões (por exemplo, a elevação na potência das turbinas do 737, pela Boeing, como

ocorreu certa vez), cada usuário de Simulador deve providenciar, por conta própria, a inclusão dessa alteração em seu sistema.

Nos Simuladores mais recentes, porém, tal desvantagem foi eliminada, pela utilização de uma linguagem de alto nível, o FORTRAN.

Esse computador conta com três periféricos: uma máquina de escrever elétrica, da IBM, modificada para se adaptar ao computador; um perfurador de fita; e um leitor de fita perfurada.

O Visual, como o Simulador, também é constituído por uma parte analógica (as unidades de imagem) e uma digital (o computador).

As unidades de imagem ficam instaladas, como já dissemos, do lado de fora da cabine, de encontro às janelas. Elas podem ser subdivididas em dois estágios distintos: o da ótica e o da eletrônica.

A metade ótica é composta de lentes, espelhos e semi-espelhos (placas de vidro que permitem a passagem da luz num sentido e a reflexão, no outro).

A metade eletrônica contém um conversor D/A, amplificadores operacionais, e tubos de imagem, semelhantes aos de TV. Tais cinescópios →

Microtest Mod. 80

Patente internacional — Sensibilidade 20.000 ohms/volt
O menor e mais leve analisador do mundo!!!
(90 x 70 x 18 — somente 120 g) com a maior amplitude de escala (90 mm)
Sem reostato de ajuste e sem comutador rotativo!
Regulagem eletrônica a ZERO ohm!
Alta precisão: 2% em CC e CA.

8 CAMPOS DE MEDIDAS E 40 MEDIÇÕES!!!

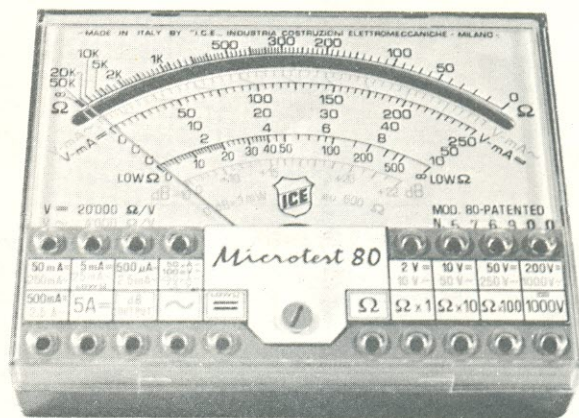
VOLT CC	: 6 medições:	100 mV — 2V — 10V — 50V — 200 V (20kV)
VOLT CA	: 5 "	1,5 V — 10 V — 50 V — 250 V — 1000 V — (4kV)
AMP. CC	: 6 "	50 uA — 500 uA — 5 mA — 50 mA — 500 mA — 5 A
AMP. CA	: 5 "	250 uA — 2,5 mA — 250 mA — 2,5 A
OHM	: 4 "	Low — x1 — x10 — x100 (de 1 até 5 Mega)
VOLT-SAÍDA	: 5 "	1,5 V — 10 V — 50 V — 250 V — 1000 V
DECIBEL	: 5 "	+ 6 dB — + 22 dB — + 36 dB — + 62 dB
CAPACID.	: 4 "	25 uF — 250 uF — 2500 uF — 25.000 uF

Instrumento a núcleo magnético com suspensão antichoque e antivibrações, com blindagens contra os campos magnéticos externos, com escalas a espelho. ■ Montagem de todos os componentes sobre circuito estampado reclinável e completamente extraível sem precisar efetuar dessoldaduras para uma eventual (facilíssima) substituição de qualquer componente ■ Resistências a camadas metálicas com fio de manganina de altíssima estabilidade com a precisão de 0,5%!!! ■ O instrumento é protegido contra sobrecargas até 1000 vezes superiores à sua medição. ■ Fusível de proteção a fio substituível, para as baixas medições ohmmétricas. ■ PILHA de MERCÚRIO de 1,35 volt com duração de até 3 anos com uso normal. ■ MICROTEST mod. 80 é construído em partes intercambiáveis para uma fácil e econômica substituição de qualquer componente. ■ Acompanha manual de instruções com GUIA para cada proprietário consertar o instrumento no caso de defeitos acidentais. ■ A este Microtester podemos acoplar vários acessórios descritos anteriormente.

Preços especiais para Revendedores
Peçam folhetos ilustrados
com todos os instrumentos fabricados pela

"I.C.E." — INDÚSTRIA CISTRUZIINI ELETTROMECCANICHE
MILÃO (Itália)

Fantástico!!!



O Pequeno Gigante!!!

Distribuidor exclusivo:

COMERCIAL IMPORTADORA ALP LTDA.

Alameda Jaú, 1.528 — 4.º andar — Cj. 42
Fone: 881-0058 — CEP 01420 — SÃO PAULO — SP

Anatomia das Imagens

As paisagens que os pilotos veem, pelas janelas da cabine simulada, são sempre noturnas, com os contornos e silhuetas dos prédios e acidentes geográficos em tons de cinza, e com pontos luminosos, em quatro cores, representando as luzes da cidade e do aeroporto. Como se formam essas imagens? Não é por montagem fotográfica, como se poderia pensar a princípio.

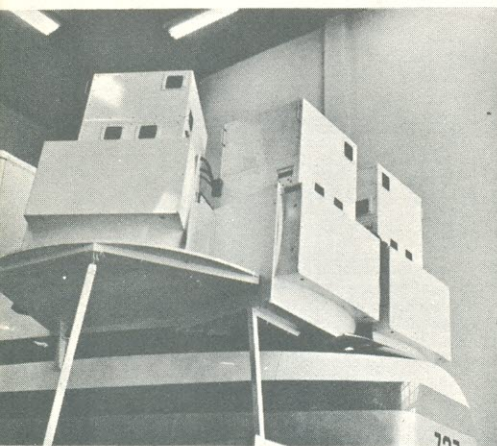
Na verdade, todas as imagens são montadas pelo computador do Visual, através do compilador citado no texto, o *Environment Assembler*. A grande vantagem, aí, está no simples fato de que é bem mais simples, para o Visual, variar constantemente a imagem nas telas, de acordo com as informações que lhe envia o computador do Simulador, sobre a situação de voo.

O ponto de partida, ao se montar uma cidade para o Visual, é sempre o mapa geográfico dessa cidade, um mapa que mostre construções, acidentes geográficos e, o mais importante, o aeroporto. Calcula-se, então, a localização de cada lâmpada, determinando para cada ponto uma distância em dois eixos cartesianos, distância que depois é fornecida ao computador, juntamente com as dos outros pontos, numa determinada sequência. Com a informação de posicionamento, vão também dados sobre o tipo de lâmpada (incandescente, vapor de mercúrio, forte, fraca) e também sobre cor e altura de cada uma. Esse processo é aplicado a cada grupo de lâmpadas, em ruas, morros, torres, edifícios e na pista do aeroporto.

Como a paisagem é noturna, tudo o mais, excetuando-se as lâmpadas, é feito em tons de cinza. O resultado final dá uma impressão muito real de uma vista noturna de cidade.

Com esses dados todos, o computador constrói uma imagem única, contínua, como se fosse uma espécie de "cinerama", abrangendo toda a faixa de visão dos pilotos, dentro da cabine. Mas, como a cabine do 737 possui quatro janelas separadas (duas maiores, em frente aos pilotos, e duas menores, acima e à frente de suas cabeças), essa imagem é repartida em quatro pedaços, por um sistema anexo ao computador, chamado "Múltiplo Campo de Visão". Cada pedaço é remetido a uma tela separada, montada defronte a janela correspondente. Antes de chegar às telas, os dados digitais são convertidos em sinais analógicos, compatíveis com os cinescópios de imagem.

Todas as informações retiradas do mapa, a partir de medidas no sistema métrico decimal, são entregues ao computador sob formato decimal, mesmo. Em breve, será adicionado ao Visual um sistema de cartões perfurados, para substituir a programação em fita magnética. Essa medida visa facilitar, e muito, o trabalho de pequenas alterações na paisagem, sempre que houver alguma mudança na mesma (a construção de um novo edifício, nas proximidades do aeroporto, por exemplo, vai exigir a inclusão de mais uma lâmpada vermelha, no topo desse edifício). Os cartões, nesse ponto, apresentam uma grande vantagem sobre a fita magnética, pois não exigem que se refaça toda ou quase toda a programação, a cada pequena alteração, como vem acontecendo atualmente. Basta substituir alguns cartões, e pronto.



Detalhe da metade analógica do Visual, instalada de frente para as janelas da cabine.

é que apresentam as paisagens "artificiais" aos pilotos, por meio de quatro camadas de fósforo de cores diferentes depositadas em suas telas, e apenas um canhão eletrônico. A seleção de cores é efetuada pela aceleração dos elétrons que se chocam contra a tela, isto é, dependendo do impulso, eles penetrarão mais ou menos profundamente nessas camadas, produzindo pontos verdes, amarelos, vermelhos e laranja.

A unidade analógica é, enfim, em tudo parecida com uma TV preto-e-branco normal, exceto pelas camadas de fósforo na tela e pelos níveis de alta tensão, que no Visual aparecem em "degraus" e não de forma contínua.

A parte digital do Visual é constituída de um computador Varian modelo 73. Bem mais recente que o

computador do Simulador, foi construído com lógica TTL, sendo mais rápido, possuindo instruções mais complexas e em maior número. Por outro lado, utiliza, além da memória volátil, semicondutora, uma memória de núcleos magnéticos. Tem uma capacidade de 32 kbits e comprimento de palavra de 16 bits.

Como periférico, este computador emprega uma *Teletype* modificada, que perfura e lê fitas de papel em oito canais. Porém, a programação propriamente dita é feita em cartuchos de fita magnética.

O sistema como um todo

Bem, agora que temos o conjunto mais ou menos montado, mentalmente, vamos ver como essas partes todas interagem, fazendo os pi-

lotos esquecerem que estão num Simulador.

Como era de se esperar, existe uma conexão entre o Simulador e o Visual para que trabalhem em harmonia. Assim, o computador do Simulador pode enviar ao do Visual os dados que tem armazenados, constituídos por sinais de altitude, posição geográfica, atitude (inclinação lateral e longitudinal do avião), faróis ligados ou desligados, velocidade, rumo magnético e outros, a fim de que as imagens defronte à cabine correspondam à situação do "vôo", em cada momento.

O Simulador, inclusive, envia informações sobre a cidade que está sendo sobrevoada ao Visual, para que este procure em sua fita magnética os dados sobre tal cidade e vá apresentá-la nas telas.

Cada cidade tem sua letra de chamada (por enquanto, o Simulador de 737 da VASP só apresenta aeroportos nacionais), que depois é codificada em números e entregue aos dois computadores. O computador do Simulador, quando se requisita determinada cidade, procura pelo número dessa cidade em sua memória, fornecendo a localização, a

frequência e a potência das estações de rádio correspondentes, além da altitude das antenas das mesmas. Os dados sobre a cidade escolhida são enviados ao Visual, para que desenvolva a pista do aeroporto e a paisagem, e apresente tudo nas telas.

Essas informações sobre pista e paisagem não estão guardadas na memória do computador do Visual, e sim na fita magnética. Essa fita será "vasculhada" pelo computador, até que seja encontrada a cidade selecionada. Ai então, é que a memória irá receber os dados necessários. Em outras palavras, o computador do Visual, ao contrário do computador do Simulador, retém apenas uma cidade por vez em sua memória, exatamente aquela escolhida para o treinamento.

A programação das cidades é feita através de um compilador especial, chamado *Environment Assembler* (ou montador de ambientes), projetado especialmente para esse fim (veja o quadro "Anatomia das Imagens", para saber como as paisagens são montadas e apresentadas).

Junto à cabine simulada, existe um aparelho de grande importância no

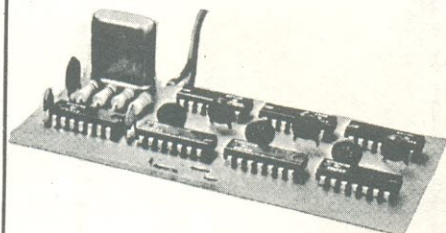
Simulador, que ajuda a verificar o desempenho dos pilotos durante os "vôos". É um registrador gráfico, encarregado de traçar a "rota" seguida pelo "avião", em cada sessão de treinamento. Antes do início da sessão, o computador faz com que esse registrador desenhe no papel a localização das estações de rádio e rádio-posicionamento referentes à cidade escolhida. Depois, durante o treinamento, é desenhado o percurso que estaria sendo feito por um avião real.

Desse modo, ao examinar esse gráfico, após a sessão de treinamento, é possível constatar vários fatos importantes, como as cidades e aeroportos de origem e destino, as curvas efetuadas (se muito abertas, muito fechadas ou corretas), tipo de aproximação ao aeroporto (se foi feito com segurança ou não).

Como dissemos no início da reportagem, a cabine simula vários movimentos do avião real, para conferir um maior realismo ao treinamento. Todos os movimentos são efetuados por meio de atuadores hidráulicos, controlados pelo computador do Simulador. Assim, digamos, quando o avião decola, ele se inclina no sentido longitudinal, de ➡

Frequências de "clock" à vontade

É o que oferece o oscilador TTL padrão. As frequências fornecidas cobrem a faixa de 1 H a 1 MHz, em variação discreta. Sua precisão, que é de 0,01%, é garantida por um oscilador a cristal. Na saída, você pode contar com uma forma de onda quadrada, simétrica e compatível com os níveis TTL.



KITS NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

A VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

**KITS NOVA ELETRÔNICA
E COMPONENTES BEM AO
ALCANCE DOS
PERNAMBUCANOS**

BARTÔ
ELETRÔNICA

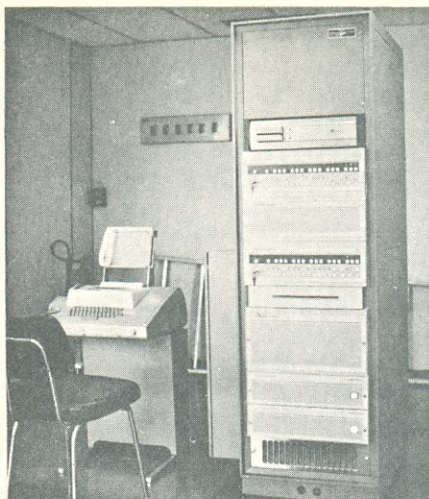
RUA DA CONCORDIA, 312
TEL. 224-3699 - 224-3580
RECIFE

**DISQUE
QUE ELA
ATENDE!**

**FILCRES
COM NOVO
TELEFONE**

**223-7388
(TRONCO)**

ATENÇÃO



Detalhe do computador do Visual, junto à Teletype.

modo que a frente fica mais alta que a traseira. A cabine, então, deve reproduzir tal movimento, para que o piloto tenha a sensação de que está realmente voando.

Além desse efeito, a cabine simula mais dois: a inclinação lateral, nas curvas, e a inércia, nas decolagens e descidas.

Em Simuladores mais modernos, existem mais três eixos de movimento, além dos três já citados: aceleração/desaceleração, derrapagem lateral e torção (ou rotação) do corpo do avião.

Para concluir...

É preciso deixar uma coisa bem clara, antes de encerrarmos nossa reportagem: o treinamento dos pilotos não fica condicionado a um programa pré-determinado em computador. Em outras palavras, o computador não impõe o tipo de treinamento ou o percurso do vôo; ele simplesmente faz com que a cabine reaja como se fosse um avião, às atitudes tomadas pelo piloto e às condições impostas pelo instrutor, em seu painel (o instrutor é que determina, por exemplo, a hora em que a turbina vai pegar fogo, ou que haverá problemas de trem de pouso, ou problemas hidráulicos, ou elétricos).

O piloto pode tanto voar bem como voar mal. O computador não emite opiniões; ele apenas responde às ações do piloto. Dessa forma, se o piloto resolver levar o "avião" para uma queda em "parafuso", o computador responderá de acordo, e na cabine tudo se passará como se realmente o "avião" tivesse entrado em "parafuso". Se o piloto conseguir sair dessa queda, tudo voltará ao normal na cabine, exatamente como num avião de verdade.

Agradecemos à VASP as informações que tornaram possível esta reportagem.

**Os Catarinenses já não tem
problemas para comprar Kits
Nova Eletrônica e componentes**

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Liberato Bitencurt Nº 1.999
Florianópolis
tel.:44-3771

Três circuitos práticos para os aficionados em áudio



Controle de Loudness

A resposta em frequência do ouvido humano não é a mesma para diferentes intensidades sonoras. Digamos que você esteja ouvindo uma transmissão de rádio que envolva sons de altas e baixas frequências, um samba de morro, por exemplo, com suas cuicas estridentes e seus

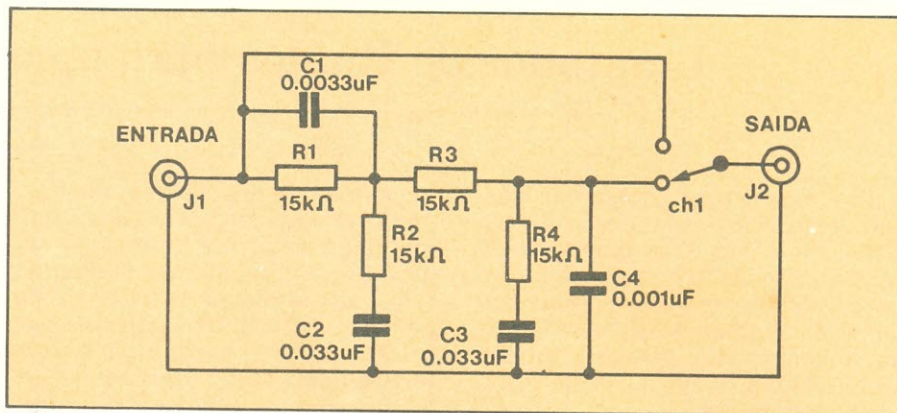
surdos possantes. Suponha que nesse momento haja uma reclamação do vizinho pedindo encarecidamente que diminua o volume pois seu filho de dois meses não consegue dormir com tanta barulheira. Você, comovido com os apelos do estimado vizinho, diminui o volume até

que não se ouça nada do seu posante aparelho de som fora dos limites do seu quarto. E assim, consciente de que não está atrapalhando ninguém, você volta a apreciar o brilhante espetáculo. Eis aí a decepção, você se esforça em ouvir o surdo, mas você não consegue ouvi-lo.

Onde está o surdo? Impossível admitir uma bateria de escola de samba sem surdo. Mas acalme-se, ele não parou de tocar. O que aconteceu é simples: para esse nível tão baixo de intensidade, seu ouvido não consegue captar as baixas frequências. Você encontra-se diante de um problema. Como conseguir uma audição plena sem arranjar brigas com o vizinho? O circuito de controle de loudness resolve a parada.

Em essência, esses circuitos produzem uma compensação para o efeito Fletcher Munsen (atenuação das baixas frequências para ondas sonoras de pequena intensidade na curva de resposta do ouvido humano), dando ao ouvinte uma sensação de preenchimento, que é conseguida realçando-se, com filtros, as baixas frequências.

A objeção que se pode fazer a um controle de loudness é de que o efeito é totalmente artificial, ou seja, o fato de amplificar em níveis diferentes as diversas faixas de frequência de um som natural, não deixa de ser uma distorção. Por isso, para níveis mais altos de intensidade, o controle de loudness deve deixar de atuar.



Muitos amplificadores modernos de alta qualidade possuem controles de loudness internos. Em outros, esses controles são chaveados manualmente e ainda existem alguns amplificadores em que são acionados todo o tempo.

No entanto, há inúmeros amplificadores antigos ou de baixo custo que não possuem esse circuito de compensação. É justamente para esses aparelhos que este circuito simples foi projetado. A fig. 1 mostra um esquema de um controle de loudness para um amplificador mo-

no — para aparelhos estéreo são necessários dois controles acoplados — que utiliza apenas componentes passivos e pode ser facilmente montado numa placa de circuito impresso.

Originalmente, o circuito deve ser colocado entre a saída do pré-amplificador e a entrada do amplificador de potência. Se o seu aparelho for uma unidade integrada, é possível acoplá-lo ao circuito de controle de volume, ligando-o em série com o terminal variável do potenciômetro. ➔

CASA STRAUCH

**TTL DIODOS LINEARES TRANSÍSTORES CIRCUITOS IMPRESSOS
KITS NOVA ELETRÔNICA**



Vitória — Espírito Santo
Av. Jerônimo Monteiro, 580 — Tel.: 223-4657

Limitador de Ruídos para aparelhos a fita

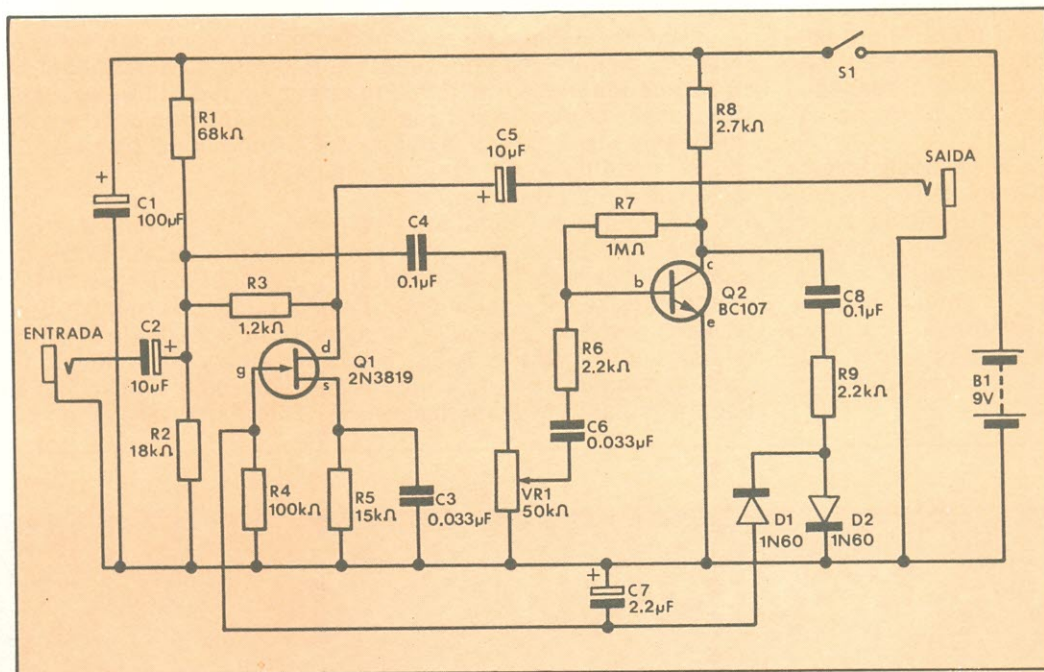
Os toca-fitas e gravadores casete, extremamente populares e baratos, oferecem duas grandes vantagens quando comparados com os aparelhos de rolo: apresentam um nível de potência de saída limitado, acionando um pequeno auto-falante interno, e um nível de ruído normalmente alto.

A primeira dessas desvantagens pode ser eliminada pela conexão de um amplificador de potência à unidade. Para combater os ruídos, porém, as dificuldades aumentam, pois o amplificador de potência realçará ainda mais esses ruídos. A intenção deste artigo é fornecer ao leitor um circuito limitador de ruídos

para ser acoplado entre a saída do toca-fitas e a entrada do amplificador de potência.

Princípio de Operação

A maior parte dos ruídos encontrados numa gravação é devida a chiados da fita, situados, normalmente, numa frequência bem alta, e



a maneira normal de reduzir o chiado é acionando o controle de tonalidade a fim de reduzir a resposta para os agudos. Isso não é desejável, já que também o sinal será atenuado se esse procedimento for usado.

Sabe-se, porém, que os níveis de intensidade dos chiados são bem menores que os níveis de intensidade das informações. Então, se possuímos um circuito que diminua a resposta para os agudos de baixa intensidade e realce a resposta para os agudos de alta intensidade, obteremos na saída um sinal mais "limpo". É isso o que faz o circuito em questão.

Descrição do circuito

O esquema do circuito é mostrado na Fig. 2. Os resistores R1 e R2 formam um divisor de tensão pela fonte, alimentando o transistor a efeito de campo TR1. Com apenas essa pequena tensão, a junção drenofonte do FET atua como um resistor. R3, juntamente com a resistência drenofonte, R5 e C3, formam um atenuador. Dessa forma, o sinal será atenuado em altas frequências pela ação de C3.

Uma parte do sinal de entrada é conduzida via C4, VR1, C6 e R6 à base de TR2, que é um amplificador emissor comum de alto ganho. O si-

nal amplificado é realimentado para a entrada do FET via C8, R9, retificador de onda completa D1 e D2, e C7. Nos níveis baixos de tensão, o sinal de realimentação não produzirá praticamente nenhum efeito, mas para tensões de entrada mais altas causará o aumento da resistência drenofonte para alguns megohms. Nesse caso os componentes C3 e R5 serão cortados e não haverá atenuação para as altas frequências; o que garante que apenas os ruídos serão afetados por esse circuito.

Pré-amplificador com três opções de entrada

O pré-amplificador aqui descrito usa dois amplificadores operacio-

nais 741 que permitem realizar uma montagem de dimensões reduzidas.

Este pré-amplificador apresenta uma banda passante compreendida

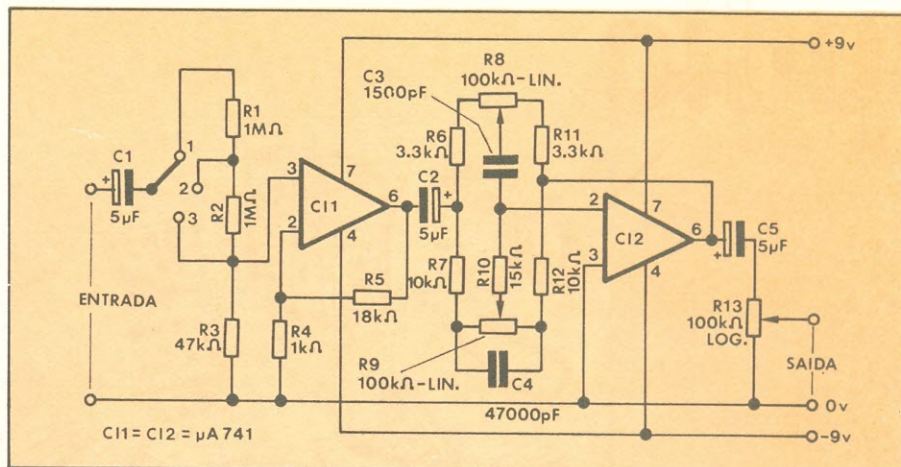
entre 20 Hz e 20.000 Hz, três opções para diferentes níveis de entrada; controle de tonalidade separado e um sinal de saída de 100 mV de amplitude.

Antes de ser aplicado ao pino 3 (entrada não inversora do operacional), o sinal de entrada vem atenuado por um divisor de tensão formado pelas resistências R1, R2 e R3. A sensibilidade do pré-amplificador com o comutador na posição 1 é de 200 mV sob uma impedância de 2 MOhm, na posição intermediária (posição 2) é de 100 mV sob 1 Mohm e na posição 3 é de 5 mV sob 47 KOhm.

O ganho do primeiro estágio depende dos valores de R4 e R5 e pode ser calculado utilizando a seguinte equação:

$$A = (R4 + R5)/R4$$

No nosso caso, o ganho é de cerca de 20 vezes. O sinal de saída desse estágio, pino 6, é aplicado, através do capacitor eletrolítico C2, à rede de controle de tonalidade, da qual faz parte o segundo integrado. O sinal de áudio é aplicado à entrada



inversora, pino 2, enquanto a entrada não inversora é ligada à terra. O conjunto R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, C3 e C4 fazem parte do atenuador do controle de tonalidade. Por R8 regula-se os níveis dos tons agudos, enquanto por R9 regula-se os níveis dos tons graves. Da curva de resposta sabe-se que a excursão máxima de ganho em db para 100 Hz vai de +9 dB a -11 dB e para tons altos, por volta de 10 kHz, a excursão máxima está compreendida entre

+ 12 dB e -20 db. O sinal de saída se apresenta no pino 6 e ainda pode ser monitorado em amplitude através de R13.

Caso você queira tornar o seu pré-amplificador mais sensível ainda, basta separar o resistor R3, de 47 KOhm, em outros dois resistores em série, 33 KOhm e 15 KOhm por exemplo, introduzindo uma outra opção de entrada, a quarta. Claro que nesse caso, a impedância de entrada diminuirá.

O Vento Eletrônico

*está na Bahia. Lá você encontra também
um grande estoque de componentes e
todos os demais Kit's Nova Eletrônica.*

TV-Peças Ltda.

**Rua Saldanha da Gama, 9 – São
Fone: 242-2033 – Salvador.**



Richard C. Heyser

PARTE II

No artigo anterior da série, Heyser discutiu as bases elementares da Teoria da Catástrofe, assim como suas possíveis aplicações a problemas de percepção do som. Agora o autor volta para expor um exemplo simples de como isto pode ser feito.

A Teoria da Catástrofe, se os leitores se recordam, é uma base matemática que serve para modelar certos padrões simples de respostas que podem ocorrer sob a influência de estímulos conflitantes. É uma

teoria geral não linear, e pode ser aplicada tanto à análise de equipamentos como ao estudo do comportamento humano.

A teoria deriva seu nome do fato de que algumas súbitas ou dramáti-

cas alterações de comportamento-respostas catastróficas — podem ser previstas através de sua aplicação. E o que torna isto atraente do ponto de vista da percepção da qualidade do som é a análise estrutura-

"A Teoria da Catástrofe é uma base matemática que serve para modelar certos padrões simples de respostas que podem ocorrer sob a influência de estímulos conflitantes. É uma teoria geral não linear, e pode ser aplicada tanto à análise de equipamentos como ao estudo do comportamento humano."

da que apresenta para equacionar problemas envolvendo a reação emocional do ouvinte.

Vamos considerar por exemplo um problema simples e direto de áudio: Como poderia ser modificada a opinião de alguém sobre a qualidade de som de um sistema de áudio sob a influência de dois fatores: a quantidade de música ao vivo já ouvida pelo ouvinte e a quantidade de música reproduzida pelo sistema em questão ouvida pelo mesmo ouvinte?

Primeiro, vamos postular um cenário que reflita apenas nossas observações sobre a natureza humana. Supostamente, o proprietário de um sistema de áudio que gostar de música vai continuar a comprar sempre novos discos e a ouvir som reproduzido. Se não houver fatores de interferência que possam revelar imperfeições na qualidade do som, não há estímulo para modificar a opinião sobre o sistema de áudio em questão. Se o ouvinte não costuma ir a concertos ao vivo, ele provavelmente estará satisfeito com a música que ouve em casa. Este ouvinte provavelmente não pensa nunca sobre o seu sistema de áudio, e estaria perfeitamente satisfeito ouvindo música de um radinho de pilha.

Vamos supor, porém, que esta pessoa vá a um concerto ao vivo. A nitidez do som ao vivo, seu alcance dinâmico, o uso total de sua frequência, tudo isso deverá realçar o prazer de sua experiência musical. E, realmente, música é isso mesmo! Se, pouco depois de sair do concerto, nosso amigo colocar um disco em seu sistema de áudio, ele provavelmente perceberá algumas imperfeições intrometendo-se em sua música. Talvez o ruído dos discos não o incomodasse antes, mas agora surge como um intruso. Fica estabelecido o primeiro nível de insatisfação.

Se nosso amigo não for mais a

nenhum outro concerto ao vivo, sua memória enfraquecerá e aos poucos as imperfeições de seu velho "hi-fi" deixarão de atrapalhar sua apreciação da música. Ele vai se lembrar que a reprodução não é perfeita, mas estará ouvindo a música através dessas imperfeições, e elas não o aborrecerão.

Se, por outro lado, nosso amigo resolver aumentar suas idas aos concertos ao vivo, existe uma boa chance de que uma noite, quando voltar para casa e colocar um disco no aparelho, subitamente desça sobre ele a consciência de que o som que está ouvindo é realmente péssimo. Agora ele não gosta mais do som da música tocada em seu sistema de som. A partir deste ponto, seu grau de descontentamento deverá crescer na proporção da razão de som ao vivo *versus* som reproduzido que ouvir. Se ele se tornar um assíduo frequentador de concertos ao vivo e apenas raramente usar seu toca-discos, seu conhecimento do que é realmente a música ao vivo aumentará seu descontentamento com a qualidade de seu som reproduzido.

Se, ao invés, ele deixar de ir a concertos ao vivo, mantendo uma dieta pequena porém regular de audição de música reproduzida, seu descontentamento deverá diminuir, ainda que lentamente. Mas sem uma maior familiaridade com a música ao vivo, nosso amigo logo estará tão envolvido com seu som que não pensará mais nos arranhões dos discos que tanto o aborrecia algumas noites atrás. Sua opinião, assim, terá mudado de moderado descontentamento para moderada satisfação.

Se a razão de som ao vivo *versus* som reproduzido continuar a diminuir, ele novamente voltará à sua condição de satisfeito com o som reproduzido.

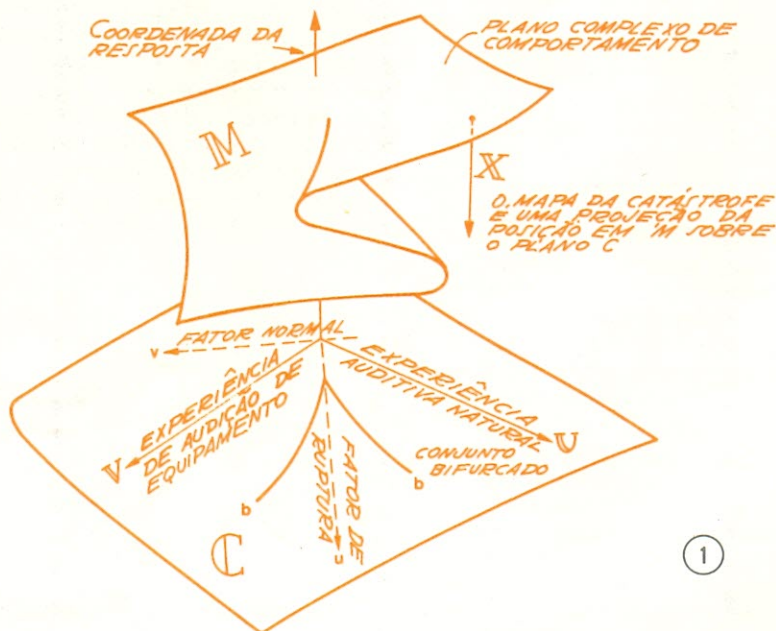
Catástrofe Cuspidal

Devo admitir que o cenário que montei é bastante simplista. Mas o comportamento descrito não está muito longe da reação humana normal. Vamos equacionar novamente o mesmo problema, só que desta vez usando a teoria da catástrofe para antecipar o comportamento em questão.

São dois os fatores de controle: quantidade de experiência com música ao vivo e quantidade de experiência com som reproduzido. E existe apenas uma resposta que desejamos considerar: o grau que o ouvinte aprova a qualidade de uma reprodução de áudio.

Dois fatores e uma resposta definem um espaço de comportamento tridimensional semelhante ao apresentado na fig. 1. Como já vimos no artigo anterior, o plano complexo de comportamento — a localização de todas as respostas estáveis obtidas

Se houver dois fatores de controle: 1) a quantidade de experiência com música ao vivo e 2) a quantidade de experiência na audição de um equipamento de áudio doméstico, então o grau de aprovação da qualidade da reprodução do som deste equipamento é uma resposta que deve estar no plano complexo de comportamento M.



“Um habitante da planície que esteja caindo de um penhasco tem pouco conforto em saber que as mentes científicas da planície — que não acreditam em penhascos — desenvolveram um novo instrumento de medição capaz de medir um nanômetro.”

sob fatores não alteráveis — será um subespaço com um número de dimensões igual ao número de fatores de controle. O plano complexo M é uma superfície bidimensional.

Esta superfície, como discutimos no artigo anterior, forma uma dobra do tipo mostrado na figura. O plano horizontal C representa as coordenadas de audição ao vivo *versus* reprodução. Vamos usar a letra C para designar o subespaço de Controle dentro do espaço de comportamento dimensionalmente mais complexo. Em alguns livros este espaço é também chamado de espaço de Parâmetro. Na minha figura, coloquei o plano C numa posição abaixo do plano complexo de comportamento para maior clareza. Na verdade não faz diferença onde o plano C está localizado em relação a M porque nosso interesse concentra-se na “sombra” de M projetada sobre o espaço de controle. Separando-se M de C, podemos prontamente observar o que acontece.

A orientação dos eixos de coordenadas sobre o plano C depende da natureza dos fatores que representam. A derivação que apresentamos em nossa discussão anterior desenvolveu o conceito de um potencial de comportamento que daria as coordenadas *u* e *v*, mostradas como linhas pontilhadas na fig. 1. Nos livros recentes, os eixos *u* e *v* são chamados de fator de ruptura e fator normal, respectivamente. Essas coordenadas serão usadas em situações em que a resposta em consideração é normalmente influenciada por um único fator, de maneira suave e contínua, enquanto que, acima de um certo limite, a ação do segundo fator vem estabelecer uma condição em que algumas leves mudanças no fator normal precipitarão alterações maiores do que o normal na resposta. As condições de acionamento de um multivibrador são exemplos disto: um circuito perfeitamente equilibrado não poderia oscilar com uma aplicação de tensão,

mas a simetria “offset” — o fator de ruptura — pode provocar ruídos de circuito acima de um certo nível e começar oscilações que crescem até ciclos máximos.

Sempre que houver fatores conflitantes que competem em suas contribuições para a resposta haverá também um pouco de controle e um pouco de ruptura em cada um deles. Estes eixos são então rebatidos em relação a *u* e *v*, como mostrado na fig. 1 pelas linhas cheias marcadas com letras maiúsculas U e V. No caso do ouvinte de áudio, vou supor que os fatores conflitantes de experiência musical ao vivo e reproduzida são deste último tipo. Isto não significa que estes fatores foram girados 45 graus em relação ao eixo normal e ao eixo de ruptura, mas sim que ambos tem a mesma quantidade de rotação.

Planície

A projeção da dobra do plano M sobre a superfície C é chamada de Conjunto Bifurcado, e na figura está simbolizado pela letra *b*. Esta projeção é chamada de bifurcação porque dois diferentes tipos de comportamento ocorrem quando nos movemos para longe desta linha. Em termos dos fatores de controle, é o limite do comportamento precipitado. Esta curva apresenta uma mudança abrupta, que forma uma cúspide, e é por isso que o tipo específico de padrão de comportamento associado com este tipo de resposta é chamado de Catástrofe Cuspidal.

Para compreender como nossas emoções de ouvinte entram nesta história, vamos observar a fig. 2. Vamos imaginar que somos habitantes da planície morando na superfície C. Nós nos movemos pelo nosso mundo plano sob a influência de dois fatores, e nossa posição dentro da planície é marcada pelas coordenadas *U* e *V*. Nossos sentimentos emocionais alteram nossa posição na

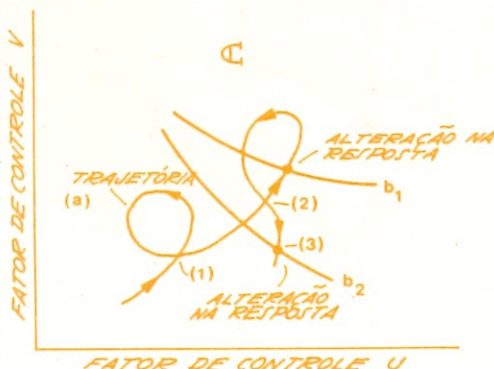
planície. À medida que nos movemos ao longo da trajetória marcada (a), nossos sentimentos mudam suave e continuamente com a nossa localização. Quando, em nossas andanças, atravessamos a localização mostrada aqui como (1), nós duplicamos as emoções que sentíamos anteriormente ao passar por este mesmo local. Mas quando nossa trajetória passa pelo limite mágico b_1 , nós sofremos uma alteração súbita e dramática nas emoções. Um pouco antes de chegarmos a este limite estávamos contentes e gostávamos do nosso estado. Mas no momento em que atravessamos este limite nosso estado saltou para uma sensação de profundo descontentamento. Nossas emoções sofreram uma mudança catastrófica.

Na tentativa de restaurar nossa condição anterior, olhamos novamente para a posição (2) que tínhamos imediatamente antes de encontrarmos este limite mágico — e que sabíamos ser uma posição de contentamento. Mas nossas emoções não voltam a ser o que eram antes. Agora, mesmo na posição (2), nós ainda temos uma forte sensação de descontentamento.

Atônitos, continuamos a refazer o caminho de volta até que, subitamente, em um outro limite mágico, b_2 , nós catastroficamente saltamos de volta ao estado emocional de nossa condição anterior. Nós já havíamos atravessado este limite mágico antes, indo em outra direção, mas nada aconteceu. Agora, voltando, ao atravessá-lo novamente, nossas emoções são dramaticamente alteradas.

Vivendo uma vida de planície, incapazes de compreender as forças de fora de nosso mundo, nós provavelmente atribuiríamos este mistério à influência divina, e poderíamos até desenvolver algumas interessantes teorias para explicar por que essas coisas tinham de acontecer.

Seria possível até mesmo desen-



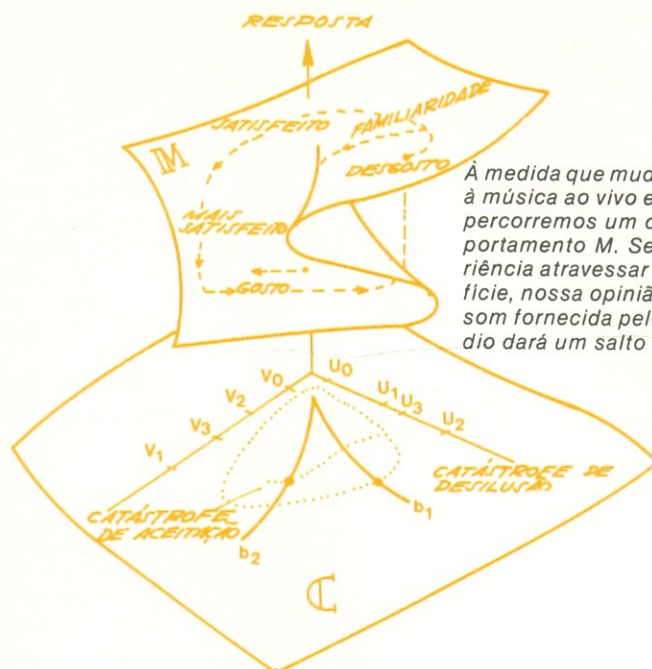
Um habitante da planície, vivendo no espaço de controle C, encontrará os misteriosos e invisíveis limites b_1 e b_2 , que provocarão alterações abruptas de comportamento quando atravessados em uma direção, o que não ocorre quando são ultrapassados na direção oposta.

volver um *tecnoculto* de pesquisadores de planície os quais, com seus instrumentos mais sofisticados, mais sua gloriosa matemática linear, procurariam quantificar a medida da geometria da planície. É claro que esses tecnocultistas poderiam estar tão carregados com o peso de seus preciosos equipamentos que não poderiam jamais se afastar das regiões de baixa curvatura, onde não ocorre nenhuma mudança catastrófica. Alguns rumores de catástrofes poderiam chegar a seus ouvidos, mas nenhum tecnocultista jamais aceitaria a existência desse disparate mágico, uma vez que isso não apenas seria incoerente com sua matemática linear como também não poderia ser detectado por seus instrumentos de pesquisa. E para aliviar os temores despertados pelos *perceptomaniacos*, que acreditam no disparate mágico, os instrumentos de pesquisa estariam sendo constantemente aperfeiçoados para medir imperfeições cada vez mais sutis.

Porém, um habitante da planície que esteja caindo de um penhasco tem pouco conforto em saber que as mentes científicas da planície — que não acreditam na existência de penhascos — desenvolveram um novo instrumento de medição capaz de medir um nanômetro. Não é que as mentes científicas estejam erradas; elas simplesmente não estão onde as coisas acontecem. Elas simplesmente estão debaixo da lâmpada errada. E se esta situação parece um pouco com os nossos problemas da planície de áudio, a semelhança não é apenas uma mera coincidência.

“Cada um de nós gostaria de acreditar que é mestre de seu comportamento quando exposto a fatores conflitantes. Porém, a tendência do padrão de comportamento revelada pela Teoria da Catástrofe mostra a existência de influências externas inexoráveis.”

O que ninguém na planície consegue perceber é que seu destino depende de influências dimensionalmente mais complexas. Vamos voltar à fig. 1. A alteração dramática chamada de catástrofe é uma queda simbólica de um penhasco num es-



À medida que mudam nossas exposições à música ao vivo e à música reproduzida, percorremos um caminho plano de comportamento M. Sempre que nossa experiência atravessar as dobras desta superfície, nossa opinião sobre a qualidade de som fornecida pelo nosso sistema de áudio dará um salto catastrófico.

paço dimensionalmente mais complexo. O mapa da catástrofe, mostrado na figura com a letra maiúscula X, é o processo de projetar a sombra da posição real de resposta na superfície de comportamento M sobre uma aparente posição em termos do espaço de controle C.

Viagem num Plano Complexo.

Vamos fazer uma viagem pelo plano complexo M. Esta viagem aparece na fig. 3 como uma linha pontilhada, e começa no lugar marcado “satisfeito”. Nossa *altitude* determina nossa *atitude*. Nossa altura em relação ao plano C (planície) é uma medida da resposta aos parâmetros de controle. Quanto mais alto estivermos em M, mais desgostaremos do som de um sistema de áudio. Somos levados para cima e para baixo desta superfície pelos parâmetros de controle, e começamos nossa jornada na posição de “satisfeito”, determinada pelas coordenadas de controle U_0 e V_0 .

Em “satisfeito” temos V_0 unidades de audição de nosso sistema de áudio e U_0 unidades de audição de música ao vivo. A partir de nossa apreciação da música, começamos a ouvir mais som reproduzido, e iniciamos nossa jornada pelo plano M. Quanto mais ouvirmos som reproduzido, mais este som tenderá a se tornar nosso padrão de desempenho. Isto leva nossa localização no plano M para uma altura menor, o que significa que estamos ficando mais satisfeitos com o som de nosso sistema de áudio. Ou, colocando de uma outra maneira, quanto menos pen-

sarmos sobre a qualidade do som reproduzido.

Em seguida, ao redor das coordenadas U_1 e V_1 , nós começamos a freqüentar mais concertos. Nossa trajetória agora sofre uma mudança brusca de direção no plano M. Com o aumento da experiência de música ao vivo, nossa opinião do velho “hi-fi” começa a declinar até que, em algum lugar próximo das coordenadas U_2 e V_2 , nós atravessamos o limite mágico b_1 . E subitamente experimentamos uma catástrofe de desilusão... nossa opinião muda de “gosto” para “não gosto”. A razão disto é que a fim de permanecer sobre a superfície de resposta estável, M, nós tivemos de saltar do plano superior, onde nossa trajetória nos levou através da dobra. Sob pequenas alterações nos fatores, devemos dar um grande salto na resposta para permanecer no plano de resposta estável. Quando nos aproximamos de uma dobra com movimentos suaves e progressivos, não há maneira de podermos nos encontrar no plano interno de M.

Se nós diminuirmos a proporção de música ao vivo *versus* música reproduzida, nossa opinião sobre a qualidade do som reproduzido não voltará instantaneamente. Para isso será necessário atravessar o limite b_2 na posição U_3 e V_3 . Só então, depois de atravessarmos este limite, nossa opinião deverá cair do penhasco, e sofreremos o que me referi aqui como uma catástrofe de aceitação. Estamos já de volta em nossa trajetória original, e devemos acumular um pouco mais de experiên-

"Da próxima vez em que for comprar um componente de áudio, o simples conhecimento destes fatos elementares pode salvar sua carteira de uma devastação desnecessária."

cia de audição ao vivo antes de experimentarmos novamente uma catástrofe de desilusão.

Se, por outro lado, nós simplesmente abandonarmos tanto a experiência de música ao vivo como a de música reproduzida, estaremos passando ao longo do caminho que chamarei de "familiaridade". Os antigos padrões e hábitos lentamente ganharão terreno, e novamente nos encontraremos numa condição de "satisfação", de volta onde começamos.

Vendedores × Compradores

É bastante assustador observar a riqueza da reação emocional revelada por este primitivo e simplificado modelo de catástrofe. Cada um de nós, estou certo, gostaria de acreditar que é mestre de seu comportamento quando exposto a fatores conflitantes. Porém, a tendência do padrão de comportamento revelada pela teoria de Thom mostra a existência de influências externas inexoráveis. E o simples conhecimento da existência destas influências introduz um novo fator no jogo, elevando sua dimensionalidade a um nível mais alto. E uma vez que sabemos que a participação numa situação com dois fatores e uma resposta leva a uma catástrofe cuspidal, podemos introduzir este conhecimento como um novo fator de controle e evitar a cúspide. Contudo, nossa esperteza poderia ser também nosso infortúnio, pois é possível que tenhamos mudado nossa situação para outra de dimensionalidade mais complexa.

Uma das situações em que o conhecimento dessa catástrofe elementar pode ser de algum valor é na compra de equipamentos de áudio. Se ao invés de compararmos a experiência de uma audição ao vivo com uma audição reproduzida, nós estaremos designando como fatores de controle a audição da marca A *versus* a audição da marca B. A partir deste novo equacionamento, vamos ver como um vendedor esperto pode fazer um cliente mais ingênuo comprar um componente de áudio.

Vamos supor que o comprador achou que a marca B tinha um bom som e estava bem à altura de sua conta bancária. No momento em que o comprador demonstrar sinais de estar pronto para comprar a marca B, o esperto vendedor faz com que ele ouça apenas um pequeno trecho de som de uma marca A, mais cara. A esta altura o comprador já revelou qual o tipo de música que prefere, e assim, "casualmente", o vendedor coloca o mesmo disco na marca A.

O comprador está no ponto U_1 e V_1 , e repentinamente a introdução de um som melhor detém seu salto sobre o plano de opinião e puxa-o para uma nova direção, para cima. O comprador gosta da música, e sua curiosidade faz com que queira ouvir um pouco mais. Teve início então um pequeno descontentamento com a marca B, e um vendedor esperto sabe que se puder persuadir o comprador a ouvir o suficiente, este logo estará "amarrado" no som melhor da marca A. Um bom vendedor não *forçará* o comprador a ouvir a marca A. O comprador já disse qual o preço máximo que está disposto a pagar, e a marca B estava neste limite. Portanto, a armadilha é fazer o próprio comprador enredar-se com a marca A.

Uma simples comparação de A com B faz todo o trabalho, fazendo com que o comprador estabeleça uma imediata comparação entre os dois sistemas apresentados. Um aumento da exposição relativa do som de A *versus* B levará inexoravelmente o comprador para cima no plano M. Se for acionada então uma catástrofe de desilusão, o comprador estará fisgado. Uma vez que o comprador está no plano superior do plano M, é provável que ele subconscientemente queira ouvir mais o som de A do que o som de B. Dessa maneira ele estará subindo cada vez mais no plano M. E a esta altura o vendedor começa a calcular mentalmente sua comissão sobre a venda da marca A.

Talvez os leitores não curtam matemática. Talvez a idéia de planos topológicos num espaço de comportamento não lhe diga nada. Porém, da próxima vez em que forem comprar um componente de áudio, o simples conhecimento da existência de tais coisas pode salvar suas carteiras de uma devastação desnecessária. Na pior das hipóteses, os leitores podem estar conscientes das forças emocionais que podem ser acionadas para a posterior apresentação de uma tentadora isca. E

uma vez que o comprador morde a isca, é sua própria luta para escapar que faz com que o anzol penetre cada vez mais fundo, até fazer com que compre um componente que não queria comprar.

Nem tudo são flores...

Parece claro que as situações mais interessantes aparecem quando existe uma multiplicidade de fatores, alguns conflitantes e outros de ruptura. Todos reconhecemos que a polarização emocional tem um papel definido na reação que sentimos diante de circunstâncias conflitantes.

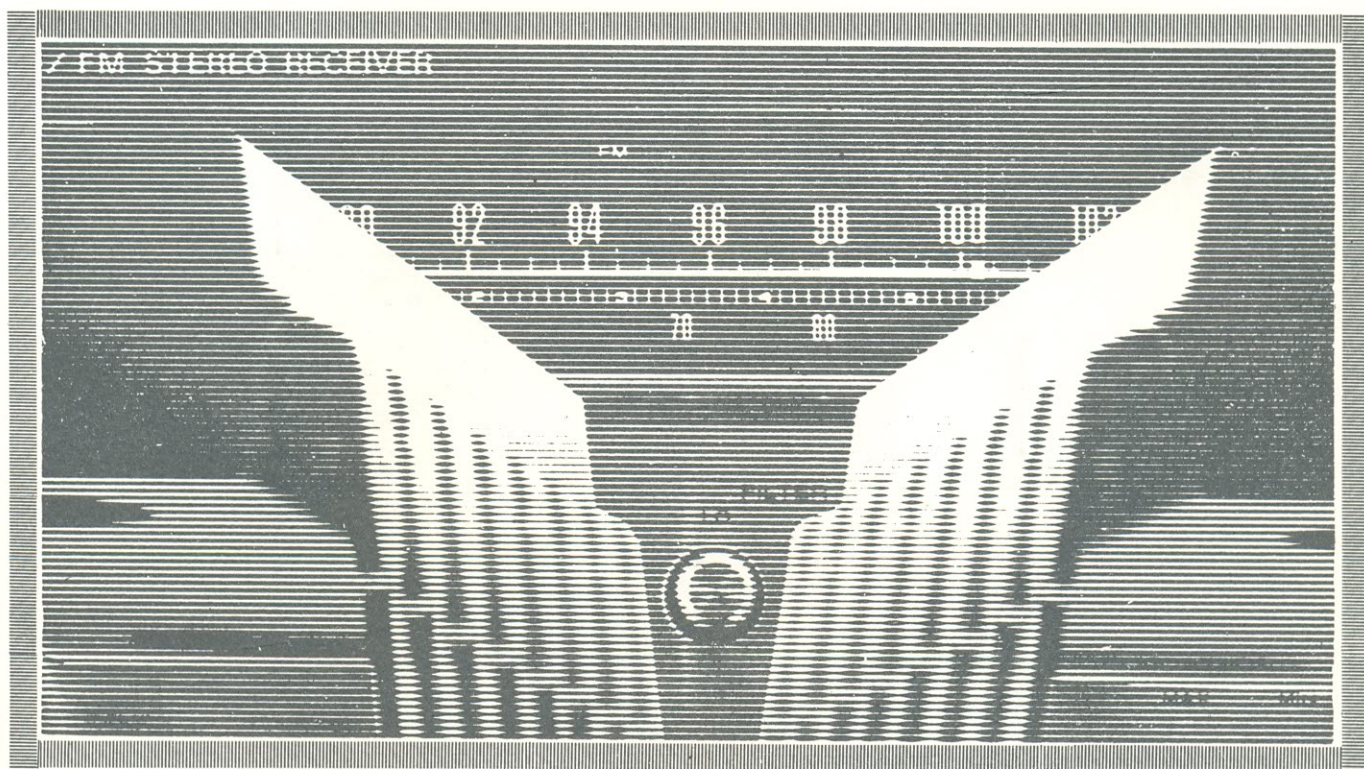
"Nossa percepção individual da qualidade de um som envolve um equilíbrio delicado de fatores conflitantes, inclusive nosso próprio envolvimento com um ou mais desses fatores."

Nossa percepção individual da qualidade de um som envolve um equilíbrio delicado de fatores conflitantes, inclusive nosso próprio envolvimento com um ou mais desses fatores. O projetista de um produto de áudio específico pode ser um mal juiz, do ponto de vista de uma objetividade distanciada, dos méritos relativos de seu produto. E temos que admitir que a imparcialidade do ouvinte está de alguma forma relacionada com o envolvimento pessoal que este ouvinte tem com o produto ouvido. Esta aparente ruptura de objetividade, como é percebida a partir de outros pontos de referência, pode ocorrer sem o conhecimento científico da ocorrência.

É possível também que mesmo na presença de uma polarização emocional alguma coisa possa acontecer que "mudará sua idéia" e alterará a resposta que temos para uma dada situação. A beleza, diz-se, está nos olhos de quem vê. Mas todos sabemos que podem ocorrer alguns eventos que alterarão catastróficamente nossa percepção, mesmo diante da força de uma opinião formada anteriormente.

Em nossa próxima discussão vamos considerar uma outra situação comum de áudio, envolvendo uma catástrofe dimensionalmente mais complexa.

Três LEDs, sintonia perfeita



Da revista italiana *CQ Elettronica* trouxemos para vocês este simples circuito de sintonia, que permite uma precisa localização de estações em seu receptor de FM. Seu funcionamento foi comprovado em nosso laboratório, e sua placa de circuito impresso, que não foi fornecida no artigo original, é sugerida aqui, a fim de facilitar as coisas para os montadores.

A boa qualidade da recepção, em FM, depende, como todos sabem, da exata sintonia das estações. Nos aparelhos em que não há um indicador de sintonia incorporado, a localização correta das estações é feita na base do "ouvidômetro", isto é, tenta-se centrar a emissora no ponto em que, para os ouvidos, o sinal está mais forte e mais claro, por meio de várias idas e vindas do botão de sintonia. Mas, que tal dar uma folga aos ouvidos nessa operação e, ao mesmo tempo, evitar o aborrecimento de ficar "tateando" o ponto certo, a cada mudança de estação?

Vamos fazer esse serviço com

os olhos e um pequeno circuito eletrônico, que é bem mais rápido e menos cansativo. Temos três LEDs, dois vermelhos e um verde. Quando a sintonia está abaixo da frequência ideal, acende o LED vermelho da esquerda; quando está acima, acende o LED vermelho da direita; e quando a sintonia está ótima, acende o LED verde. Quer coisa mais simples? Além de ficar sabendo o ponto correto de escuta das emissoras, você tem idéia de para que lado deve girar o botão de sintonia.

É assim que funciona este indicador de sintonia. Além disso, tem a vantagem de ser totalmente eletrô-

nico, sem instrumentos de ponteiro, muitas vezes caros e difíceis de encontrar. Cinco transistores, alguns resistores, um capacitor e três LEDs compõem o circuito, o que o torna compacto, fácil de ser instalado em qualquer cantinho de seu receptor.

O indicador deve ser utilizado, de preferência, em receptores de fabricação recente, que utilizem um circuito integrado no estágio amplificador de frequência intermediária (o TBA 120, por exemplo).

Funcionamento

O circuito completo do indicador de sintonia aparece na figura 1. Os dois primeiros transistores, Q1 e Q2, formam um clássico amplificador diferencial, precedido por um estágio integrador, que é composto por R1 e C1. Cada um dos outros três transistores comanda um LED, de um modo tal que, quando um dos LEDs vermelhos está aceso (D1 ou D3), o LED verde permanece apagado. Vejamos como isso ocorre.

Sempre que a sintonia estiver perfeita, ou seja, quando houver um certo nível de tensão na entrada do indicador, nenhum dos dois transistores de entrada vai conduzir, já que nas duas bases há o mesmo poten-

cial. Em consequência, os transistores Q3 e Q5, ligados a esse par diferencial, não são polarizados e permanecem no corte, deixando apagados os LEDs vermelhos. Ao mesmo tempo, o divisor de tensão constituído por R8, R9 e R10 polariza a base de Q4, fazendo-o conduzir; o LED verde, então, acende.

Porém, assim que o amplificador diferencial é desbalanceado por uma tensão diferente da ideal, um dos LEDs vermelhos vai acender, já que ou Q3 ou Q5 será polarizado. Mas a tensão de entrada pode ser maior ou menor que a ideal, a qual é estabelecida pelo trimpot R4, dentro de certos limites. Se for maior, o transistor Q1 passa a conduzir, arrastando Q3 para o mesmo estado, e o LED D1 vai acender. Enquanto isso, surge uma tensão positiva de 10,3 V na confluência dos resistores R9 e R10, devido à queda de tensão sobre este último, provocando o apagamento do LED verde.

Se, por outro lado, a tensão de entrada for menor que a ideal, o transistor Q2 passará a conduzir, levando consigo o transistor Q5. O transistor Q4 continuará cortado, pelo mesmo motivo já visto. A grande va-

riação de tensão que ocorre no ponto de encontro de R9 e R10 e também nos terminais de R11 dão uma boa idéia dos estados de condução e corte dos transistores.

Os trimpots R6 e R7 controlam a sensibilidade de resposta do circuito e compensam as eventuais diferenças de ganho entre os transistores Q3 e Q5. Agindo sobre eles é possível distanciar convenientemente, dentro de certos limites, o acendimento dos três LEDs. Na prática, verificou-se que era conveniente posicionar os cursores desses trimpots a um terço do percurso total, a partir dos coletores de Q1 e Q2, ou ainda a meio caminho do percurso total. Nessa segunda posição, é suficiente uma variação de 0,1 V na entrada do circuito para que um LED acenda e outro apague.

O trimpot R4, por sua vez, deve ser ajustado para exibir, entre seu cursor e o terra, a tensão de sintonia correta, tensão que aparece na saída do amplificador de FI do receptor. A título de exemplo, podemos dizer que, se o amplificador de FI fosse o TBA 120, o trimpot R4 deveria ser ajustado para uma tensão de 7,5 V, pois é exatamente essa saída

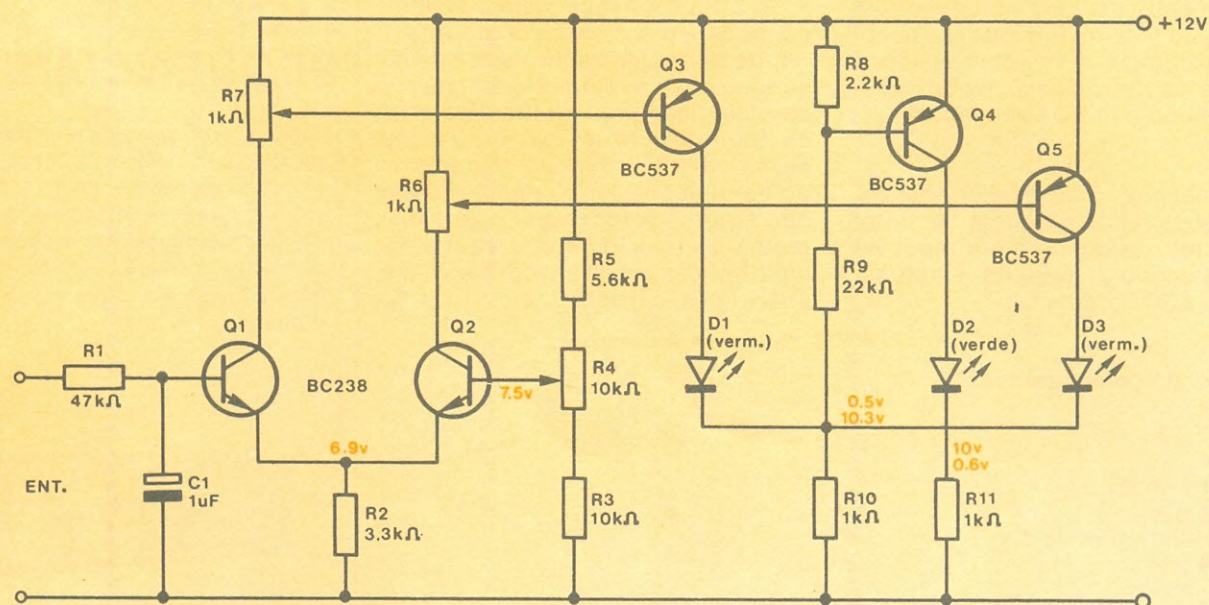
Assinar Nova Eletrônica só traz vantagens

Você paga praticamente o mesmo preço das bancas, mas não precisa se preocupar em procurar cada número pelas bancas de seu bairro ou sua cidade, já que você o recebe em casa, confortavelmente.

Além disso, com o primeiro número de cada nova assinatura vem sempre um brinde, exclusivo para os assinantes. Como brinde você pode escolher quatro números atrasados de NE (boa oportunidade de completar sua coleção, de graça) ou então duas capas, entre os volumes I a X (boa oportunidade de começar a encapar sua coleção, para protegê-la).

Não hesite mais. Procure a folha de assinaturas, neste número mesmo, preencha e escolha seu brinde. Depois, mande para a gente e espere pela melhor revista de eletrônica em sua própria casa.





do integrado, sempre que o receptor está corretamente sintonizado. Por outro lado, se o receptor estiver numa frequência um pouco superior à desejada a saída será de 6,5 V; e se a frequência for inferior, esse valor passa para 8,5 V.

Isso no caso do integrado TBA 120. Se por acaso seu receptor utilizar um CI diferente desse, não desespere: é só ajustar o trimpot R4 para os valores apresentados pelo outro CI, pelo método da tentativa, ou então consultando o manual do fabricante do integrado.

É evidente que a razoável variação de saída em tais amplificadores será mais que suficiente para sensibilizar nosso circuito indicador.

Montagem e utilização

Para a montagem deste circuito sugerimos, na figura 2, uma placa de circuito impresso. Ela está em tamanho natural e só precisa ser copiada. Como se pode ver, todos os componentes foram incluídos na placa, inclusive os trimpots e os LEDs, a fim de evitar maior quantidade de fios.

Se as ligações entre o indicador e o circuito do receptor não forem muito longas, não será necessário empregar cabo blindado. A entrada do indicador deve ser conectada à saída de áudio do integrado ampli-

cador de FI (no caso do TBA 120, é o pino 8). O consumo total do circuito gira em torno de 12 ou 15 mA.

O posicionamento dos trimpots R6 e R7 não é nada crítico para o funcionamento do circuito, podendo ambos ficarem a meio curso, para um desempenho satisfatório. Entretanto, para aqueles que desejarem uma operação bem simétrica dos LEDs, sugerimos uma calibração rápida, que exige duas fontes CC e um voltímetro de boa qualidade. Uma das fontes deve fornecer uma tensão de 12 V, para alimentar o indicador; a outra, aplicada à entrada do circuito, deverá ter o valor da tensão de sintonia correta do amplificador de FI (no caso-exemplo do TBA 120, essa tensão é de 7,5 V, conforme já vimos).

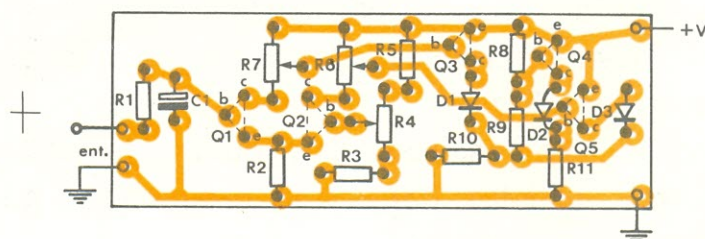
Nessas condições, gira-se o trimpot R4, até que o LED verde acenda. Depois, aumenta-se lentamente a tensão de entrada, anotando o valor em que acontece o apagamento do LED verde e o acendimento total de D1. Nesta etapa, regula-se o trimpot R7, de modo que ao

**DISQUE
QUE ELA
ATENDE!**

**FILCRES
COM NOVO
TELEFONE**

**223-7388
(TRONCO)**

ATENÇÃO



apagamento do LED verde correspondente, no mesmo instante, ao acendimento de D1, sem sobreposições (ambos os LEDs acesos), nem lacunas (ambos os LEDs apagados).

O mesmo procedimento vale para tensões menores que a de sintonia correta, agora com o trimpot R6 determinando a perfeita sincronia entre o LED verde e D3.

O circuito, assim, estará calibrado, podendo ser instalado no receptor, de preferência junto à escala de sintonia do aparelho. Além de servir como indicador de sintonia para receptores de FM, as características desse circuito sugerem seu emprego em qualquer outra aplicação em que se precise controlar níveis discretos de tensão, já que ele indica um nível central e variações acima e abaixo desse nível.

Relação de componentes

R1 — 47 k

R2 — 3,3 k

R3 — 10 k

R4 — trimpot de 10 k

R5 — 5,6 k

R6, R7 — trimpot de 1 k

R8 — 2,2 k

R9 — 22 k

R10, R11 — 1 k

Obs.: Todos os resistores em ohms, 1/4 W

C1 — 1 μ F/16 V

Q1, Q2 — BC 238

Q3, Q4, Q5 — BC 537

D1, D3 — LEDs vermelhos (FLV 110 ou equivalente)

D2 — LED verde (FLV 310 ou equivalente)

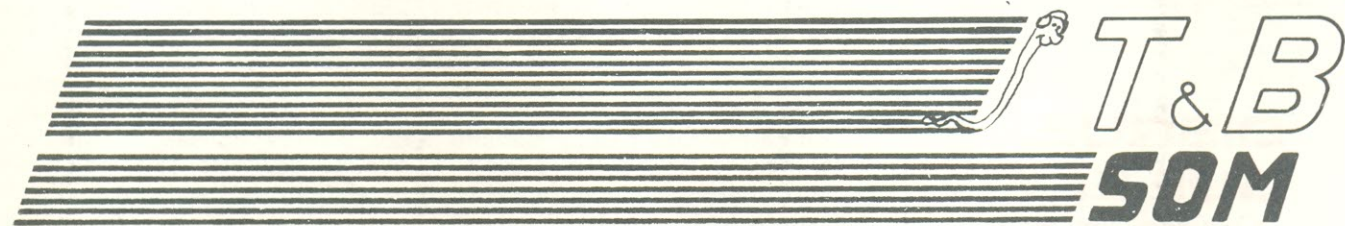
LUZES SEQUENCIAIS

«Jogue» com as cores e formas e consiga efeitos maravilhosos com este circuito. Com ele você pode fazer a luz «movimentar-se» da maneira que quiser. De fácil montagem e aplicações que vão desde a iluminação de vitrines, animação de bailes, até o que sua imaginação permitir.



kits NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES



o som ao alcance de todos
a loja que voce esperava

- os melhores equipamentos de audio semi-profissionais e profissionais, visite nosso **show-room**.
- instalações completas de : sistemas de f.m., sonorização de escritórios, industrias e casas comerciais.
- assistencia técnica permanente.
- kits nova eletronica, componentes electronicos.
- discos e fitas.
- locação de equipamentos para : festas, casamentos, feiras, etc.
- shows : artistas nacionais, orquestras, musicos, maestros.
- conjuntos musicais exclusivos.

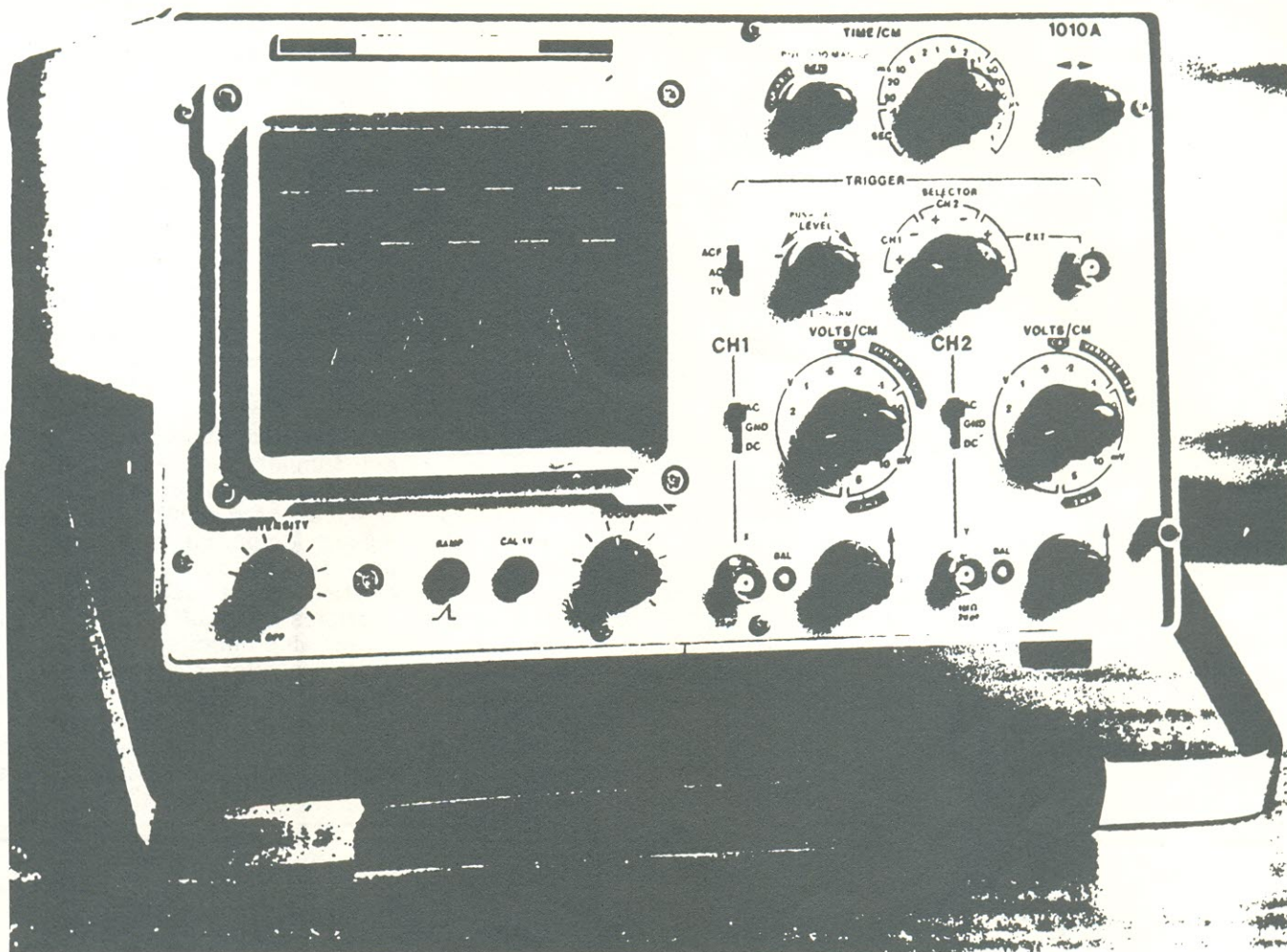
Fone: 32-9597

taubatê

s.p.

rua dr. souza alves , 730

CALIBRADOR DE OSCILOSCÓPIOS COM UM 555



Para aumentar a confiabilidade de um osciloscópio é preciso que haja uma calibragem segura, detalhe no qual a maioria dos osciloscópios falha. Um circuito simples com um integrado timer (o 555) e de eficiência já comprovada em nosso laboratório, vai fazer com que o grau de precisão de suas medidas cresça.

A maioria dos osciloscópios de baixo custo, nacionais ou estrangeiros, não podem ser usados para medidas de precisão de tensão ou frequência. Isto acontece não porque haja algo de errado com o instrumento em si, mas simplesmente porque a maior parte deles não possui circuitos internos de calibração, ou, se possuem, não funcionam adequadamente.

A calibração em amplitude é normalmente feita pela aplicação de

um sinal de tensão de amplitude conhecida na entrada vertical do osciloscópio e ajustando o potenciômetro de controle de ganho vertical até que o sinal ocupe um número fixo de divisões na tela. O valor de calibração será dado em volts por divisão (V/div.) e, uma vez conhecido, pode-se determinar a amplitude de qualquer sinal exposto na tela.

Medidas de frequência são controladas de modo semelhante. Usando a varredura horizontal e os con-

troles de ganho para calibração desse eixo, faz-se com que um sinal de frequência conhecida ocupe um certo número de divisões na tela e, por comparação, pode-se medir a frequência de um sinal desconhecido.

Alguns osciloscópios possuem sinais de calibração baseados na rede, 1 volt pico a pico a 60 Hz. Consequentemente, qualquer variação de tensão ou frequência da rede alterará o próprio sinal de calibração, que, por hipótese, deve ser fixo. Além

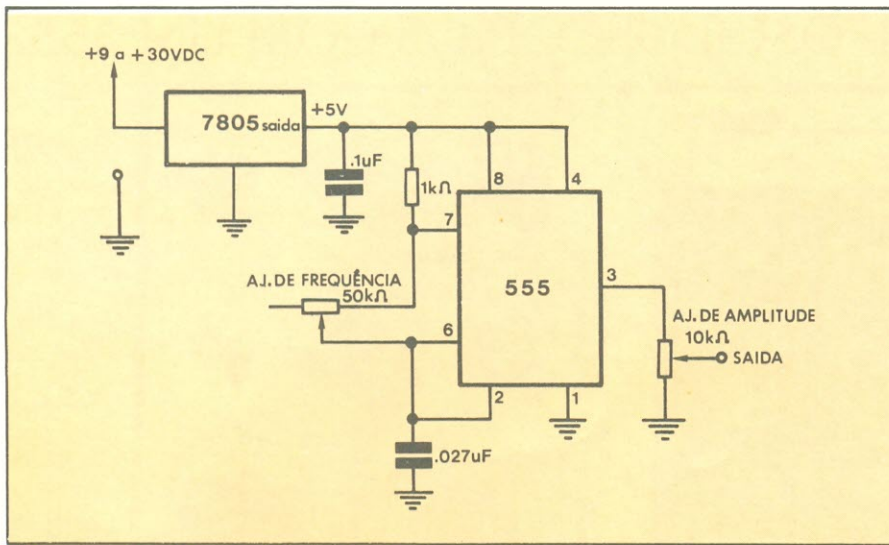


Diagrama do calibrador de osciloscópios.

disso, 60 Hz é uma frequência muito baixa se comparada com as frequências dos sinais normalmente medidos num osciloscópio e quando há discrepância acentuada entre o sinal padrão e o desconhecido, é de se esperar maior imprecisão na medida.

A solução para todos esses problemas é um circuito mostrado na Fig. 1, que gera um sinal de calibra-

ção estável e forma de onda quadrada. Os valores dos componentes especificados na figura foram selecionados de tal modo a produzirem na saída um sinal simétrico de 1 volt pico a pico a 1000 Hz, quando os dois trimpots estiverem calibrados. O "timer" 555 gera o sinal numa frequência estável, enquanto o regulador 7805 garante a amplitude fixa. O circuito completo contém apenas sete

componentes e pode ser montado de tal forma a caber dentro do osciloscópio e como o consumo de corrente não passa de alguns miliampéres, o circuito pode ser alimentado por qualquer ponto do osciloscópio em que haja uma tensão na faixa de 9 a 30 volts.

Construção

O circuito é simples o bastante para ser montado numa placa de circuito impresso de uma face e a distribuição de componentes pode ser facilmente bolada por você. Uma sugestão é dada na Fig. 2 e a Fig. 3 mostra uma vista da placa com os componentes.

Capacitores e resistores com tolerância de até 20% podem ser usados satisfatoriamente, já que os dois trimpots destinam-se para ajustes finos de amplitude e frequência. O capacitor de .027 μ F pode ser substituído por qualquer valor compreendido entre .02 e .047 μ F. Se você tiver alguma escolha, os valores inferiores a .027 μ F são preferíveis. Um detalhe importante é o de que esse capacitor seja de mylar ou qualquer outro tipo com estabilidade de temperatura. Em ocasiões raras, o regulador pode atingir um estado de auto-oscilação. Se você se

NOVO



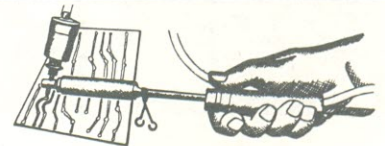
SUGADOR DE SOLDA

Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Bico com encaixe, sem rosca, várias opções.

SUPORTE P/ PLACA



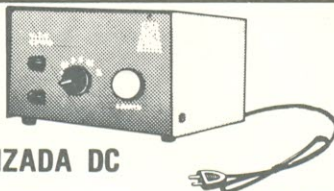
Mantém firme a placa. Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência, etc...



DESSOLDADOR

A solução para remoção de circuito integrado e demais componentes. Derrete a solda e faz a sucção.

FONTE ESTABILIZADA DC



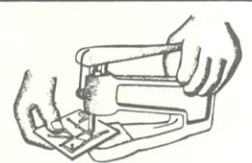
Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saída 1 A.



SUPORTE P/FERRO DE SOLDA

Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.

PERFURADOR DE PLACA



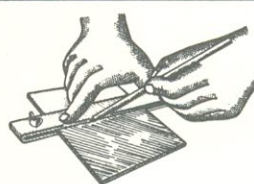
Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.

PESQUISADOR DE SINAIS



O maior quebra-galho do técnico reparador localiza com rapidez, defeitos em rádios de pilha, à válvula, amplificador, etc...

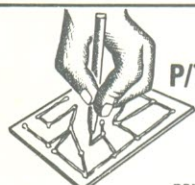
CORTADOR DE PLACA



A maneira mais simples e econômica de cortar placas de circuito impresso.

CETEKIT

Conjunto completo p/ confecção e montagem de circuito impresso.



CANETA P/TRAÇAR CIRCUITOS IMPRESSOS

Finalmente a solução para um velho problema, caneta especial para traçagem de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada. Recarregável.



INJETOR DE SINAIS

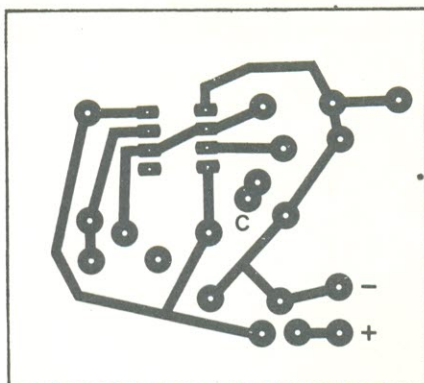
De tamanho reduzido, indispensável ao técnico, para consertos de rádio, tv, amplificador, etc.

SOLICITE GRATIS: Catálogo e Tabela de Cores para Resistências (Plastificado)

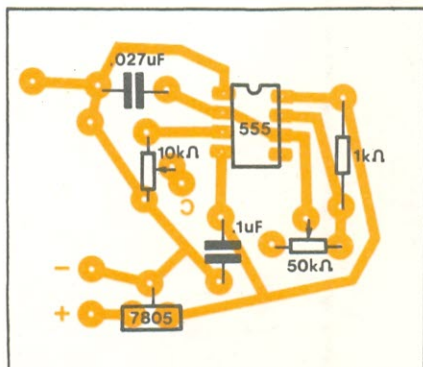
• C E T E I S A •

RUA BARÃO DE DUPRAT, 312 - FUNDOS
STO. AMARO - S. PAULO - CEP 04743
TELEFONES: 548-4262 e 522-1384

NOME.....
ENDER.....
BAIRRO.....CEP.....
CIDADE.....ESTADO.....



Uma sugestão para a distribuição de componentes.



A placa vista pelo lado dos componentes.

deparar com esse problema, troque o capacitor a disco de .1 uF por um capacitor de tântalo de 1 uF, e tudo estará perfeito novamente.

Montagem

Como o circuito é diminuto, você não terá problemas em encaixá-lo em alguma parte do seu osciloscópio. Procure colocá-lo longe de qualquer fonte quente, como válvulas ou dissipadores, para não prejudicar a estabilidade em frequência do calibrador. Como a tensão de alimentação está entre 9 e 30 volts d.c., você não terá problemas em encontrar um ponto em que a tensão esteja nessa faixa, se o osciloscópio for transistorizado. Se o seu osciloscópio for do tipo a válvulas é provável que você encontre alguma tensão apropriada; se não, você pode consegui-la através de um divisor de tensão ligado a um ponto de alta tensão.

Se o seu osciloscópio possuir um pino de calibração no painel, basta desconectar o fio da calibração existente e ligar a saída do calibrador a esse pino. Se o seu osciloscópio não possui um pino de calibração o melhor mesmo é fazer uma adaptação no painel frontal.

Calibração

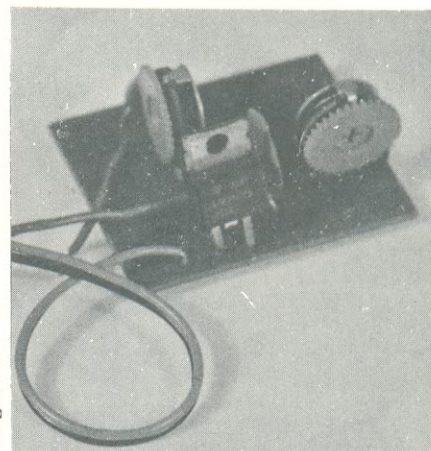
Primeiro, coloque os dois trim-pots em meio-curso. Agora, com um VTVM ou outro voltímetro de precisão meça a tensão do pino de calibração, ajuste o trimpot de 10K até a leitura do voltímetro atingir meio volt (0.5 volt). Como o voltímetro lê tensões médias e o sinal de calibração permanece ora em zero volts, ora em um volt, justifica-se o fato de que a leitura do multímetro deva ser de meio volt (num ciclo, é essa a tensão média). Isso é verdade apenas para uma onda quadrada simétrica. No caso deste calibrador, os valores dos componentes foram escolhidos de tal modo que a 1000 Hz o erro de simetria é menor que 1%.

A maneira mais simples de ajustar a frequência do calibrador é utilizando um freqüencímetro digital. Se você não tem acesso a um, um bom gerador de áudio pode ser usado. Em qualquer caso, a frequência do sinal de calibração é ajustada através do trimpot de 50k.

Se você preferir uma frequência diferente de 1000 Hz, você pode ajustar o trimpot para qualquer frequência mais baixa sem nenhuma alteração do circuito. Se você estiver interessado numa frequência mais alta, o capacitor de .027 uF deve ser trocado por um mais baixo de acordo com a fórmula:

$$C = 28/F$$

onde C é o valor do capacitor em microfarads e F é a frequência em hertz.



Protótipo desenvolvido nos Laboratórios da Nova Eletrônica.

A Fig. 5 é um protótipo deste dispositivo, montado e testado em nosso laboratório.

DIGIFOZ ELETRÔNICA E TELECOMUNICAÇÕES LTDA.

Digifoz e Filcres se fazem presentes também nas fronteiras, confraternizando-se com seus países irmãos.

**Transmissão, Telecomunicações,
Componentes e Kits Nova Eletrônica.**

FOZ DO IGUAÇU
Rua Xavier da Silva, 402 — Centro
Fone: (0455) 73-2520



A simples idéia de um câncer no seio já é em si aterrorizante, principalmente devido ao potencial de mutilação física e psicológica que pode causar. Os exames em massa para detectar este tipo de tumor em seus estágios iniciais, geralmente curáveis, é uma medida de saneamento público de grande necessidade. As mamografias — radiografias do seio — foram consideradas durante 20 anos como a melhor maneira de se abordar o assunto. No entanto, talvez as coisas não sejam exatamente como se pensava.

Inúmeras questões tem sido levantadas pelo Instituto Nacional de Saúde, pelo Instituto do Câncer e pelo Escritório de Assessoria Tecnológica do Congresso, entre outros, quanto à segurança e eficiência das mamografias. A probabilidade de que a própria radiografia do seio possa provocar o câncer é pequena, porém real. E, pior ainda, os dados indicadores de que este procedimento pode realmente salvar vidas

quando consegue detectar um tumor em estágio inicial não são muito convincentes. Além do que, os custos de tal procedimento são relativamente altos.

É aqui, contudo, que surge uma técnica alternativa de grande valor: detecção da radiação de microondas natural do seio. Esta técnica geralmente é combinada com a termografia — exame passivo do seio seio através de infravermelho (leia

“Detectando a radiação humana”). O exame à base de infravermelho é inofensivo, uma vez que depende também da radiação natural da zona afetada, para sua informação. O exame parte do fato de que as áreas dos tumores são mais quentes do que os tecidos em volta, gerando uma maior radiação infravermelha. A diferença de temperatura, entretanto, é de apenas um ou dois graus, e as variações de temperatura entre dois

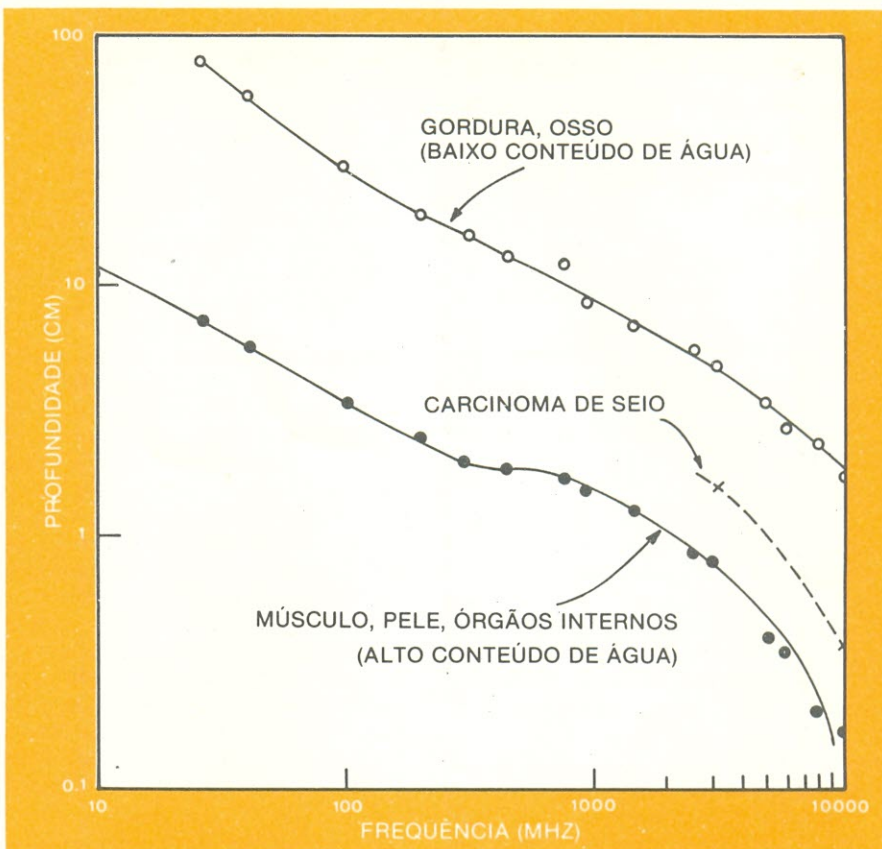
"A probabilidade de que a própria radiografia do seio possa provocar o câncer é pequena, porém real. E, pior ainda, os dados indicadores de que este procedimento pode realmente salvar vidas quando consegue detectar um tumor em estágio inicial não são muito convincentes."

pontos do seio podem passar desses limites. Por isso, mesmo utilizando-se os melhores equipamentos disponíveis, é muito difícil para a especialista ter certeza quanto à existência ou não de pequenos tumores.

Por outro lado, as radiações de microondas — uma técnica encaráda com muitas reservas nos anos recentes, acusada até de provocar uma série de doenças, desde câncer até dores de cabeça — vem sendo usada em diversos laboratórios de pesquisa na detecção de tumores. A despeito de tudo que se tem falado sobre o potencial de efeitos nocivos de suas radiações, não há dúvidas de que as microondas de baixo nível podem detectar tumores. E existe até uma chance de as microondas poderem inclusive ajudar a curar tais males.

Philips C. Myers e Alan H. Barret, do departamento de física do Instituto de Tecnologia de Massachusetts, vêm empregando testes clínicos de detecção por microondas a 1,3 e 3,3 gigahertz desde 1974. Os testes têm sido realizados no Hospital Faulkner, em Boston, onde o radiologista Norman L. Sadowsky vem cooperando na interpretação das análises infravermelho e radiológicas para uma correlação dos três métodos.

Apesar da taxa de detecção de câncer depender da frequência da microonda, da profundidade e tamanho do tumor, entre outras variáveis, os especialistas já conseguiram chegar a algumas conclusões. A mais importante delas é a abordagem dupla — microondas e infravermelho — que podem detectar tantos casos de câncer quanto o Raio-X, com a mesma taxa negativa real. (A taxa negativa real ou especificidade de um teste é a fração de casos normais que o critério empregado consegue identificar corretamente). Com a aplicação desta técnica, um



Penetração. A profundidade de penetração — a profundidade da qual a microonda escapa — depende do comprimento de onda e das propriedades dielétricas do tecido. O conteúdo de água do tecido é muito variável.

**DISQUE
QUE ELA
ATENDE!**

**FILCRES
COM NOVO
TELEFONE**

**223-7388
(TRONCO)**

ATENÇÃO

“O exame à base de infravermelho é inofensivo, uma vez que depende também da radiação natural da zona afetada para sua informação.”

número significativo de mulheres deixarão de ser expostas aos Raios-X, uma vez que os exames radiológicos seriam aplicados apenas nas pacientes em que as técnicas combinadas de infravermelho e microondas indicarem a presença de um câncer.

Especificações

Tanto o radiômetro de 1,3 GHz como o de 3,3 GHz são de construção similar. São receptores superheteródinos de comparação, com uma largura de banda de frequência intermediária de 100 megahertz centrada em 60 MHz. A entrada para o amplificador do primeiro estágio é chaveada a uma frequência de 8 hertz entre a antena que capta as radiações do corpo humano e uma carga casada cuja temperatura é controlada por um refrigerador termoeletrônico.

GERADOR DE FUNÇÕES

Especificações técnicas: faixa de frequência, 0,1 Hz a 100 KHz; formas de onda: senoidal, quadrada, triangular, dente de serra, pulsos; nível de saída, até 5 VCC; corrente, até 50 mA; impedância de saída, 50 ohms (protegida contra curto-circuito); variação, 1 dB; distorção de senóide, menor que 1% de 20 a 20 KHz.

Tempo de subida onda quadrada e pulso: 0,25 us; precisão de ajustes de frequência, 1%.

Aplicações: no levantamento de curvas de resposta, curvas de distorção em áudio, na localização de estágios defeituosos para os técnicos em reparação, como gerador de pulsos ou onda quadrada na análise de circuitos digitais, etc.



KITS NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais
À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

O radiômetro compara as emissões da fonte humana com a emissão térmica do padrão de temperatura. O sinal de saída vai alimentar um registrador gráfico e um painel de diodos emissores de luz que indicam a temperatura numericamente. Quando ajustado e calibrado adequadamente, a sensibilidade do radiômetro a uma temperatura de 0,1° C é prontamente alcançada.

A antena do aparelho é um pedaço de guia de onda retangular, que é colocada sobre a pele. Sua impedância é ajustada de maneira que as reflexões de energia na fronteira pele-guia de ondas-ar seja mínima.

A equipe do Instituto de Tecnologia de Massachusetts ainda tem muito que fazer. Os trabalhos de exame e detecção de tumores no seio continuam, de maneira que testes quantitativos possam ser aplicados às temperaturas medidas, no sentido de produzir taxas de detecção reais positivas e negativas ainda mais altas. Além do que, para explorar os efeitos de uma mudança na

“A despeito de tudo que se tem falado sobre o potencial de efeitos nocivos de suas radiações, não há dúvidas de que as microondas de baixo nível podem detectar tumores.”

frequência de operação, os especialistas começaram a trabalhar com um radiômetro de 6 GHz controlado por microprocessadores.

Os estudos médicos deste tipo tendem a ser projetados a longo prazo, pois os cuidados aumentam quando se trata da saúde de seres humanos. James E. Thompson, por exemplo, do departamento de engenharia elétrica e de computadores da Universidade de South Carolina, em Columbia, “não pretende usar seres humanos nas experiências por enquanto”. Thompson, contudo, tem esperança de que sua técnica finalmente virá facilitar a detecção termográfica de tumores, pois ele acredita que a baixa sensibilidade inerente da termografia pode ser incrementada com o emprego de radiação de microondas de baixo nível. Em poucas palavras, Thompson e seus associados — Ted L. Simpson e Michael N. Huhn, da escola de engenharia, e James B. Caulfield, da escola de medicina de South Carolina — acreditam que alguns teci-

dos cancerosos, quando expostos a microondas de baixo nível, ficam mais aquecidos do que os tecidos da área ao redor. É por isso que aparecem melhor no sensor infravermelho.

As últimas pesquisas do campo começaram já a responder algumas questões importantes. Será que todos os tipos de tumores reagem da mesma forma? E se estiverem abaixo da pele? As microondas são perigosas? Uma vez que a energia ultrasônica aumenta também a temperatura do tumor, esse tipo de radiação será também examinado.

A maneira como as pesquisas devem ser conduzidas faz com que seja necessário um longo tempo para responder a estas e outras questões, e talvez mais alguns anos antes que a nova técnica possa ser aplicada a seres humanos. Porém, apesar de tudo, Caulfield, entre outros, considera o projeto de incrementar o potencial de detecção de câncer no seio e a redução da necessidade da mamografia um trabalho excitante. E apesar de nenhum dos pesquisadores ver ainda seu trabalho como a última palavra em técnica de detecção, cada um deles poderia ser um acréscimo útil na arte do diagnóstico se se mostrarem estatisticamente significantes.

Tentativas

Jochen Edrich, do departamento de eletrônica do Instituto de Pesquisas de Denver, vem analisando os testes das propriedades da termografia de microondas milimétricas (11 e 30 GHz). Empregando uma antena não-contactante para captar a energia emitida, o sistema de Edrich fornece uma imagem em tons de cinza, semelhante a termografia de infravermelho, porém distinta dos dados mais discretos obtidos por Myers. A equipe de Edrich vem fazendo tentativas clínicas de seus sistemas milimétricos, combinados com mamografias e infravermelhos convencionais no Hospital Sueco de Denver.

A Europa vem desenvolvendo também alguns trabalhos no ramo, com uma equipe da companhia Philips de Hamburgo, Alemanha, fazendo exames de detecção de câncer no seio, de 2 GHz, numa clínica em Estrasburgo, na França. O sistema desenvolvido pelos europeus apresenta uma compensação de tempo real para reflexões variáveis de energia na interface antena-pele.

“Acredita-se que alguns tecidos cancerosos, quando expostos a microondas de baixo nível, ficam mais aquecidos do que os tecidos da área ao redor.”

Detectando a radiação humana

Todos os tecidos humanos — normais ou não — emitem radiações térmicas que variam em comprimento de onda numa grande faixa do espectro eletromagnético. Nas frequências das microondas, a intensidade de radiação é proporcional à temperatura do tecido.

Este fato, tomado isoladamente, é de pouco interesse para a medicina. Entretanto, uma massa de tecido canceroso geralmente apresenta um aumento na temperatura local de alguns graus. Esta radiação pode viajar pelo tecido humano por distâncias de alguns centímetros. E pode também escapar do corpo, se a fonte estiver suficientemente próxima da superfície.

Uma vez fora do corpo, esta ra-

dição é prontamente detectada pelos atuais receptores radiométricos de microondas. Assim, o exame das emissões naturais de microondas de um paciente pode ser utilizado para localizar possíveis pontos quentes cancerosos.

Nas temperaturas normais do corpo, a máxima intensidade de uma radiação térmica emitida naturalmente ocorre em um comprimento de onda de aproximadamente 10 micrômetros — na faixa do infravermelho. Isto levou os técnicos a empregarem um equipamento receptor de infravermelho para o exame. A um comprimento de onda de 10 centímetros (uma frequência de microonda típica), a intensidade irradiada é reduzida de um fator de 10^8 . De qualquer maneira, os radiômetros de microondas — desenvolvidos originalmente para emprego na radioastronomia — são mais do que sensíveis para o trabalho.

Tanto os procedimentos de microondas como os de infravermelho são passivos. Ou seja, nenhuma radiação é enviada para dentro do corpo, e a paciente estará completamente a salvo.

TACÔMETRO

Com um tacômetro você vai controlar a rotação em que está dirigindo, aumentando a vida de seu carro, evitando a «queima» de óleo, vai poder acertar corretamente a marcha lenta e com várias vantagens:

- é mais barato porque é você quem monta.
- é digital, portanto mais preciso, durável e fácil de ler.
- Depois de montado tem um aspecto sóbrio, combinando com todo tipo de carro.
- especialmente projetado para seu carro, com caixa blindada, sem necessidade de ajustes complexos e sem problemas quanto a ruído.

Testado em carros de várias marcas, sob todas as condições (calor excessivo, trepidação), funciona perfeitamente.



KITS NOVA ELETRÔNICA

para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

STEREO 100



O STEREO 100 tem tudo para fazer parte de seu sistema de som profissional, desde o painel monocromático, de alumínio escovado, até a qualidade do som que reproduz. Você pode encontrá-lo em todos os representantes de kits Nova Eletrônica, localizados nas principais cidades e capitais do país.

KITS NOVA ELETRÔNICA

para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES



do PRANCHETA PROJETISTA

Portas lógicas transformam um flip-flop JK num flip-flop RS sensível a variações de pulso

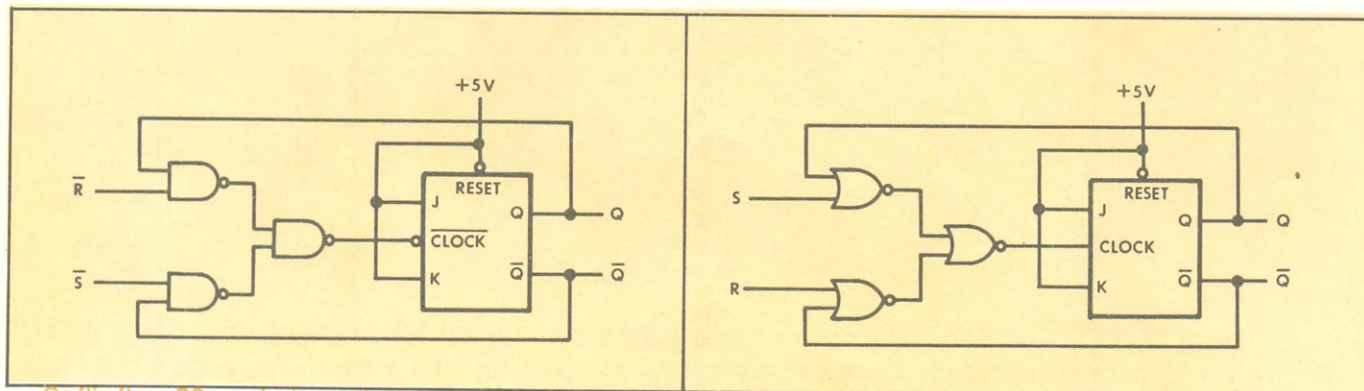
David L. DeFord
Colorado Video Inc., Boulder, Colo.

Os flip-flops RS com entradas sensíveis a variações de pulso não são normalmente encontrados nas famílias lógicas comuns, mas podem ser construídos com algumas portas lógicas e um flip-flop JK. Para transições positivas são utilizadas portas NOU (veja a figura) e para transições negativas são utilizadas portas NE.

Nos esquemas abaixo, quando o flip-flop é disparado

por uma transição ativa na entrada set (S ou \bar{S}), essa entrada é inibida e a outra, reset (R ou \bar{R}), é liberada. O flip-flop, então, só pode mudar de estado com uma transição ativa na entrada reset, e desde que isso ocorra, a entrada set é novamente liberada, completando o ciclo.

Como acontece com todos os circuitos lógicos, certas restrições de velocidade e largura mínima de pulso



Os flip-flops RS sensíveis a variações de pulso podem ser construídos com portas NE ou NOU e um flip-flop JK. O flip-flop à esquerda é sensível a transições negativas, como o 7473, enquanto o da direita é sensível a transições positivas, como o 7470.

devem ser observadas. O sinal de entrada deve permanecer estável depois de uma transição ativa até que os novos dados das saídas Q e \bar{Q} sejam transferidos para as portas de entrada. Para circuitos da lógica TTL, a largura mínima de pulso para um flip-flop sensível a transições negativas é de 65 nanosegundos no pior caso, o valor típico é de 32 nanosegundos. Para flip-flops sensíveis a transições positivas, o valor no pior caso é de 77 nanosegundos e o típico é de 40 nanosegundos.

Se portas TTL-Schottky de baixa potência forem utilizadas, a largura mínima de pulso para o pior caso é reduzida para 45 nanosegundos e o valor típico desce para aproximadamente 25 nanosegundos.

Já que as especificações variam de fabricante para fabricante, talvez seja uma boa medida calcular as larguras mínimas de pulso a partir dos tempos de propagação

de cada porta individualmente e dos flip-flop. As fórmulas para os flips-flops RS sensíveis a transições negativas e positivas são respectivamente:

$$t_w(\min) = t_{pd1}(NE) + t_{pd0}(NE) + t_{pd0}(FF)$$

$$t_w(\min) = t_{pd1}(NOU) + t_{pd0}(NOU) + t_{pd1}(FF)$$

t_{pd1} e t_{pd0} significam os tempos de propagação para os níveis lógicos 1 e 0.

Um cálculo incorreto da largura mínima de pulso pode resultar num pulso extra na entrada do flip-flop JK, retornando prematuramente para o estado original. É também preciso que os pulsos das entradas set e reset estejam separados por um intervalo de tempo superior à largura mínima de pulso, desde que nenhuma das entradas têm prioridade, e o disparo incorreto pode alterar o resultado final.

Uma pastilha multiplex digital pode constituir circuito de votação

Edwin P. Crabbe Jr.

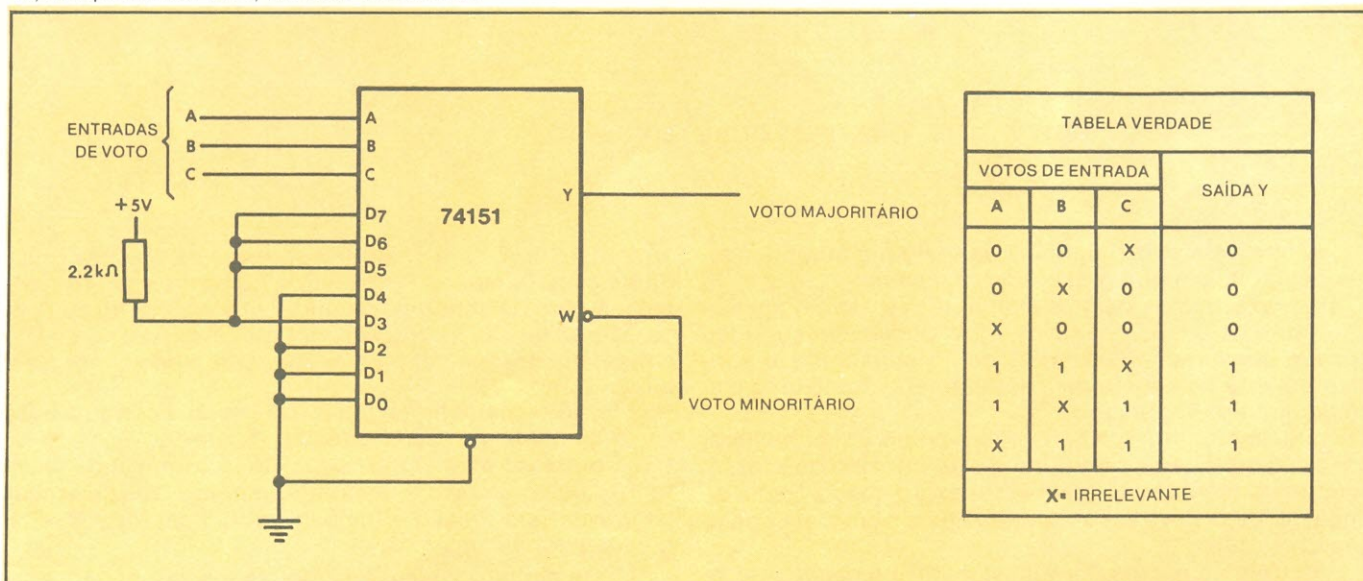
GTE Automatic Electric Laboratories, Northlake, III.

Uma pastilha multiplex digital de oito canais, como o 74151, pode constituir um circuito de votação, ou seja, apresenta na saída o mesmo nível lógico que for mais frequente nas entradas. Um circuito como esse pode ser usado em jogos eletrônicos, como bloco de decisão, ou em sistemas de redundância, aumentando sua confiabilidade.

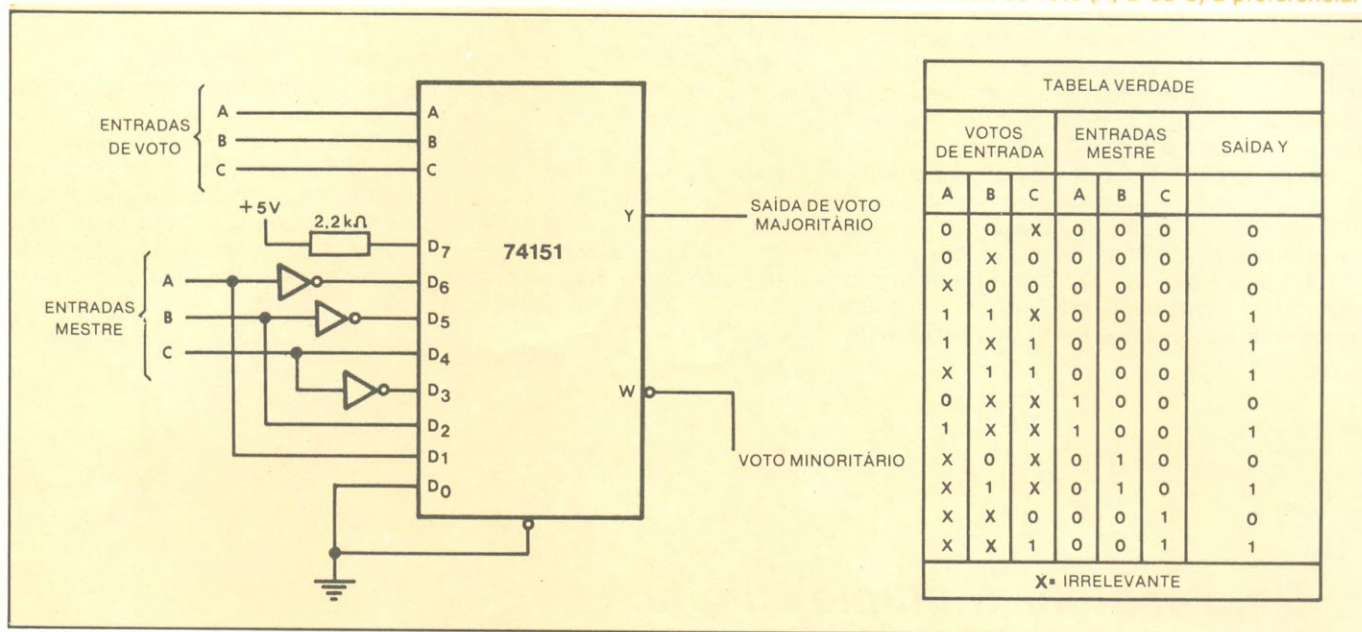
Como mostra a Fig. 1, os votos são registrados nas linhas de dados A, B e C do multiplex, e as entradas de dados D₀-D₇ são alimentados de tal modo a produzir a saída em Y de acordo com a tabela verdade.

Com a adição de alguns poucos inversores, o sistema pode ser equipado com um "mestre dominador", dando a ➡

Regra majoritária. As três linhas de endereçamento são as entradas de um circuito de votação baseado no multiplex 74151. A saída da Y está em acordo com a maioria das entradas, e a saída W, complementar de Y, é o voto minoritário.



Poder de veto. Acrescentando alguns poucos inversores o circuito pode ser equipado com algumas entradas preferenciais de voto, as entradas mestre, que, quando selecionadas, garantem a uma determinada entrada de voto (A, B ou C) a preferência.



qualquer dos votantes o poder de veto. A Fig. 2 detalha essa propriedade. Se, por exemplo, a entrada-mestre A estiver em nível lógico 1, a saída Y terá um valor coincidente com o voto de A, não importando os votos de B e C. Analogamente, se a entrada-mestre B estiver em nível lógico 1, a saída Y será coincidente com o voto de B. Com

toda as entradas-mestre em nível 0, a saída será novamente a maioria dos votos de entrada.

Sistemas com mais que três votos de entrada podem ser implementados na prática com um ROM programável, já que este tipo de circuito não permite montagens em cascata.

Conversor CC/CC compacto produz ± 15 V a partir de +5 V

Thomas Durgavich
Instituto de Tecnologia de Massachusetts,
Cambridge, Mass.

Muitos sistemas digitais usam alguns amplificadores operacionais que requerem tensões de +15 V e -15 V, quando todos os demais elementos requerem apenas 5 V. Tanto os +15 V, como os -15 V, podem ser supridos por um conversor CC-para-CC de 10 miliampéres, suficientemente compacto para ser montado sobre uma placa de circuito impresso.

Neste circuito, o NE555 opera como um multivibrador a 100 quilohertz, com um ciclo de trabalho de 75%. O valor da frequência não precisa ser exato, mas a forma de onda indicada deve ser encontrada para otimizar a operação do circuito.

O trem de pulsos do multivibrador comanda a base

do transistor A, para chavear a corrente na bobina primária do transformador T. Quando a corrente é interrompida, um pico de aproximadamente 20 V ocorre no coletor de Q. Esta tensão, retificada por D1 e filtrada por C1 e R1, é regulada por um simples regulador a diodo zener para fornecer +15 V.

Simultaneamente, um pico de tensão ocorre na bobina secundária do transformador T. Devido ao fato do transformador oferecer isolamento CC, o terminal de maior tensão da bobina pode ser aterrado para produzir o pulso negativo. Esta tensão é também retificada, filtrada, e regulada para alcançar -15 V.

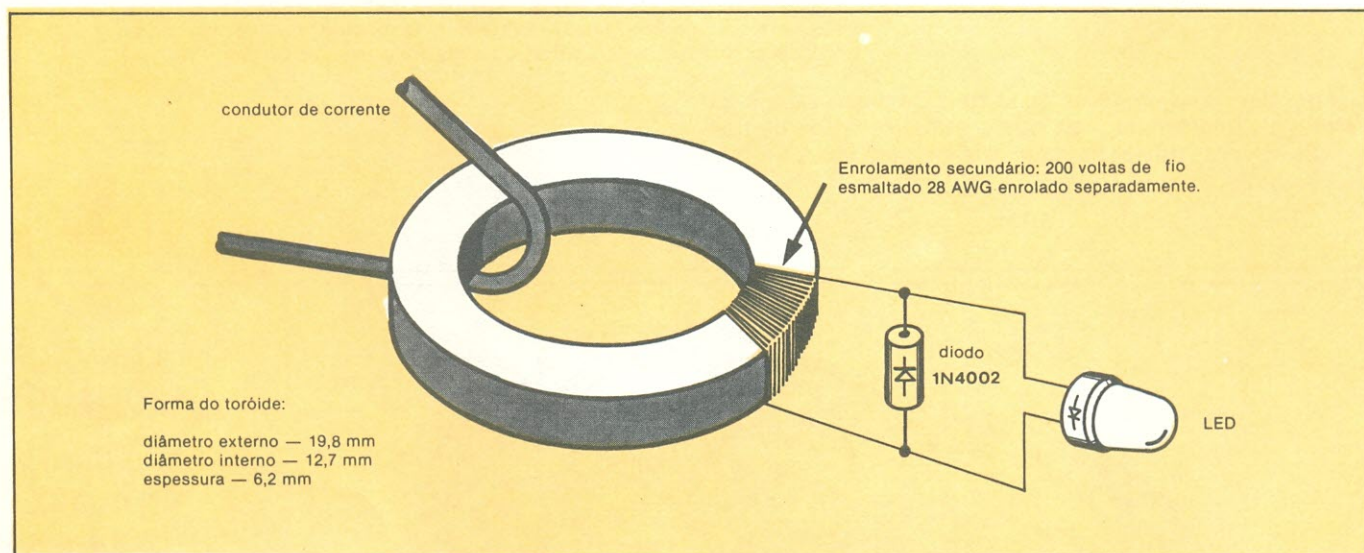
Este circuito é ideal quando o espaço é crítico, por-

Indicador de corrente é à prova de sobrecarga

Henno Normet
Diversified Electronics Inc., Evansville, Illinois

Um indicador de corrente, ao contrário de uma simples lâmpada piloto, sempre informa quando um dispositivo está drenando potência. Com apenas uns poucos componentes — um diodo emissor de luz, um diodo de baixa tensão e um transformador enrolado sobre um núcleo toroidal — pode-se construir um indicador que apontará correntes alternadas de bem mais que 100 ampères, com segurança. Este indicador drena uma potência desprezível para si e, não estando em contato elétrico com a linha, é isolado da mesma por vários milhares de volts.

O enrolamento de corrente, ao contrário de uma simples lâmpada piloto, sempre informa quando um dispositivo está drenando potência. Com apenas uns poucos componentes — um diodo emissor de luz, um diodo de baixa tensão e um transformador enrolado sobre um núcleo toroidal — pode-se construir um indicador que apontará correntes alternadas de bem mais que 100 ampères, com segurança. Este indicador drena uma potência desprezível para si e, não estando em contato elétrico com a linha, é isolado da mesma por vários milhares de volts.



Insensível a sobrecargas — O uso de um simples transformador de corrente, enrolado em um núcleo toroidal, protege este indicador de corrente contra o perigo de queima em correntes tão altas como 100 ampères. A saturação do núcleo limita a corrente do LED a um valor seguro, e o indicador é isolado da linha por vários milhares de volts.

O enrolamento primário do transformador é simplesmente o fio condutor de corrente passado através do furo no toróide (vide figura). O enrolamento secundário consiste de aproximadamente 200 voltas de fio esmaltado bitola 20 AWG, e comanda diretamente o LED. O diodo de baixa tensão é ligado inversamente em paralelo com o LED, para protegê-lo de altas tensões reservas que apareçam nos meios ciclos alternados, quando o transformador não está carregado.

Com os valores de componentes apresentados, o LED começa a acender-se com aproximadamente 2 A fluindo pelo primário, e atinge brilho total com mais ou menos 10 A. Quando a corrente ultrapassa 10 A, o núcleo

do transformador se satura, e a corrente no enrolamento secundário fornecida ao LED estabiliza-se num valor seguro.

Um indicador mais sensível poderá ser conseguido com o aumento de voltas do primário. Cinco voltas no primário aumentarão a sensibilidade cinco vezes.

O limite de comutação do indicador de corrente pode ser variado numa faixa de 2 a 10 A ligando-se em paralelo ao LED um resistor de 20 a 100 ohms. Será observado que a corrente do transformador é um indicador de carga muito mais eficiente que uma corrente **shunt**, a qual poderia dissipar cerca de 30 watts ao indicar uma corrente de 10 A.

o 8080 para principiantes



6ª LIÇÃO

Técnicas de entrada/saída nos microprocessadores

A comunicação entre o microprocessador e os circuitos externos de manipulação de dados é estabelecida pela utilização de instruções de **entrada e saída** (I/O ou input/output). Circuitos especiais produzem os sinais de tempo necessários para a sincronização da UCP com os dispositivos encarregados dessa operação — os chamados dispositivos

de entrada/saída ou I/O. Um sinal de *strobe*, por exemplo, faz com que uma porta de saída retenha informações numa barra, no instante apropriado; e o sinal de habilitação ativa os circuitos de excitação de barra associados a uma porta de entrada, fazendo com que os dados de entrada sejam transmitidos à UCP.

Exemplos de portas de entrada/

saída são: impressoras; teclados; máquinas de escrever com vídeo e *displays* gráficos; conversores A/D e D/A; *displays* digitais; gravadores cassette; etc.

Quando a UCP está lendo ou escrevendo na memória, é preciso fornecer meios de se endereçar corretamente a porta I/O desejada. Tal endereço deve estar à disposição ao

mesmo tempo em que a transferência de dados está ocorrendo (na prática, um pouco antes, para efeito de sincronização). No caso do 8080, o endereço da porta I/O aparece em duplicata em ambas as barras de endereçamento (DH7/DHO e DL7/DLO), e a transferência de dados, tanto de entrada como de saída, é feita através da barra de dados da UCP (DB7/DBO). O microprocessador gera sinais que são empregados para criar *strokes* de I/O, a fim de ativar essas transferências de dados na hora certa. A transferência é unidirecional, isto é, ocorre apenas uma entrada ou uma saída, por vez. Vejamos, nesta primeira parte da lição, algumas informações sobre as instruções de entrada/saída do microprocessador 8080.

Instruções I/O do 8080

O conjunto de instruções do 8080 inclui duas do tipo IN (entrada) e duas do tipo OUT (saída), cada qual sendo uma instrução de dois bytes. O segundo byte, aí, é o endereço de oito bits de uma porta I/O, o que confere ao microprocessador a capacidade de endereçar 256 portas de entrada e mais 256 de saída. O 8080, além disso, desenvolve um sinal separado para *strobe* de saída, representado pelo mnemônico *TOW* (*output write* — escrita de saída), e um sinal separado de habilitação de entrada, denominado *TOR* (*input read* — leitura de entrada). Eles estão relacionados com as instruções IN e OUT da mesma forma que os sinais de escrita e leitura na memória (*MEMR* e *MEMW*) se relacionam com as instruções de referência à memória. Isto significa que as portas I/O são endereçadas independentemente da memória.

A modalidade de entrada/saída do 8080 é similar à utilizada originalmente no 8008, quanto à sua separação das instruções de memória. No entanto, o 8080 apresenta os dados de saída na barra de dados, ao invés de na barra de endereço de baixa ordem, como acontece no 8008, evitando assim a multiplexação entre endereços e dados.

Além do mais, no 8080 existem oito bits de endereço I/O, ao invés de cinco, que aparecem, em redundância, nas linhas de endereçamento de alta e baixa ordem (DH7/DHO e DL7/DLO). Para produzir os sinais *strobe* de saída, um decodificador combina o sinal *TOW* com várias combinações das oito linhas de en-

dereçamento. Da mesma forma, os sinais de habilitação de entrada são produzidos num decodificador, que combina o sinal IOR com as linhas de endereço.

A não ser que seja necessário um grande número de portas I/O num sistema baseado no 8080, é simplesmente desnecessário utilizar todas as oito linhas de endereço do circuito de decodificação. Cinco linhas são mais que suficientes, permitindo 32 portas de entrada e 32 de saída. Bastaria apenas ignorar três linhas de endereço do circuito de decodificação I/O. Ou então lançar mão das instruções I/O por **mapeamento de memória**, isto é, uma certa área da memória é designada exclusivamente para as portas entrada/saída e utiliza-se as instruções de escrita/leitura da memória, ao invés das instruções IN e OUT.

O projeto das entradas

Nesta parte da lição vamos descrever vários métodos de se introduzir informação digital em um microcomputador, sob a forma de níveis TTL. O 8080, como o 8008, recebe dados através de uma barra bidirecional de 8 bits, a qual não apenas

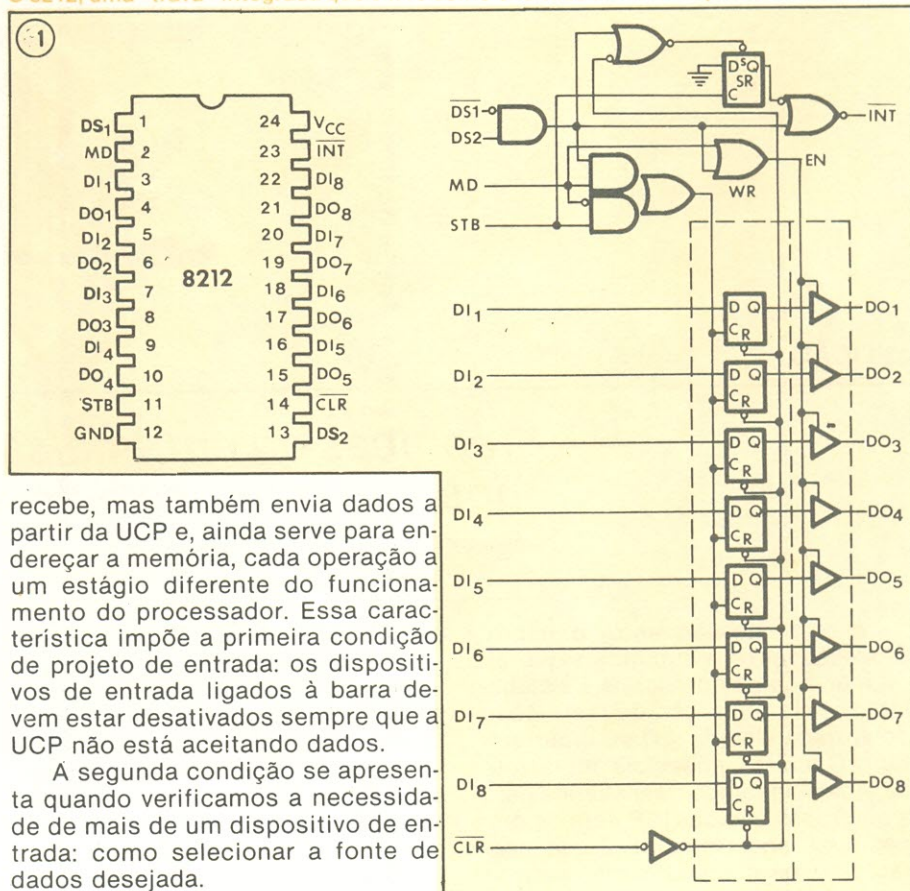
Antes de analisarmos duas abordagens básicas de circuitos de entrada, por meio de multiplexadores e estruturas de barras *tristate*, vamos fazer um rápido apanhado das tensões de entrada do 8080 e do 8008, também.

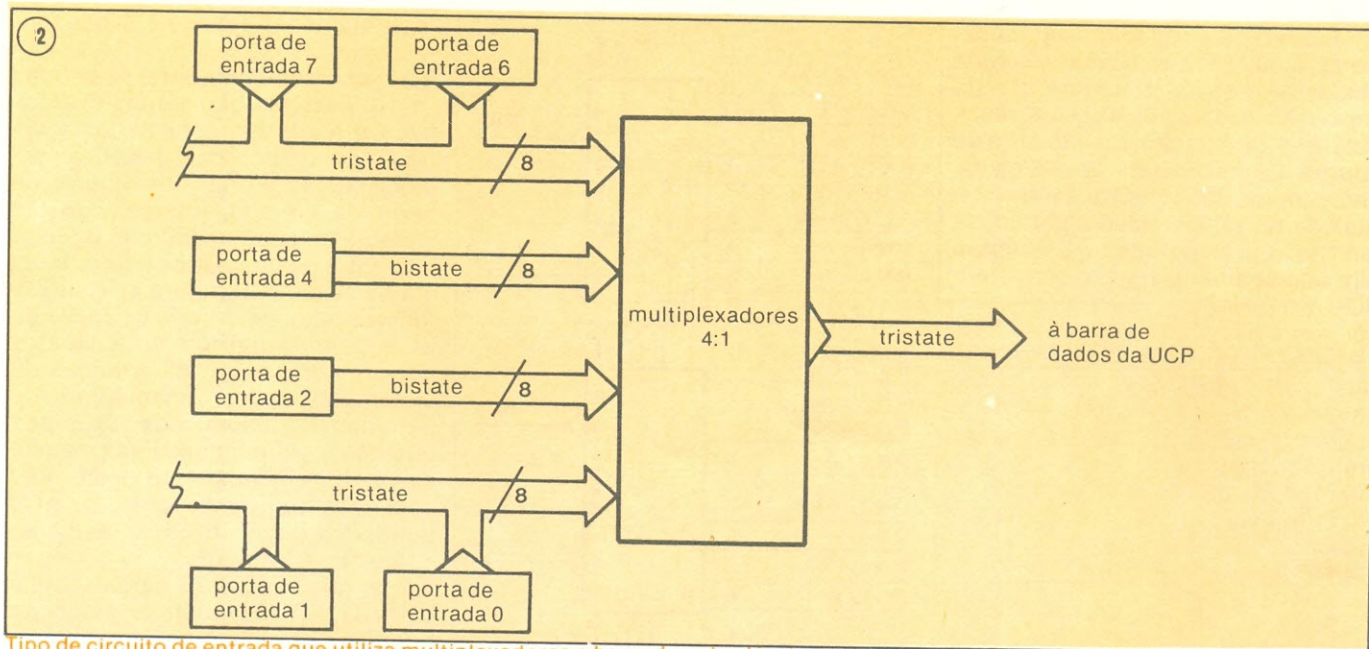
Tensões de entrada das barras

Tanto o 8008 como o 8080 foram projetados para serem compatíveis com circuitos TTL, apesar de se basearem na tecnologia MOS. Entretanto, o circuito interno desses microprocessadores sente dificuldade em reconhecer níveis lógicos "altos". Isto, porque os componentes TTL normalmente exibem níveis "1" de +3,4 V, mas não se garante que esses níveis ultrapassem +2,4 V; por outro lado, o 8008 requer uma entrada lógica "alta" de ($V_{CC} - 1,5V$), ou seja, de +3,5 V, com uma alimentação de +5 V, enquanto o 8080 exige +3,3 V. Como solução para esse problema, utilizou-se resistores de "puxamento para '1'" (*pull-up*) em ambos os microprocessadores, resistores esses que são externos no 8008 e embutidos, no 8080.

Outra solução é ter certeza de que os componentes externos realmente fornecem os níveis deseja-

O 8212, uma "trava" integrada que serve como excitadora de microprocessadores.





Tipo de circuito de entrada que utiliza multiplexadores e barra de entrada *tristate*.

dos de tensão. Um exemplo disso é o integrado 8212, da Intel, uma trava (*latch*) octal com saídas *tristate*, que tem um nível "1", garantido, de +3,65 V (figura 1).

No caso da UCP estar empregando excitadores em sua barra de dados, a fim de aumentar sua capacidade de endereçar um sistema ampliado, o integrado excitador bidirecional usado para esse propósito pode ser selecionado para fornecer níveis acima de 3 V, quando estiver aceitando dados. Exemplo: o CI 8228 da Intel, um excitador/controlador especialmente construído para o 8080.

Multiplexadores de entrada

a. multiplexadores de três estados

O multiplexador é essencialmente uma chave eletrônica digital, que seleciona a entrada de acordo com o código de seleção. Aqueles que já têm familiaridade com a lógica TTL certamente tiveram contato com tais dispositivos, como o 74153, um multiplexador duplo 4-para-1 com saídas TTL. Todo multiplexador ligado à barra bidirecional da UCP deve permitir sua desativação.

Na figura 2 podemos ver em diagrama de blocos um multiplexador *tristate* conectado a uma barra da UCP. O multiplexador mostrado possui seis portas de entrada de oito bits. As portas 2 e 4 comunicam-se diretamente com o multiplexador; as portas 0 e 1 estão ligadas a uma barra de entrada de três estados (consulte a lição anterior para co-

nhecer em detalhes os tipos de barras); e uma segunda barra de entrada canaliza informações das entradas 6 e 7 para o multiplexador.

A figura 3 mostra os detalhes essenciais da porção multiplexadora da figura 2. O circuito utiliza multiplexadores *tristate* tipo 74253, numa distribuição de 32 para 8 linhas. Aparecem também algumas amostras de conexões de entrada. O símbolo DN1/0-7 refere-se ao bit de mais alta ordem (7º bit) tanto da entrada 0 como da entrada 1. A linha assinalada com BBO refere-se ao bit de mais baixa ordem da barra bidirecional da UCP; as outras linhas usam a mesma notação.

b. multiplexadores de coletor aberto

Como foi explicado na lição anterior, quando falávamos de tipos de barras, os multiplexadores de coletor aberto podem ser utilizados para se comunicar com as barras bidirecionais de dados. Um bom exemplo seria representado por dois CIs tipo 8267 conectados à barra da UCP.

Sinais de habilitação e seleção de entrada

decodificação do sinal de habilitação

O sinal de strobe de I/O a ser utilizado com o 8080 depende do tipo de endereçamento aplicado, como foi discutido anteriormente. O sinal \overline{IOR} é o normalmente usado para habilitação de entrada, mas outros podem servir, tal como o sinal \overline{MEMR} .

seleção das portas de entrada

O 8080 apresenta o número da

porta I/O em ambos os registradores de endereçamento (DH e DL), em redundância, durante o tempo T1 de uma instrução de entrada/saída. Pode-se utilizar um decodificador de oito bits ou um sinal pré-codificado, para estabelecer o sistema de mapeamento de memória.

Abordagem da barra de conexão direta

Em microcomputadores de pequenas dimensões, todos os dispositivos de entrada podem, simplesmente, ser conectados diretamente à barra bidirecional de dados, por meio de dispositivos *tristate*. Durante uma instrução de entrada, somente o dispositivo selecionado é habilitado; todos os outros dispositivos de entrada são desativados, "puxando" da barra somente uma pequena corrente de fuga. As limitações práticas ao método da barra de conexão direta são, justamente, essas correntes de fuga criadas pelos componentes desativados e também a capacitância da barra.

Os terminais da barra de dados do 8080 são especificados para trabalhar a uma certa velocidade, até os 100 pF de capacitância de carga. É difícil prever com precisão o valor de capacitância de um circuito de barra, devido à influência da geometria do circuito impresso. Como regra geral, estima-se um acréscimo de 7 pF para cada pino de CI incluído no circuito da barra. Grandes distribuições ou barras extensas são propensas a problemas de capacitância.

DN 7-7

DN 7/6-7

74126

DH1

DN 6-7

DN 7/6-7

74125

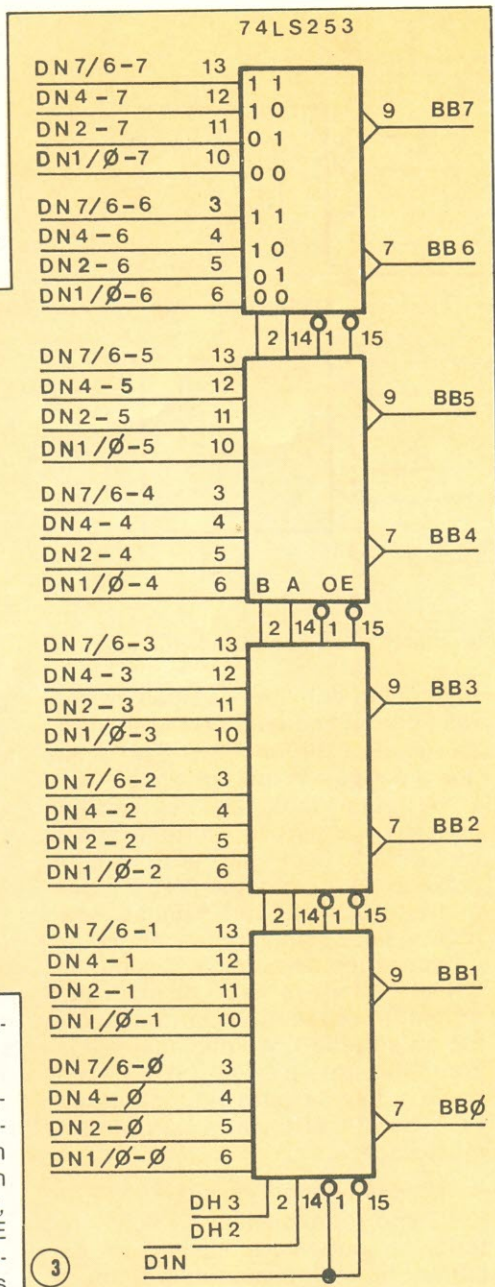
DH1

DN 4-5

1/3 7404

Quando é preciso conectar vários dispositivos *tristate* a uma mesma barra, é recomendável criar um sistema de entrada dotado de um excitador de barra, também *tristate*, como será descrito mais à frente. É a prática normal em todos os microcomputadores, com exceção dos menores.

O microprocessador 8080A, da Intel, é capaz de aceitar até 1,9 mA de corrente, a 0,45 V. O projetista deve consultar periodicamente as edições recentes dos manuais de fabri-



cantes, a fim de se atualizar com relação a esses valores, os quais podem variar de um fabricante para outro e também de uma geração para outra de componentes.

Todos esses fatores devem ser cuidadosamente pesados pelo projetista, quando estiver envolvido no projeto de pequenos microcomputadores com vários dispositivos *trista-*

Esse tipo de porta de entrada não é endereçada com uma instrução normal de entrada, mas com uma instrução de leitura de memória. A designação dessa porta não seria incluída entre as instruções codificadas em binário, como acontece com as instruções de entrada. Ao invés disso, a localidade exata da memória deveria ser estabelecida

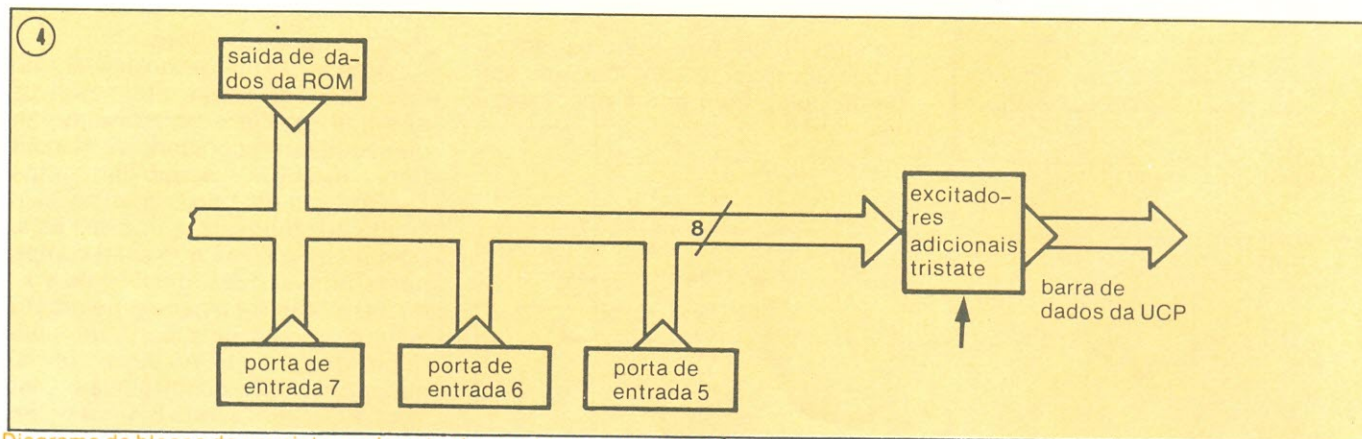


Diagrama de blocos de um sistema de entrada com barra unidirecional

no registrador H, antes de se executar a instrução de leitura de memória.

Essa técnica de mapeamento de memória é aplicável a quase todos os microprocessadores, com pequenas variações nas conexões e no *software*.

Projeto das saídas

Pulsos de saída

A figura 6 mostra a saída mais simples possível num microcomputador. Ela consiste somente de um dos *strobe*s de saída, 256 dos quais podem ser obtidos num microcomputador baseado no 8080.

A largura de pulso de uma saída como essa é de 500 ns para o 8080 (que tem um ciclo de *clock* de 2 MHz). É uma técnica bastante barata, em termos de *hardware*, mas exige uma instrução inteira de saída, para um único pulso. Bastante útil, portanto, em sistemas que empregam o 8080, onde há, geralmente, uma grande quantidade de portas entrada/saída.

Os quatro exemplos da figura 7 mostram pulsos que são controlados por um dos bits de saída. Os pulsos dos diagramas (a) e (b), por exemplo, ocorrem durante uma instrução *Output 15*, somente quando o bit da mais alta ordem na saída é de nível "baixo". Até oito pulsos independentes de saída podem ser ativados com um *strobe* de saída.

Pulsos condicionais

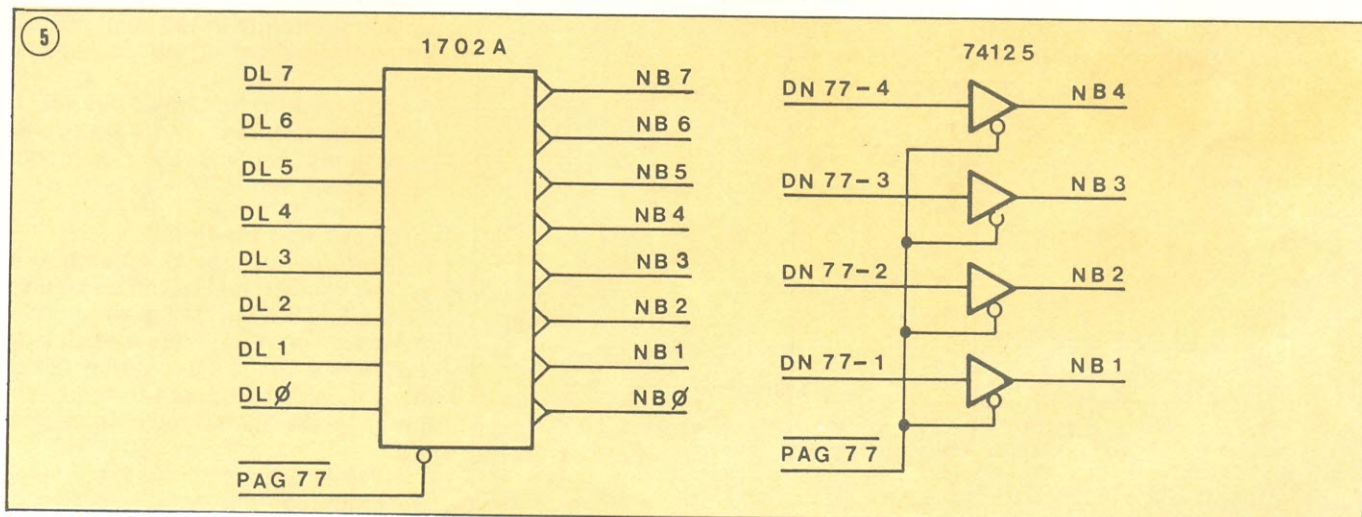
Chamamos de condicional a saída que, seja ela em forma de pulso ou dados retidos, depende de **mais de um** dos bits do registrador DL. E uma saída **endereçável** é aquela que utiliza um decodificador para fornecer mais de uma saída condicional. O circuito da figura 8, por exemplo, é condicional porque as entradas de habilitação estão ligadas a DL4 e DL3; e é também endereçável, pois as entradas de endereçamento do decodificador estão conectadas a DL2, DL1 e DL0.

O circuito dessa figura fornece oito saídas de pulso distintas, por

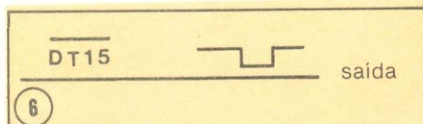
meio de um único CI. Pode-se gerar um pulso, ainda, por uma instrução *Output 15*, mas somente quando a palavra de saída contém uma combinação particular de dois bits: DT15-4 = 0 e DT15-3 = 1. Apenas um dos oito pulsos ocorre, de acordo com a seleção efetuada pelos três bits de mais baixa ordem da palavra de saída.

Larguras de pulso modificadas

Pulsos mais longos ou mais curtos que o sinal de *strobe* disponível podem ser obtidos ao se utilizar multivibradores monoestáveis (*one-shot*), tais como o 74123. Observe, na figura 9, como a entrada inversora A pôde ser convenientemente ligada ao *strobe* de saída, enquanto a entrada não-inversora B recebeu um bit determinado da barra de saída (registrador DL). No exemplo, o pulso de saída só irá ocorrer se o bit de sinal do registrador A estiver ativo no momento em que uma instrução OUT 013 é executada (em outras palavras, DT13-7 = 1). A entrada RESET pode ser conectada ao terminal MR, ➡

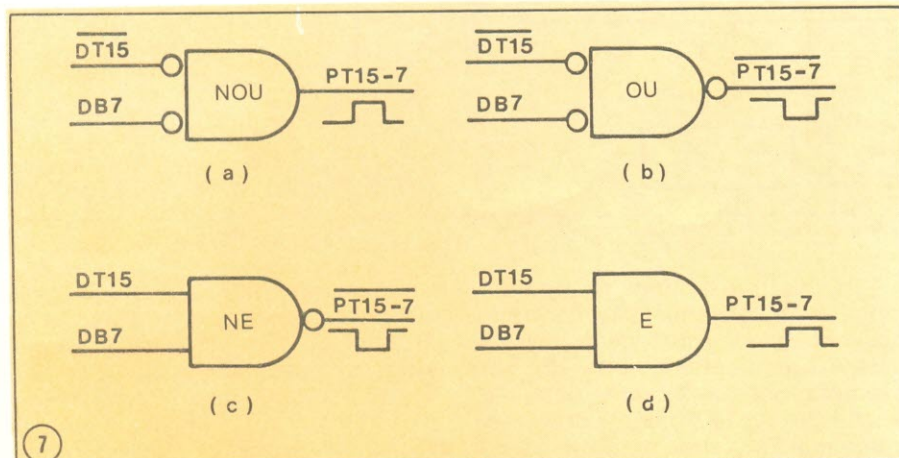


A memória, à esquerda, substituída pela "porta de entrada" *tristate* da direita.

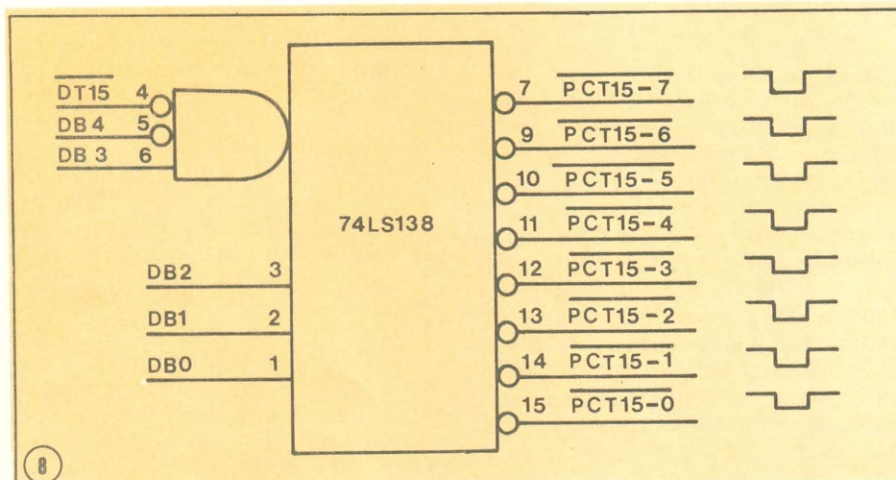


6 A mais simples saída de pulso.

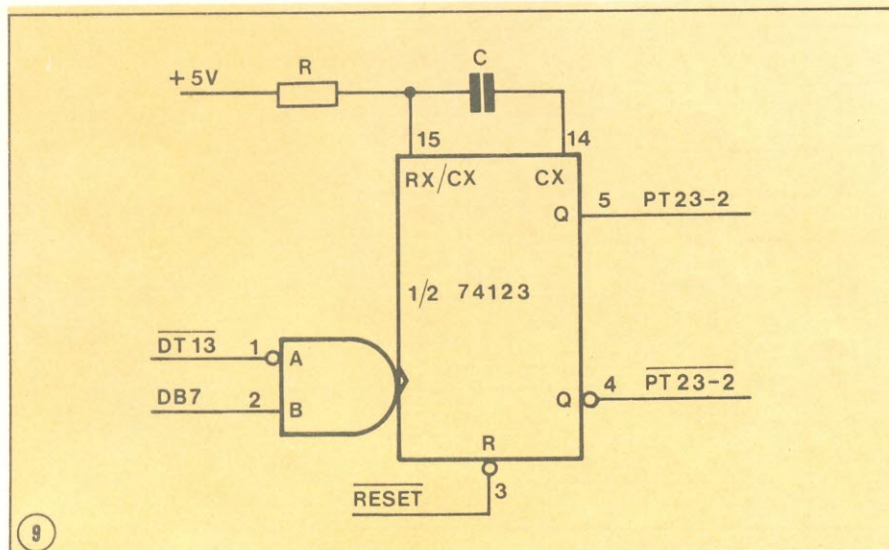
no circuito de *reset* principal do microcomputador, ou então a uma saída de pulso com borda descendente.



7 Saídas de pulso por meio de portas.



8 Saídas com pulsos condicionais.



9 Diferentes extensões de pulso, por meio de um monoestável.

Registadores com "trava"

Muitas vezes é desejável que uma porta de saída retenha os dados que recebe e os armazene até que surja outro comando de saída. A figura 10 dá um exemplo disso, mostrando um *latch* tipo D, como o 7475, sendo utilizado nesse tipo de "saída com memória". Já que esse componente possui duas ligações de *strobe*, ele pode trabalhar (como mostra a figura) como uma porta de saída dupla, de dois bits. As duas "travas" superiores são controladas pelo *strobe Output 15*, bits 6 e 7. As duas inferiores sofrem *strobe* durante uma instrução INP 2.

É claro que os próprios registradores DL e DH são exemplos desse tipo de retenção de dados. Porém, enquanto esses registradores recebem dados diretamente da barra da UCP, nos momentos T1 e T2, respectivamente, as "travas" de saída recebem dados do registrador DL, no momento T3A.

"Travas" condicionais

A abordagem da saída condicional pode ser aplicada às "travas" de saída, como se vê na figura 11. Aqui, o valor armazenado em uma das quatro "travas" pode ser modificado por uma instrução OUT 035, somente quando os dois bits de mais alta ordem do registrador A forem "zero". Esse circuito pode ser considerado como um simples multiplexador de saída.

"Travas" endereçáveis

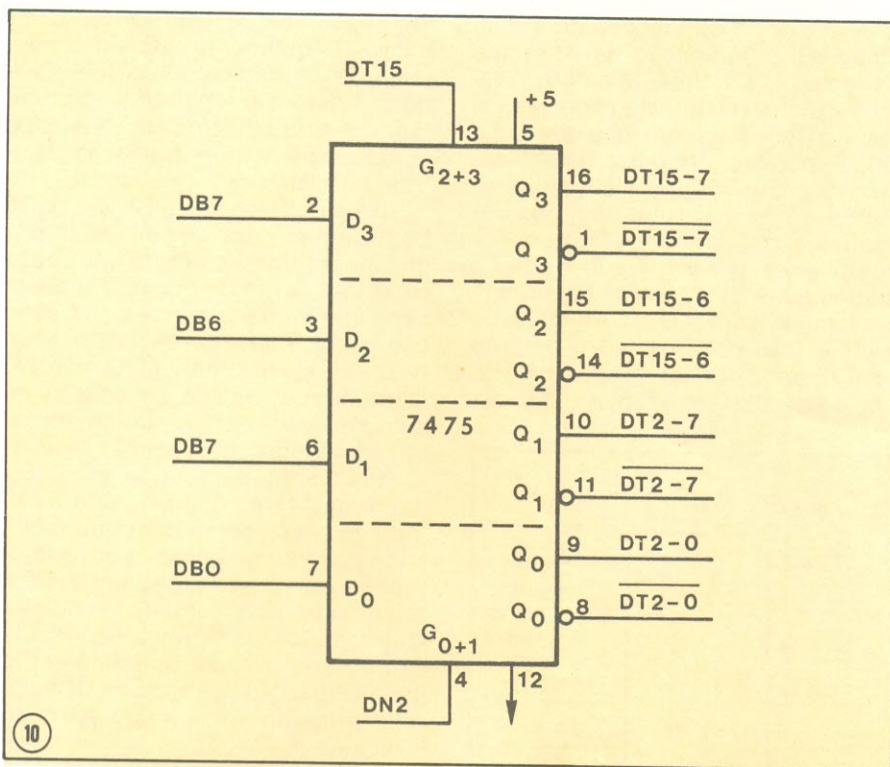
Um tipo de "trava" condicional, o 9334, da figura 12, ativa oito LEDs limitados em corrente. O estado dos três bits de mais baixa ordem do registrador A, antes de executar uma instrução OUT 021, vai definir qual dos diodos vai ser endereçado. O bit adjacente define então se o LED escolhido deve ser ativado ou apagado.

O conceito da "trava" endereçável é útil, naturalmente, para excitar outros dispositivos, além de diodos emissores de luz.

"Travas" tipo flip-flop

Um flip-flop tipo D, comum, oferece a solução mais simples de uma "trava" de um bit. Na figura 13 podemos ver como uma das metades de um 7474 é ligada a um *strobe* de saída e a um bit DL, para fornecer um único bit de saída e seu complemento.

Existe a possibilidade, ainda, de se empregar *flip-flops* tipo D com seis ou oito saídas, que podem fornecer vários bits num só integrado.

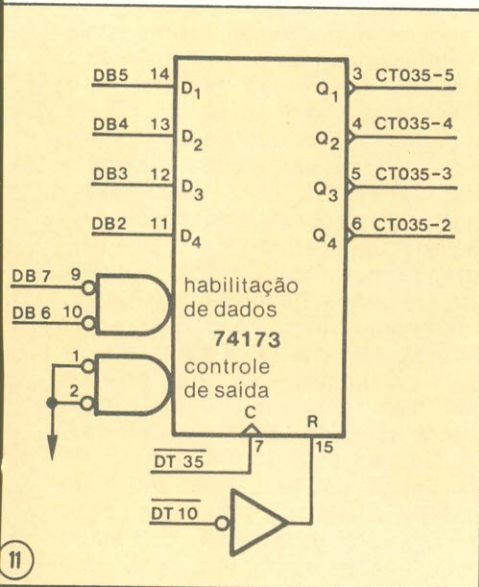


Dados de saída retidos por meio de uma

de saída, se apenas oito bits por vez pudessem ser apresentados na saída; dessa forma, a palavra só estaria completa após uma segunda instrução de saída.

Apesar do 8080 ser um microprocessador de oito bits, podemos fazer com que nos forneça palavras de até 16 bits (figura 15). Isto porque, devido a uma certa característica de seus circuitos, o 8080 apresenta os dados de saída na barra de dados e o número de portas de saída em duplicata, nas duas linhas de endereçamento (DH e DL). Podemos praticamente dizer que o 8080 "desperdiça" oito bits de dados de saída. Assim, como se vê na figura 15, a barra de endereçamento de baixa ordem (DL7/DL0) é empregada para entregar oito bits de dados, enquanto a barra de dados (DB7/DB0) cuida dos outros oito.

Para ativar essa porta de 16 bits, utiliza-se uma instrução de escrita na memória. Vamos admitir que a instrução seria MOV M,B (transferir para a memória o conteúdo do registrador B) e que o registrador L conte-

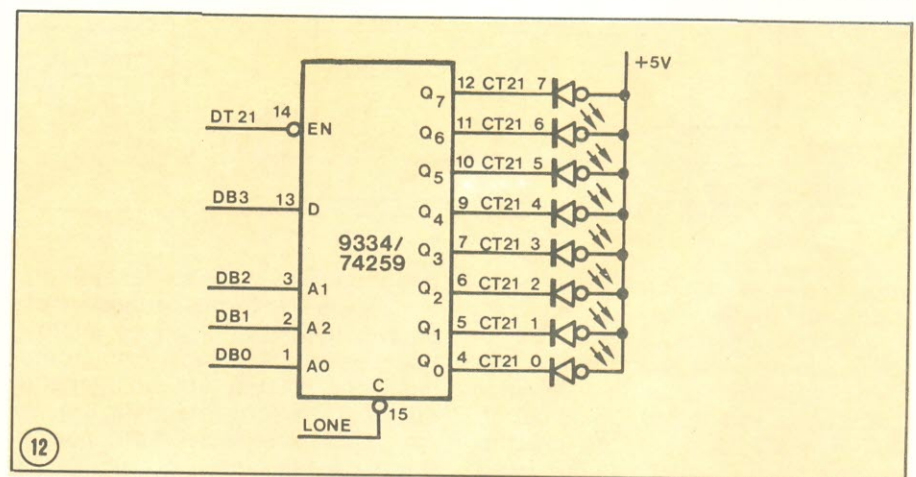


Quatro "travas" condicionais de saída.

Flip-flops de ação alternada

Várias funções especiais de saída podem ser implementadas pelo uso de simples portas e *flip-flops*, conforme nos mostra o exemplo da figura 14. Esse *flip-flop* muda de estado toda vez que o bit de sinal vai para o nível "1", durante uma instrução OUT 15; por outro lado, se o bit de sinal for de nível "0", o *flip-flop* não alterará seu estado.

Todas as técnicas que vimos até aqui são válidas tanto para o 8080 como para qualquer outro micropro-



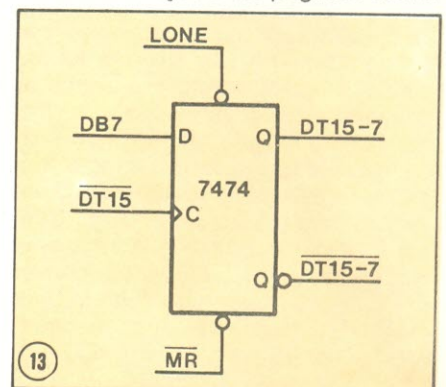
"Trava" endereçável controlando LEDs limitados em corrente.

cessador, respeitadas, é claro, as eventuais diferenças individuais. Vejamos agora como fazer para que 8080 trabalhe com 16 bits de saída, ao invés de oito.

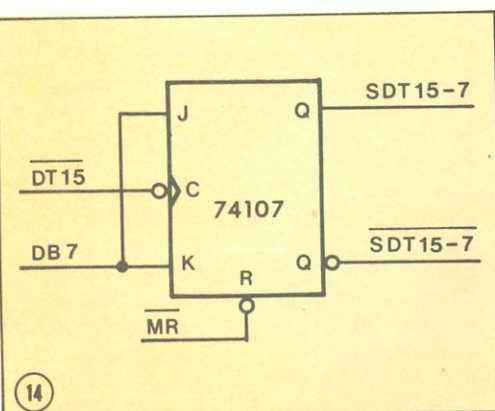
nha os oito bits de alta ordem, enquanto o registrador B retém os bits de baixa ordem. O registrador H, que é um endereçador de páginas de me-

Portas de saída de 16 bits para o 8080

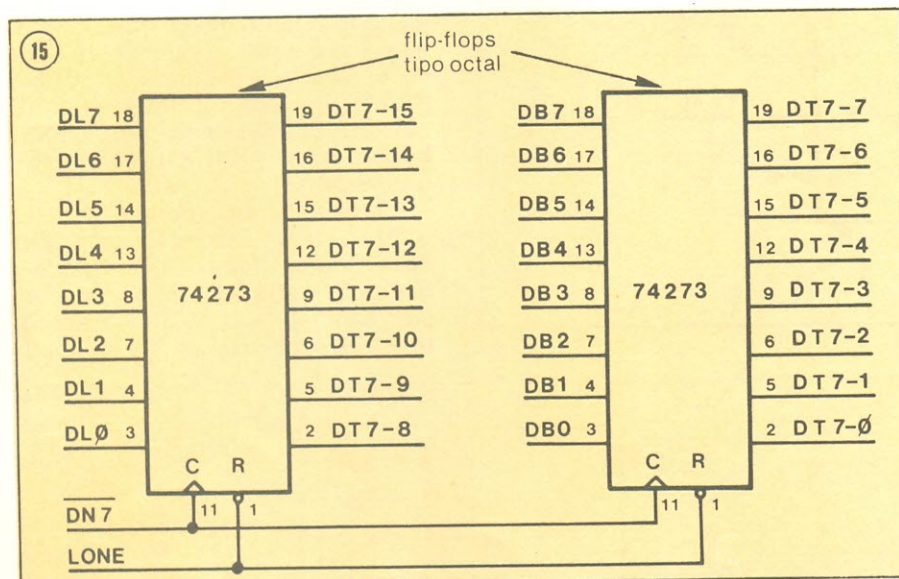
As palavras de oito bits são adequadas à maioria das aplicações de microprocessadores. Entretanto, em certos casos, são necessárias palavras mais extensas, como em conversões digital/analógicas de precisão, que requerem 10 ou 12 bits por palavra. Tal tipo de circuito geralmente exige que todos os dados de entrada sejam apresentados simultaneamente durante a conversão, o que exigiria duas instruções



Flip-flop tipo D fornece uma "trava" de um bit.



14 flip-flop de ação alternada.



15 Porta de saída de 16 bits para o 8080.

mória, produz um sinal *strobe* de saída adequado — no caso, DN7. Como consequência, surgem 16 bits de dados na porta de saída 7.

Uma alternativa seria a de colocar o endereço da porta e os dados de alta ordem no par BC de registradores e os dados de baixa ordem no registrador A. Uma instrução STAX B, então, produziria o resultado esperado, ou seja, a saída de 16 bits.

Observe que, em ambas as alternativas, todos os 16 bits de saída tornam-se válidos ao mesmo tempo, uma característica importante nas conversões D/A. Se em tais aplicações os dados forem entregues ao conversor em duas etapas: oito bits por vez, irá surgir uma tensão de saída intermediária, após a chegada do primeiro byte, tensão que é estranha ao processo. É lógico que se pode acrescentar circuitos que atrasem a transferência de dados ao conversor, até que chegue o segundo byte; mas isso torna-se desnecessário quando se utiliza o circuito da figura 15.

Acrescentando um UART

Em muitas aplicações de comunicação, os dados são transmitidos de forma assíncrona. Exemplo: a *teletype* é uma máquina que envia e recebe caracteres com pausas variáveis entre eles. Por outro lado, o microprocessador é um dispositivo altamente síncrono, que emprega um esquema de tempos relativamente complexo e, por isso, requer que os dispositivos de interface sejam sincronizados com a UCP. Além de tudo isso, nas comunicações é muito conveniente utilizar apenas uma linha de dados, isto é, um par de fios,

transmissão, separados por intervalos regularmente espaçados. Cada palavra é totalmente auto-suficiente, já que é delimitada pelos dois códigos. Essa característica permite também que se introduza pausas de qualquer duração entre as palavras transmitidas.

Do outro lado da linha, um outro UART espera por um bit de início, que sincroniza o *clock* de sua seção receptora, a fim de que haja uma recepção adequada de dados. A relação entre dois bits de início, num fluxo de dados, não precisa estar sincronizada, devido às pausas de duração variável que podem ser intercaladas nas mensagens.

Um exemplo do tipo mais comum de UART pode ser visto na figura 16. Percebe-se com que facilidade pode ser acoplado a um microprocessador, devido à sua estrutura, orientada para o formato de barras. Quase todos os terminais de saída são do tipo *tristate*, podendo ser ligados à barra de entrada da UCP, diretamente, ou então a uma barra bidirecional.

O terminal TR OUT (saída de dados seriados), porém, não emprega o processo *tristate*; ele representa a saída para a linha de transmissão e pode ser conectado diretamente a uma entrada compatível com TTL de qualquer dispositivo periférico, como a própria *teletype*. A bandeira (*flag*) TR EMPTY, que anuncia quando o registrador de transmissão está vazio, também não usa saídas *tristate*, de modo que possa ser utilizada para gerar uma interrupção para o microcomputador, ou receber dados de uma memória FIFO (First In/First Out — primeiro a entrar/primeiro a sair), sem ter que habilitar os circuitos de saída da seção de controle.

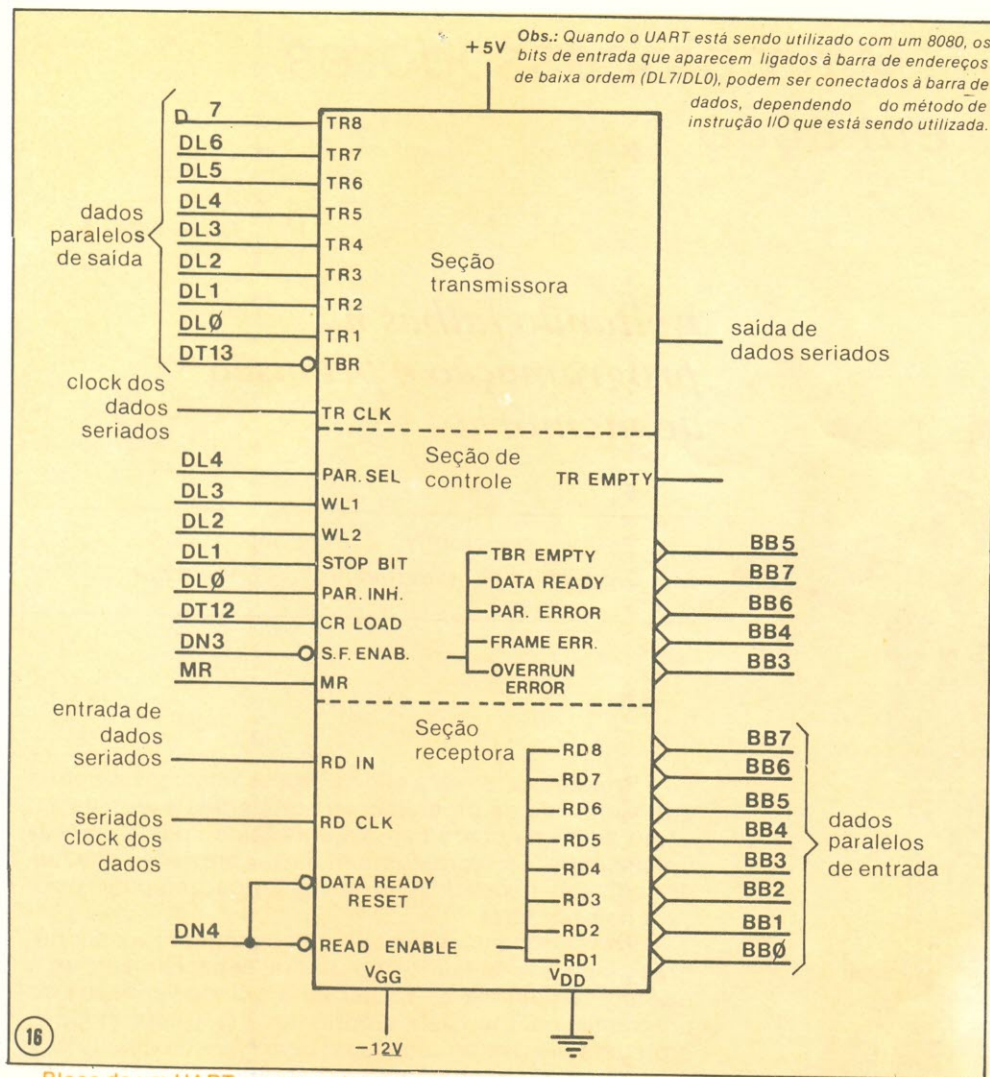
No esquema da figura 16, tanto as linhas da seção receptora do UART (RD8/RD1), como as da seção de controle, todas do tipo *tristate*, estão ligadas diretamente à barra da UCP. As linhas de controle servem como bandeiras (*flags*) de status, testadas pelo microprocessador, a fim de controlar o fluxo dos dados seriados.

Esse teste acontece quando uma instrução IN 003 é executada pelo microprocessador, levando o terminal DN3 a um nível "baixo", o que habilita as bandeiras de status da seção de controle a aparecerem na barra de dados da UCP. E a UCP, por sua vez, guarda essa informação em seu registrador A, interno, como faz com qualquer instrução de entrada. O microprocessador testa essa

por onde os dados são transmitidos e recebidos de **forma seriada** e cada palavra recebe códigos de início e fim. E, como sabemos, o microprocessador 8080 é um componente que opera de **forma paralela**, processando dados representados por palavras de oito bits.

O receptor/transmissor universal assíncrono, ou UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*), é um auxiliar de grande utilidade para um microcomputador, pois faz com que ele se comunique com o mundo seriado de dados. O UART constitui, assim, uma combinação de um dispositivo de entrada com um de saída, sendo um bom exemplo de uma **técnica combinada de I/O**.

A conversão de palavras de oito bits em dados seriados é feita, dentro do UART, carregando-se um registrador de deslocamento (*shift register*) com os dados paralelos, adicionando-se os códigos de início e fim da palavra e, por fim, deslocando-se todos os bits para a linha de



Bloco de um UART, mostrando as conexões com o microcomputador.

informação e segue em suas tarefas, conforme os resultados.

Uma instrução IN 004 faz com que os dados presentes no UART passem para a barra de dados, além de provocar um *reset* na bandeira DATA READY do UART, o que permite ao computador receber uma informação de oito bits e ainda confirmar para o UART a recepção de dados, preparando-o para o próximo byte, tudo com uma única instrução. Isto é um exemplo de como uma entrada *tristate*, sob o formato de barra, pode ser adaptada a trabalhar com a abordagem de pulsos de saída, vista nesta mesma lição.

A palavra de controle, que define a extensão da palavra, a paridade e a extensão do bit de final, é carregada no UART por meio de uma instrução OUT 012. Assim que a UCP determinou que o excitador de saída está vazio (usando uma instrução IN 003 e testando o bit 5), ela poderá enviar mais uma palavra ao excitador, empregando uma instrução OUT 013.

Num projeto como esse, um integrado LSI, duas instruções de entrada, sem componentes adicionais, são mais que suficientes para dotar um microcomputador baseado no 8080 com a capacidade adicional de comunicação com dados assíncronos. Claro que uma estrutura tão simples depende não só da complexidade interna do UART e do 8080, mas também nas estruturas de barras e na utilização de dispositivos com saídas *tristate*.

Foi dada aqui uma ligeira explicação de como um UART poderia ser facilmente acoplado a um microcomputador. Se você deseja saber maiores detalhes sobre esse componente, procure pelos manuais de fabricantes ou então faça uma consulta ao artigo "UART — Um CI para transmissão e recepção de dados", publicado na NE n.º 2.

(continua)

FONTE 5V — 1A

É justamente isto que nós temos para você.

Simple, apenas um CI com compensação de temperatura e limitação de corrente internamente, o que garante a qualidade do aparelho.

De montagem fácil, acompanha caixa modular, resultando uma fonte de pequenas dimensões e resistente. Monte, use e abuse de sua fonte.



KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

**DISQUE
QUE ELA
ATENDE!**

**FILCRES
COM NOVO
TELEFONE**

**223-7388
(TRONCO)**

ATENÇÃO

Microprocessadores em ação

Evitando falhas na programação e previsão de memória

por Norman E. Peterson

Digitech Data Industries, Inc., Connecticut

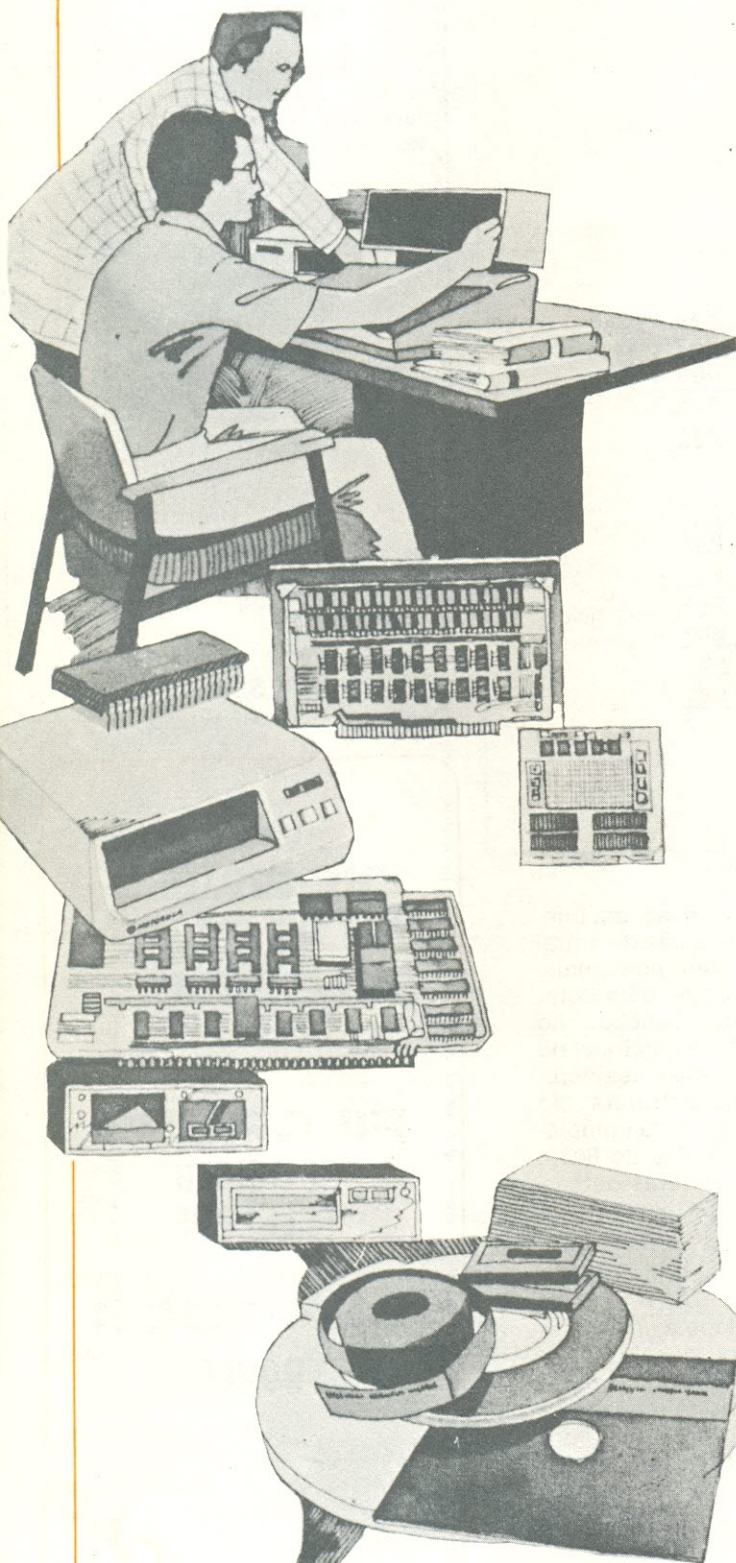
Projetar sistemas a microprocessador com memória e flexibilidade de programação suficientes é algo assim como andar na corda bamba: uma falha pode significar um desastre. Se o projetista não fizer previsões adequadas sobre as necessidades dos usuários, seu projeto poderá cair por terra.

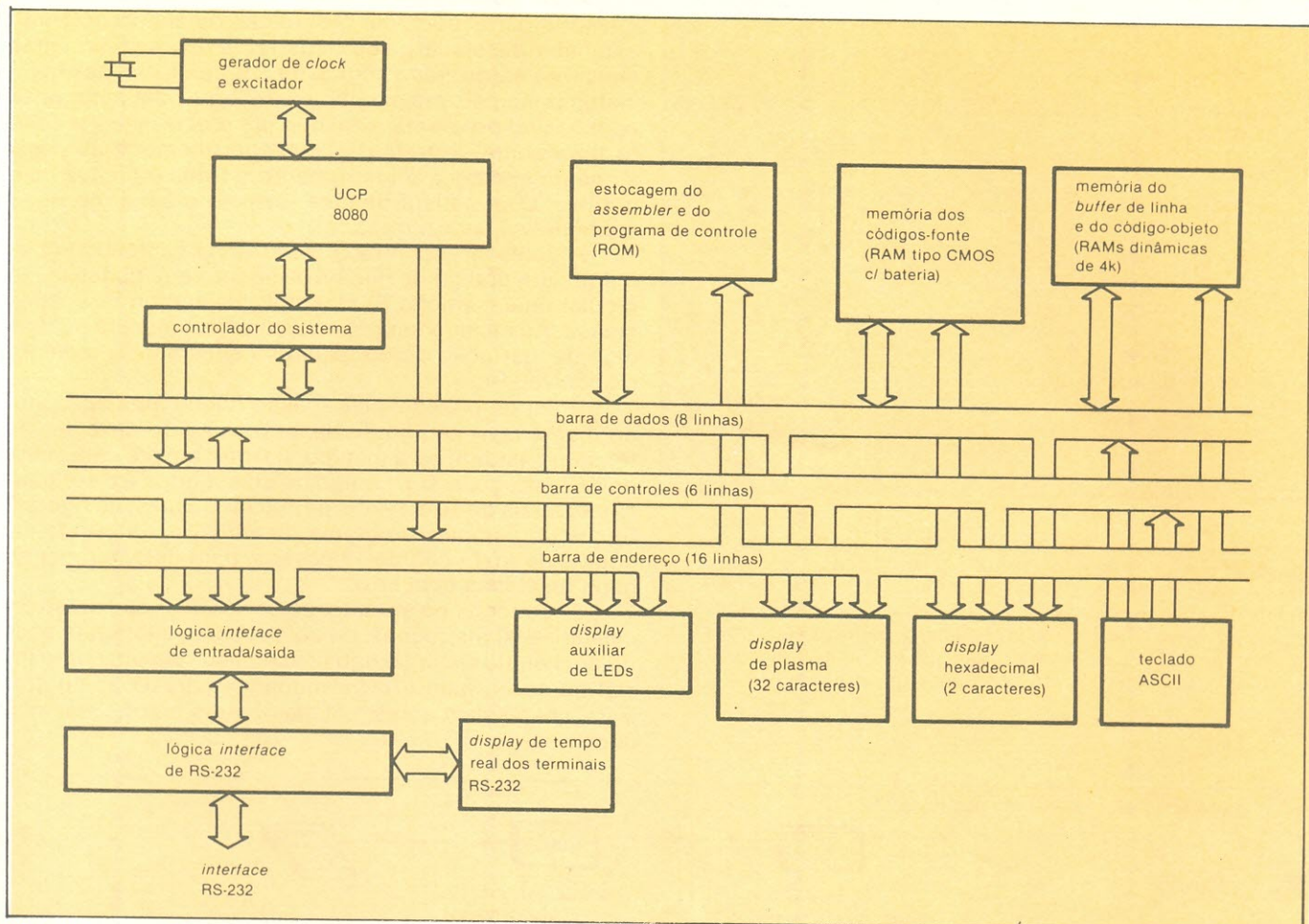
Prever condições em que o equipamento vai ser utilizado é um passo muito importante, especialmente se o mesmo se destinar a receber uma grande variedade de programas escritos pelo próprio usuário. Desse modo, o projetista precisa ter uma idéia bem clara da quantidade de códigos de instrução e da amplitude de memória requeridas pelo usuário.

Claro que nem todos os requisitos podem ser estabelecidos com antecedência, mas uma certa previsão de projeto pode tornar as mudanças operacionais em programas apenas uma questão de se adicionar seções independentes de códigos de instrução, sem que seja necessário reescrever programas inteiros, para se acomodar códigos novos. Essa operação pode se tornar dispendiosa, particularmente porque exigiria uma nova procura de falhas (ou *debugging*).

Um caso-exemplo

A importância de tais considerações ficou evidente para nós, durante o projeto de um sistema que reúne um monitor de linha de dados e um simulador interativo, ambos baseados no microprocessador 8080. Pacer é o nome do sistema, que dá ao usuário a liberdade de configurar e executar um programa-teste individual e também de visualizá-lo depois, num *display* alfanumérico. Ele foi projetado para fornecer diagnósticos de sistemas de dados, para isolar problemas de *hardware* e para localizar falhas no *software* do sistema. Mais especificamente, o Pacer monitora e apresenta seletivamente todos os caracteres de protocolo, controle e teste, além de detectar e controlar o *status* do terminal de *interface* RS-232. Como funções adicionais, ele transmite seqüências de verificação (*polling*) respostas e mensagens variáveis de teste, de forma a simular o desempenho em operação de um termi-





Vista interna — O projeto de hardware do Pacer segue a arquitetura convencional dos microprocessadores. Digna de nota, no projeto, é a lógica de entrada/saída e da interface RS-232, que permite ao instrumento monitorar e simular qualquer disciplina de linha, sob o controle da UCP.

nal de dados ou de um equipamento de comunicações.

Obtendo flexibilidade

A interface RS-232 é um ponto de entrada natural para o teste de equipamentos e sistemas de telecomunicação. Porém, providenciar, ao mesmo tempo, a monitoração passiva e a simulação ativa sempre representou um problema de flexibilidade. Apesar de que o número de operações elementares que podem ser efetuadas nessa interface de 25 pinos é relativamente pequeno, as possibilidades de permutações, combinações e seqüências que compõem uma determinada disciplina de linha são infinitas. É virtualmente impossível introduzir suficiente universalidade num instrumento de teste, apenas com o auxílio da lógica não-integrada.

A resposta a esse obstáculo é o microprocessador integrado, de baixo custo. Sua programabilidade provou ser o único meio de fornecer o desempenho individual desejado, a partir de um programa padrão de desenvolvimento, constituído por macroinstruções (grupos de instruções para funções específicas), para cada uma das operações elementares da interface RS-232. Por meio das "macros", o usuário é capaz de compilar programas específicos de aplicação, a fim de testar cada protocolo de linha com o assembler residente da linha.

Selecionando o dispositivo

A preferência inicial por um microprocessador de 8 bits foi bastante lógica, já que os dados da interface são

exatamente de 8 bits. Depois de compararmos o desempenho de todos os dispositivos de 8 bits existentes no mercado, verificamos que todos eles iriam operar, no mínimo, adequadamente. A escolha recaiu sobre o 8080 pelo único e simples fato de, na época, apresentar o maior volume de produção e várias alternativas em fornecedores. Selecionar um integrado tecnicamente superior, para descobrir, depois de já iniciada a produção dos sistemas, que ele foi descontinuado, pode requerer uma total reformulação e procura de defeitos no programa.

A parte mais difícil

Escolher o microprocessador adequado foi a parte mais fácil do passeio na corda bamba. O difícil veio depois, quando tivemos que escrever um programa de desenvolvimento afeito às necessidades dos usuários e, também, decidir a área de memória suficiente, porém não excessiva.

Durante os testes práticos do Pacer, constatamos que os usuários desejavam escrever programas-teste mais longos do que o previsto. Ao invés de utilizar vários programas reduzidos para testar as funções individuais, uma de cada vez, eles desejavam apenas pressionar um botão, e deixar todo o serviço para o instrumento. Em outras palavras, o que eles queriam era um equipamento que lhes permitisse escrever códigos de instrução que testassem cada uma das funções e, depois, combiná-los todos num único programa.

O projeto inicial não incluía espaço suficiente na

PROGRAMA AMOSTRA

PASSOS DO CÓDIGO PROGRAMA		INSTRUÇÕES	ARGUMENTO
00	63	identificador do programa	monitor NAK responde
01	37	desliga o <i>display</i>	—
02	11	desliga receptor 2 ou 3	3
03	51	apronta contador A	0
04	30	limpa <i>display</i>	—
05	55	apresenta conteúdo do contador	A
06	31	apresenta caracteres	seqüências NAK
07	13	recebe e lista seqüências	NAK
08	53	incrementa o contador	A
09	04	volta	—5

Programa amostra — Este código de instruções de 10 passos programa o instrumento para detectar e contar o número de mensagens recebidas erradas no terminal 2 da interface RS-232, e que devem ser retransmitidas. As seqüências de *negative-acknowledgement* (NAK — reconhecimento negativo) apresentadas após o passo 06 não são destruídas quando o programa volta para o passo 05 e reapresenta o conteúdo do contador A.

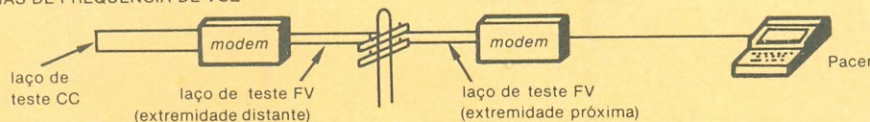
memória para acomodar programas de aplicação com a extensão desejada pelos usuários. Percebemos, então, que ao se estruturar o código de programa, um dos requisitos principais era memória suficiente para permitir expansões no programa, sem que ele precisasse ser escrito novamente. Entretanto, adicionar memória às cegas somente encarece o instrumento e torna-o menos competitivo. O projetista precisa realmente saber no que a memória vai ser utilizada.

A solução encontrada foi a de se escrever, inicialmente, um código de desenvolvimento que pudesse manipular uma memória RAM, ampliável conforme a necessidade. Ao mesmo tempo, a delimitação imposta pelo código de instrução diz ao usuário a extensão da memória disponível.

Além de providenciar acesso a uma área adequada de memória, o código de desenvolvimento deve ser extenso o bastante para manipular o número pré-determinado de instruções. Um código de dois dígitos é o suficiente para mais de 10 e menos de 100 instruções; na figura 2, temos um simples programa de amostra, utilizando um código de instrução de 10 passos, para detectar mensagens recebidas com erro.

É prudente, no entanto, ao se verificar que serão necessárias 90 instruções, ou coisa assim, adotar um código de 3 dígitos. Um código desses não tem um custo inicial muito elevado e evita mudanças drásticas no *software*, caso sejam acrescentadas outras instruções, mais tarde.

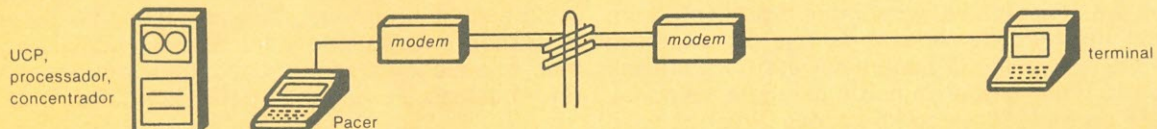
TESTE DE MODEMS E LINHAS DE FREQUÊNCIA DE VOZ



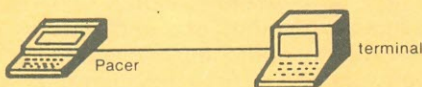
TESTE DE UCPS E SOFTWARE VIA MODEMS



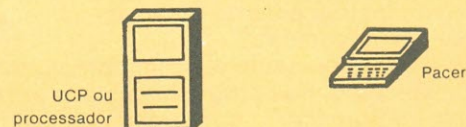
TESTE DE TERMINAIS VIA MODEMS



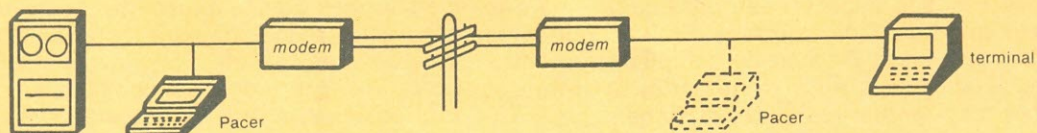
TESTE DIRETO DE TERMINAIS



TESTE DIRETO DE UCPS E SOFTWARE



MONITORAÇÃO PASSIVA DE INTERFACE



Usos — Através de simples comandos de teclado, o usuário pode rapidamente configurar e executar programas-teste individuais, a fim de checar interfaces, terminais, UCPS e software, assim como modems e linhas de frequência de voz, e visualizar os resultados no *display* alfanumérico.

Liberdade de escolha

A consideração inicial, para a memória ROM que conteria o programa de desenvolvimento, recaiu sobre memórias PROM individualizadas para cada usuário. No entanto, elas iriam envolver demasiadamente o projetista com o usuário, para que pudessem receber o programa — uma prática que, frequentemente, é uma fonte de erros.

Ao invés disso, demos preferência a uma simples memória ROM, usada como *assembler* de dois passos, que permite ao usuário montar seu próprio programa, no momento desejado. No primeiro passo, ele seleciona as "macros" requeridas, que consistem de códigos de máquina para uma das funções elementares de *interface*, e as transfere da memória ROM para a RAM, onde o programa é montado. Durante o segundo passo, ele adiciona os endereços de salto para o código e os argumentos de instrução (instruções específicas).

Uma memória durável

Carregar os longos e complexos programas de aplicação, toda vez que o instrumento é ligado, seria um trabalho demorado e desnecessário. Assim sendo, é preciso contar com uma memória não-volátil para armazenar os programas dos usuários sob a forma de frases codificadas, as quais são chamadas e compiladas conforme a necessidade. O sistema Pacer emprega uma pequena

memória RAM do tipo CMOS, apoiada por bateria, para essa finalidade; sob condições típicas de operação, verificamos que baterias de mercúrio de 5,6 V podem durar um ano, aproximadamente.

Mesmo com todas essas mudanças no *software* e nas memórias, o instrumento foi colocado em regime de plena produção com um mínimo de alterações de *hardware*. Pode-se apreciar uma típica série de aplicações do Pacer na figura 3.

E vida longa

Além de tudo, uma simples atualização de *software* poderá estender a vida do Pacer, facilmente. O instrumento pode ser adaptado a seguir as novas e aperfeiçoadas possibilidades dos circuitos e equipamento de telecomunicações. Deste modo, ele é imune à obsolescência, mesmo quando novos protocolos de linha forem desenvolvidos e postos em uso.

Uma grande vantagem dos instrumentos baseados em microprocessador aparece quando o pessoal encarregado de utilizá-los, nos testes, não está familiarizado com programação. Os usuários devem tão-somente carregar os códigos-fonte nos instrumentos, a partir de um local central, utilizando *modems* e linhas telefônicas. Tudo o que os técnicos de manutenção tem a fazer é executar os testes.

© Copyright Electronics International



**No Rio Grande do Sul, a
"onda" do Mar Eletrônico.**

★ Kits Nova Eletrônica

★ Componentes Eletrônicos



Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 383 — Porto Alegre, RS

Fone: (0512) 24-4175

PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

CURSOS

Clocks e Monoestáveis

Dois circuitos usados para conduzir as operações lógicas seqüenciais — os circuitos de clock e os multivibradores monoestáveis. Os primeiros no comando da mudança de estado dos circuitos lógicos, enquanto os monoestáveis, convenientemente disparados por pulsos, implementam diversos circuitos lógicos seqüenciais.

Circuitos osciladores de clock

A maior parte dos circuitos lógicos seqüenciais são comandados por um *clock*. O *clock* é um sinal periódico que causa a mudança de um estado a outro do circuito lógico. Ele conduz o circuito seqüencial através de seus estados normais de operação, de modo que desempenhe a função para a qual foi designado.

O sinal de *clock* é gerado por um circuito conhecido como oscilador de *clock*. Tal oscilador gera pulsos de saída retangulares com frequência, amplitude e ciclo de trabalho específicos. O oscilador de *clock* mais comumente em uso é o multivibrador astável, tanto o construído com componentes discretos, quanto o derivado de portas lógicas.

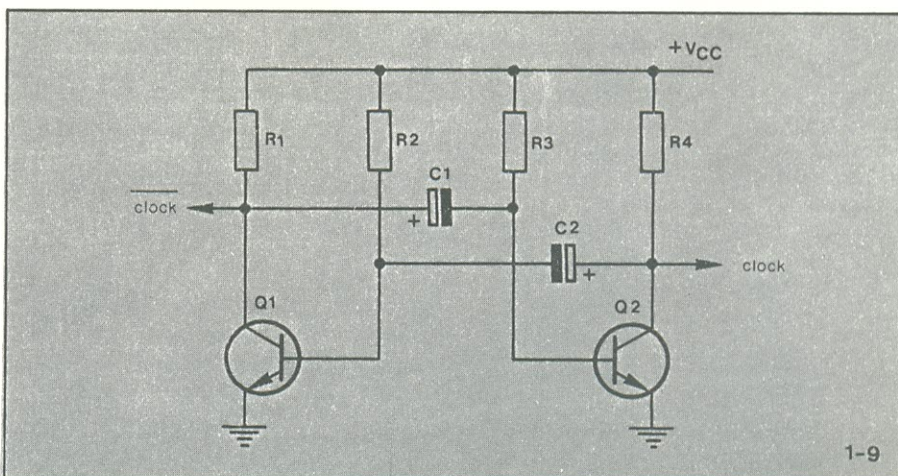
Praticamente todos os circuitos osciladores de *clock* digitais usam algum tipo de multivibrador astável para gerar uma forma de onda periódica em pulsos. O astável apresenta dois estados instáveis, e o circuito comuta-se repetidamente entre esses dois estados.

Circuitos com componentes discretos — O oscilador de *clock* mais comumente usado é o circuito multivibrador astável da figura 1-9. Ele consiste de dois transistores inver-

sos Q1 e Q2 com a saída de um ligada à entrada do outro. Os resistores R2 e R3 são usados para polarizar os transistores na saturação. Os capacitores C1 e C2 acoplam a saída de um inversor à entrada do outro. Em operação normal, um transistor conduz enquanto o outro está cortado. A frequência de oscilação determina-se pelos valores de R2, R3, C1 e C2.

Suponha que Q2 conduz e Q1 está no corte. O capacitor C1 então carrega-se através de R1 e da junção

base-emissor de Q2 em direção ao valor da fonte de alimentação +VCC. O capacitor C2 que estava carregado anteriormente no valor da fonte com a polaridade indicada, mantém Q1 cortado enquanto se descarrega através de R2. Quando sua carga desce a zero, ele começa a se carregar na direção oposta; ao atingir aproximadamente 0,7 V Q1 conduz. Tão logo Q1 conduz, efetivamente conecta o lado positivo de C1 à terra. Isto impõe uma tensão negativa entre a base e o emissor de



Oscilador de *clock* com multivibrador astável.

Q2, causando rapidamente a saturação desse. C1 então descarrega-se por R3. Nesse instante C2 carrega-se pela junção base-emissor de Q1 e R4. Assim que a carga de C1 chega a zero, ele começa sua carga para a tensão de alimentação. Entretanto, quando a tensão for alta o bastante Q2 conduzirá novamente e o estado do circuito se reverterá. Esse ciclo continua a um ritmo determinado pelo tempo de descarga de C1 e C2, que por sua vez depende dos valores de R2 e R3. Esses resistores são geralmente selecionados com o objetivo de assegurar a saturação de Q1 e Q2. Os capacitores C1 e C2 são escolhidos então para produzir a frequência de operação desejada com os resistores de base dados. A frequência de oscilação (f) é aproximadamente igual a:

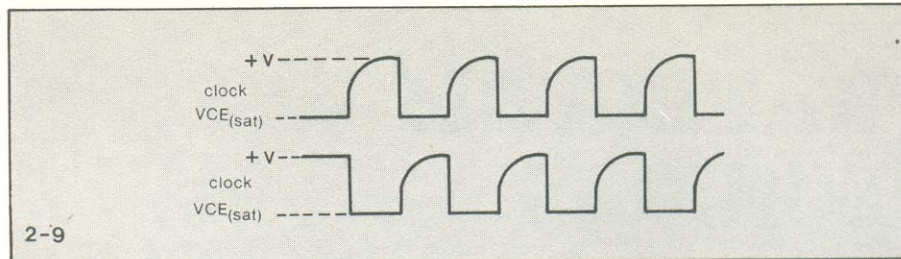
$$f = \frac{1}{1,4.RC}$$

Esta fórmula assegura que $R = R2 = R3$ e $C = C1 = C2$. Com este arranjo o circuito produzirá uma onda quadrada de saída com um ciclo de trabalho de 50 por cento. Valores não iguais de capacitores podem ser usados para obter um ciclo de trabalho maior ou menor que 50 por cento.

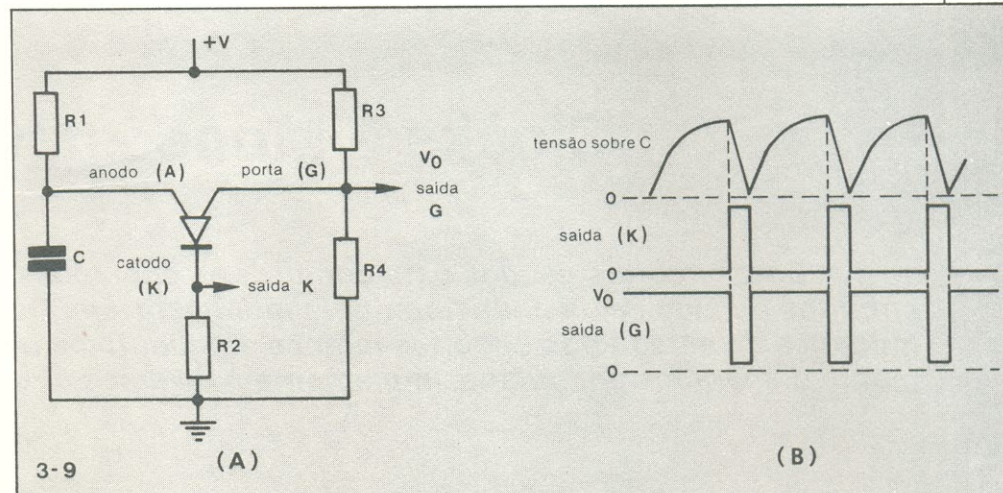
A figura 2-9 mostra as saídas do circuito. Essas são tomadas dos coletores dos dois transistores, sendo complementares. As saídas comutam-se entre a tensão de alimentação +VCC e o VCE (sat) de cada transistor. Esse circuito oscilador de *clock* pode comandar diretamente a maior parte das famílias lógicas comuns, como a TTL e CMOS. Para outros tipos de lógica, circuitos de *interface* podem ser necessários entre o oscilador de *clock* e o circuito lógico.

Uma outra forma de circuito de *clock* é o oscilador de relaxação da figura 3-9A. Tal circuito utiliza um transistor unijunção programável (PUT). O PUT é um dispositivo semicondutor de quatro camadas empregado como dispositivo de comutação sensível a um limite (vide curso de semicondutores). Ele apresenta três terminais designados catodo (K), anodo (A) e porta (G).

O PUT conduz corrente entre seu catodo e porta quando seu anodo está adequadamente polarizado. Normalmente o dispositivo não conduz se o potencial de anodo é igual ou menor que a tensão na porta. A tensão na porta é dada pelos resis-



Forma de onda para o multivibrador astável.



Oscilador de *clock* usando um PUT (A).

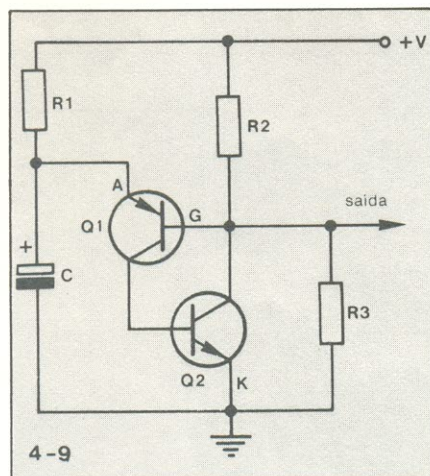
Formas de onda para este oscilador (B).

tadores externos R3 e R4. Na maioria dos circuitos, R3 é feito igual a R4, tornando a tensão na porta aproximadamente a metade da alimentação +VCC. Em operação, o capacitor C se carrega através de R1 rumo à tensão da fonte. Tão logo a carga no capacitor C fique 0,7 volts mais positiva que a tensão na porta, o PUT conduz e uma corrente circula entre sua porta e catodo. O PUT torna-se uma resistência muito baixa e o capacitor C descarrega-se por ele e R2. R2 também é um resistor de baixo valor e, portanto, o capacitor descar-

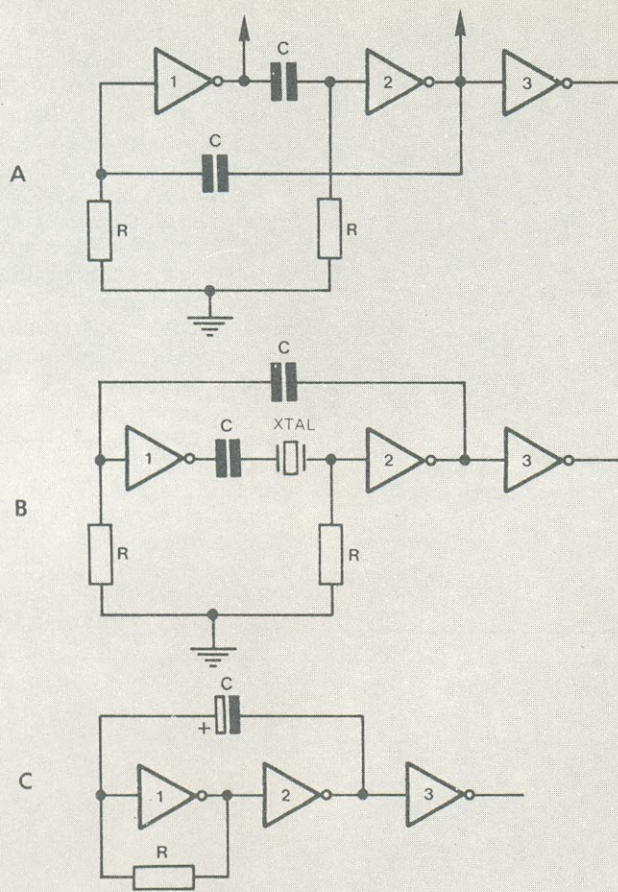
rega-se rapidamente. Enquanto se descarrega, o capacitor causa uma queda de tensão sobre R2 que é usada como saída. As formas de onda para o oscilador de relaxação com PUT são mostradas na figura 3-9B. As formas de onda restantes mostram os sinais de saída do catodo e da porta. A duração do pulso de saída produzido pelo circuito é muito curta devido ao tempo de descarga muito rápido de C quando o PUT conduz.

A frequência de oscilação neste circuito é função da constante de tempo RC (R1 C1) e da tensão na porta do PUT.

O PUT pode ser simulado usando-se transistores bipolares complementares como se vê na figura 4-9. Os transistores Q1 e Q2 são conectados para formar uma chave controlada pela carga do capacitor C e o divisor de tensão R2/R3. A operação do circuito é idêntica à do circuito com PUT discutido anteriormente. O emissor do transistor PNP Q1 é equivalente ao anodo do PUT. A base do transistor Q1, ligada ao coletor de Q2, equivale à porta do PUT. O divisor de tensão constituído por R2 e R3 determina a tensão de polarização na base do transistor Q1. Assim como no circuito com PUT, os resistores divisores de tensão têm geralmente o mesmo valor, de modo que



Simulação PNP-NPN de um PUT num oscilador de *clock* astável.



5-9

Multivibradores astáveis feitos com inversores TTL:

- (A) astável convencional
- (B) astável controlado a cristal
- (C) astável simplificado

a tensão na base de Q1 é aproximadamente a metade da alimentação. O capacitor C então carrega-se por R1, em direção ao nível da tensão da fonte. Quando a carga em C excede o limite da tensão base-emissor de Q1 (por volta de 0,7 V), esse transistor conduz. Isso causa o fluxo de uma corrente de base em Q2. Como resultado, Q2 satura-se. O capacitor C descarrega-se rapidamente por Q2 e Q1. Da mesma forma que no circuito com PUT, a duração do pulso de saída é muito curta devido ao tempo de descarga muito reduzido do capacitor. A saída pode ser tomada do coletor de Q2. Como alternativa, uma resistência de valor baixo pode ser ligada no emissor de Q2 para desenvolver um pulso de saída positivo, se desejado. As formas de onda para esse circuito são similares àquelas do circuito com PUT já apresentadas.

Circuitos integrados de clock —

O multivibrador astável da figura 1-9 também pode ser implementado

com o uso de circuitos integrados inversores ou portas. A figura 5-9A mostra o circuito astável implementado com inversores TTL. A operação desse circuito é praticamente idêntica à do circuito da figura 1-9. A frequência de oscilação é função dos valores de resistência e capacitância do circuito. Os resistores funcionam como cargas para os capacitores e são empregados também para prover polarização aos circuitos inversores. A frequência de oscilação deste circuito é aproximadamente igual a:

$$f = \frac{1}{2.RC}$$

Onde, f está em kHz, R em k ohms e C em microfarads. A saída do circuito será uma onda quadrada com ciclo de trabalho de 50%. O inversor 3 é usado como *buffer* na saída do circuito e para isolar a carga dos componentes que determinam a frequência.

O multivibrador astável integrado básico pode ser modificado, como na figura 5-9B, para incluir um cristal que determina a frequência. Os valores de R e C são seleciona-

dos para oscilação próxima à frequência desejada. Esse circuito é útil quando a frequência de *clock* deve ser muito precisa e permanecer estável. Novamente o inversor 3 é usado como *buffer* e isolamento entre a carga e os componentes determinadores da frequência.

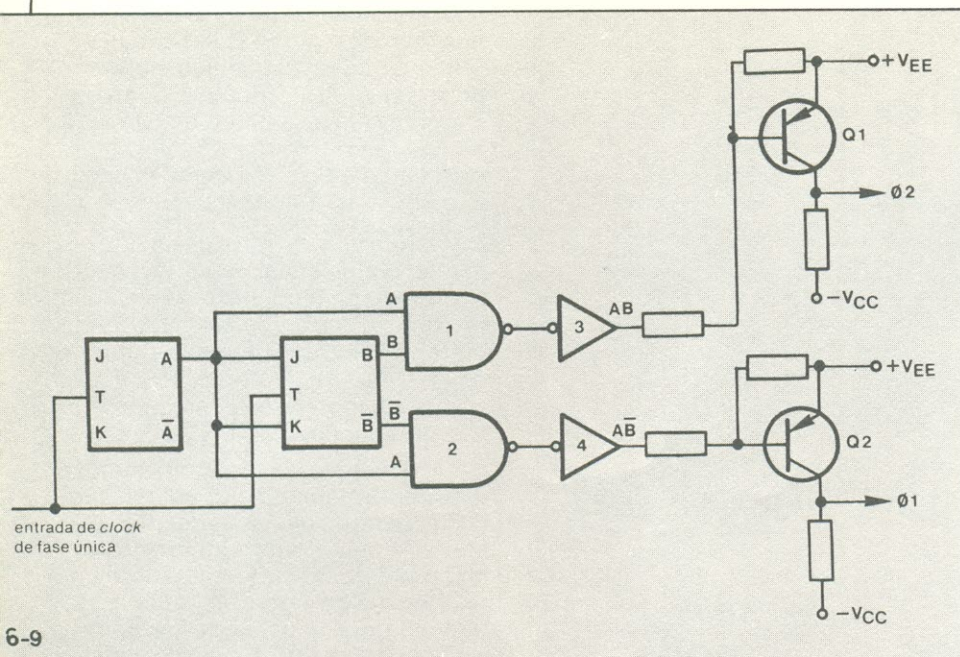
A figura 5-9C mostra uma outra versão simples malha RC. O resistor R é usado para polarizar o inversor 1 próximo à região linear. Nesse circuito, o valor de R é muito crítico e deve estar na faixa de 150 a 220 ohms, quando são empregados inversores ou portas OU TTL comuns.

A operação desse multivibrador astável é um pouco diferente daquela do circuito com componentes discretos e seu circuito integrado correspondente discutido anteriormente. Remeta-se agora à figura 5-9C. Suponha que a saída do inversor 2 vai para 0. Esse 0, através do capacitor C, será transmitido à entrada do inversor 1; portanto, a saída do inversor 1 será alta. A entrada elevada no inversor 2 assegura que sua saída permaneça baixa. Nesse momento, o capacitor C carrega-se por R até o nível da saída do inversor 1. Quando a tensão na entrada do inversor 1 atinge aproximadamente 1,5 volts, a saída do mesmo vai a 0, forçando a saída do inversor 2 ao nível alto. A saída do inversor 2, mais a carga do capacitor C, asseguram um nível alto na entrada do inversor 1, mantendo sua saída baixa. O capacitor agora começa a descarregar-se por R. Tão logo a carga em C se torne suficientemente alta, a saída do inversor 1 será comutada para 1, fazendo com que a saída do inversor 2 vá para 0. O ciclo então se repetirá. O período (p) de oscilação deste circuito é de aproximadamente 3RC. Assim como nos outros circuitos, o inversor 3 é usado para isolar a carga dos componentes que determinam a frequência, e para assegurar uma perfeita saída de onda quadrada.

$$p = 3RC$$

$$f = 1/3 RC$$

Clocks de duas fases — Os circuitos até aqui vistos geram um *clock* de uma única fase. Para a maioria dos circuitos integrados MOS, um *clock* de duas fases é necessário. Circuitos lógicos bipolares e CMOS usualmente operam a partir de um *clock* de fase única. Há diversos métodos diferentes de gerar sinais de *clock* de fase dupla, mas um dos mais comumente empregados



Gerador de *clock* de fase dupla.

encontra-se na figura 6-9. Dois flip-flops JK TTL são ligados formando um contador binário síncrono de 2 bits. A sequência de contagem é 00, 01, 10 e 11. As portas 1 e 2 são usadas para detectar os estados AB e \overline{AB} do contador. Essas portas comandam os transistores Q1 e Q2 que formam o circuito de interligação para desenvolvimento dos níveis lógicos próprios ao uso com circuitos integrados PMOS. Os sinais de *clock* fase 1 ($\phi 1$) e fase 2 ($\phi 2$) comutam-se entre + VEE e -VCC. Esses níveis são tipicamente +5 e -5 volts. As formas de onda para o circuito de *clock* de fase dupla são apresentadas na figura 7-9.

Quando ambos os flip-flops estão em *set*, a saída do inversor 3 vai para 1. Q1 é cortado e a saída $\phi 2$ torna-se - VCC. Quando a saída do inversor 3 vai para 0, Q1 conduz e a saída $\phi 2$ muda para + VEE. A operação de Q2 é semelhante. Quando o flip-flop A está em *set* e B em *reset*, a saída do inversor 4 vai para 1. Q2 é cortado e a saída $\phi 1$ torna-se -VCC. Quando a saída do inversor 4 está baixa, Q2 conduz e a saída $\phi 1$ é + VEE. As formas de onda referidas ilustram a sequência.

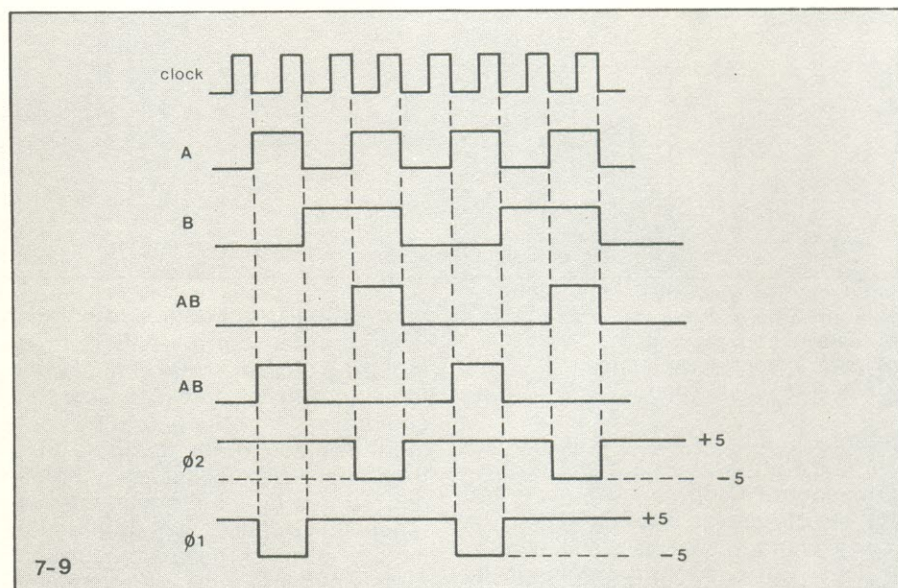
Multivibradores monoestáveis

O multivibrador monoestável ou *one shot* é um circuito que gera um pulso de saída retangular de duração específica a cada vez que recebe um pulso de disparo na entrada. A duração do pulso de saída é usualmente ajustável pela variação do valor dos componentes externos do

riodo de tempo que depende dos valores de C e R2, gerando um pulso de saída. O circuito então retorna a seu estado estável.

No estado estável, R2 polariza diretamente a junção base-emissor de Q2. Esse satura-se e sua saída fica próxima a zero volts ou terra. Portanto, a tensão aplicada a R4 é insuficiente para causar a condução de Q1. Em consequência, esse último está cortado e seu coletor apresenta + VCC. O capacitor C1 carrega-se pela junção base-emissor de Q2 e pelo resistor R1 até uma tensão próxima à da fonte + VCC.

O circuito permanecerá em seu estado estável até que receba um pulso de disparo na entrada. A rede constituída por C2 e R5 diferencia o pulso de entrada. Os impulsos positivos e negativos ocorrem nas subidas e descidas da forma de onda aplicada ao diodo D1. D1 permite que apenas o impulso negativo seja

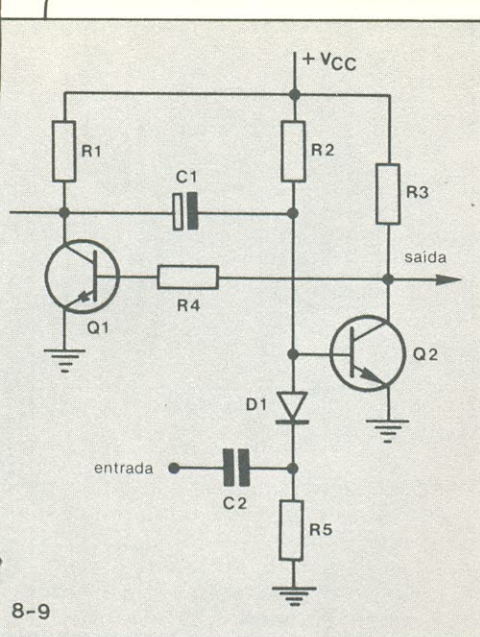


Formas de onda para o gerador de fase dupla.

circuito. Ligando-se vários desses circuitos em cascata, pode-se implementar um grande número de operações lógicas sequenciais.

Circuito monoestável com componentes discretos — A figura 7-9 apresenta o diagrama esquemático de um multivibrador monestável. Esse circuito possui dois estados: um estável, onde Q2 conduz e Q1 está cortado, e um instável, onde Q1 conduz e Q2 está cortado. O circuito permanece normalmente em seu estado estável enquanto não é disparado. O estado instável inicia-se quando ele recebe um pulso de disparo na entrada. O monoestável então passa ao estado instável por um pe-

acoplado à base de Q2. Esse impulso negativo polariza reversamente a junção base-emissor de Q2. O transistor então é cortado e sua tensão de saída atinge + VCC. Isso causa a polarização direta de Q1. Esse recebe a corrente de base através de R3 e R4, de + VCC. Com Q1 saturado seu coletor fica próximo de zero volts. C1 começa a descarregar-se pelo resistor R2. A tensão negativa deste capacitor na base de Q2 o mantém cortado. Quando C1 descarrega-se através de Q2, porém, sua queda de tensão torna-se menor. Assim que C1 se descarrega completamente, começa a carregar-se na direção oposta. Quando a tensão sobre ele for alta o bastante, Q2



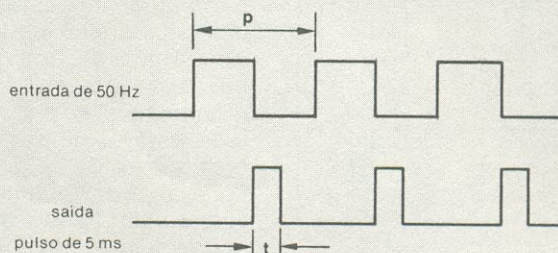
Ciclo de trabalho

O ciclo de trabalho é a razão da duração do pulso de saída para o período total do pulso de disparo da entrada, expressa como uma porcentagem. Ciclo de trabalho = $t/P \times 100$ por cento

Aqui, t é a duração do pulso e P é o período.

Como exemplo, suponha que a duração do pulso é de 5 milissegundos e a frequência de entrada é de 50 Hz. Veja a figura 9-9. O período de entrada é $1/50 = 0,02$ segundos ou 20 milissegundos. O ciclo de trabalho é então:

Ciclo de trabalho = $5/20 \times 100 = 25$ por cento



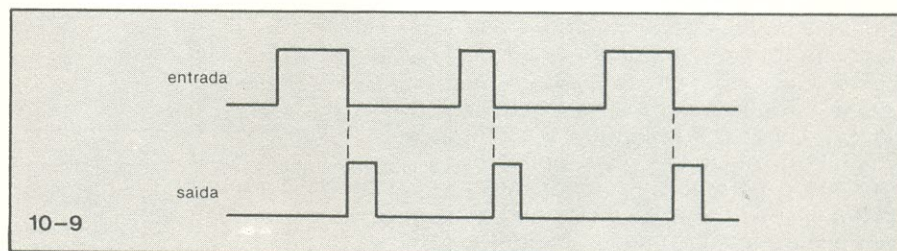
9-9

Multivibrador monoestável ou *one shot*.

será polarizado diretamente. Tão logo Q2 começa a conduzir, o pulso de saída é terminado. C1 carrega-se então pela junção base-emissor de Q2 e R1. A figura 8-9 mostra as formas de onda de entrada e saída geradas pelo circuito *one shot*.

Há diversos fatores importantes a serem considerados na aplicação do monoestável. Primeiro, a duração do pulso de saída é função dos valores de C1 e R2. O valor de R2 é muito mais crítico, uma vez que ele deve ser suficientemente baixo para assegurar a saturação completa de Q2 durante a operação normal. O valor de C1 pode ser quase um valor qualquer. O tempo de duração do pulso de saída (t) é de aproximadamente $t = 0,69 \cdot R2C1$. Nos circuitos monoestáveis mais práticos, o pulso de saída pode ser ajustado de nanossegundos a segundos.

O ciclo de trabalho é geralmente limitado a um máximo próximo de 90 por cento. Um ciclo de trabalho (*duty cycle*) maior que 90 por cento geralmente poderá causar uma operação não-confiável do circuito. A razão para isto é que deve ser fornecido tempo suficiente para o circuito recuperar-se entre os pulsos de disparo da entrada. Esse é o tempo necessário para o capacitor C1 recarregar-se completamente pela junção base-emissor de Q2 e R1, depois de gerado um pulso. Este tempo de carga do capacitor C1 pode reduzir-se ao se fazer R1 menor. Entretanto, há um limite devido às considerações práticas do circuito. Assim, para um ciclo de trabalho mínimo, não há li-



Formas de onda para o multivibrador monoestável.

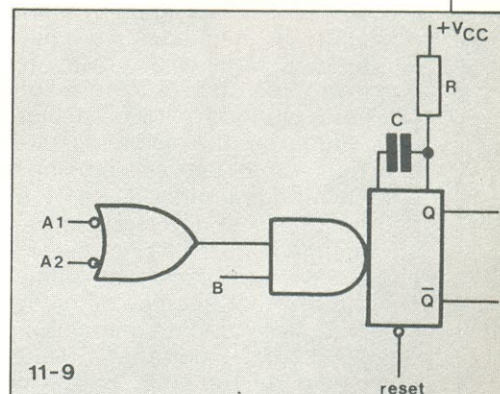
mite prático menor. Ciclos de trabalho de percentagens reduzidas podem ser conseguidos com tal multivibrador.

Circuitos monestáveis integrados — A maior parte dos monestáveis em uso atualmente se encontra na forma de circuitos integrados. Sua operação é virtualmente idêntica à do circuito com componentes discretos.

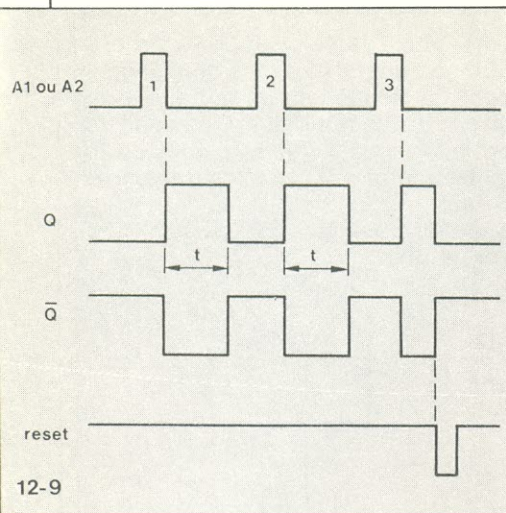
A figura 10-9 aponta o símbolo lógico utilizado para representar estes monoestáveis. O circuito possui três entradas pelas quais pode ser disparado. As entradas A1 e A2 disparam o multivibrador na descida do pulso. Quando A1 ou A2 são comutados de 1 para 0, o monoestável gera um pulso de saída. Pulsos complementares de saída aparecem nas saídas Q e \bar{Q} . A duração desses pulsos é função dos componentes externos R e C. Os fabricantes fornecem instruções para guiar a seleção destes valores, e gráficos para prever a comutação do pulso nos valores dados de R e C. Geralmente, o valor de R limita-se a aproximadamente 50 k ohms, enquanto praticamente qualquer valor de capacitância de 100 pF a 100 μ F pode ser usado. Ciclos de trabalho de até 90 por

cento são conseguidos.

A entrada B pode também ser empregada para disparo do monoestável, caso as entradas A1 e A2 não sejam usadas (mantidas em 0). O circuito será disparado quando B comutar de 0 para 1. Em outras palavras, a entrada B dispara o multivibrador na subida do pulso de entrada. Essa entrada é usada principalmente para inibir ou liberar as entradas A1 e A2. Note também que o monestável tem uma entrada de *reset*. Esta é similar à entrada direta assíncrona de pagamento, ou *clear*, de um flip-flop JK. Impondo 0 a esta en-



Circuito integrado monoestável.



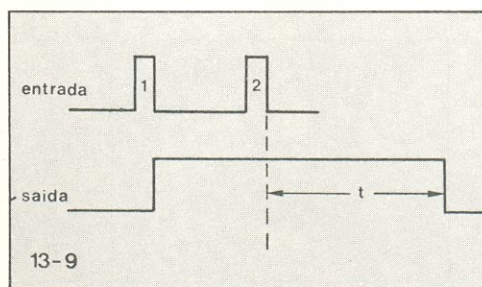
Formas de onda para um CI monoestável.

trada, automaticamente se interromperá o pulso de saída. Quando o monoestável não está disparado, a saída Q é 0 binário, enquanto Q̄ é 1 binário. Ao receber um pulso de entrada, o circuito vai para seu estado instável onde Q é 1 binário e Q̄ é 0 binário. Um pulso de *reset* aplicado durante o período de temporização fará a saída normal mudar para 0 binário, terminando imediatamente a sequência de temporização. As formas de onda da figura 11-9 ilustram estas operações do CI monoestável. Os pulsos de entrada 1 e 2 disparam o circuito na descida do pulso. A saída é um pulso cuja duração *t* é definida pelos valores de R e C. Observe que o intervalo de temporização termina antes da aplicação de cada novo pulso de entrada. No terceiro pulso de entrada, o monoestável dispara, mas o intervalo de temporização é cortado devido à ocorrência de um pulso de *reset*.

Outro tipo de monoestável integrado disponível para o projetista, é o monoestável redispável, ou monoestável de recuperação negativa. A maioria dos monoestáveis requerem um período de tempo determinado para recuperar-se de um pulso de disparo. Uma vez que um monoestável foi disparado, ele toma um curto período para o capacitor descarregar-se através das resistências do circuito. É esse tempo de recuperação que limita o ciclo de trabalho da maioria dos monoestáveis a aproximadamente 90 por cento. O monoestável redispável elimina este problema. Se tempo de recuperação é praticamente instantâneo, possibilitando, portanto, saídas com ciclo de trabalho de 100 por cento. Um ciclo de trabalho de 100

por cento representa saída constante 1 binário em Q.

Uma das vantagens do monoestável redispável é sua capacidade para gerar pulsos de saída de longa duração. Pelo ajuste dos valores do resistor e do capacitor externos, para prover uma duração do pulso de saída mais prolongada que o intervalo entre os pulsos de disparo da entrada, o monoestável redispável permanece no estado disparo por um substancial período de tempo. As formas de onda da figura 12-9 ilustram este efeito. Inicialmente o monoestável se encontra em seu estado estável normal. Quando acontece a descida do pulso 1, ele é disparado. Todavia, antes que ele possa completar seu pulso de saída, ocorre o pulso de entrada 2. Na descida deste pulso o primeiro intervalo



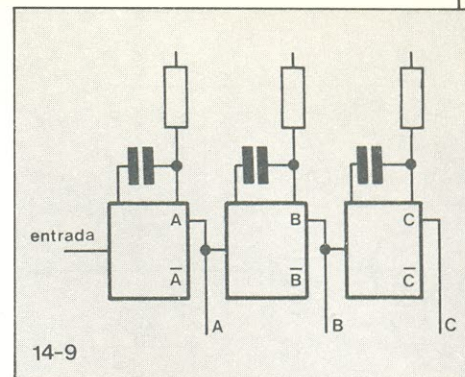
Formas de onda de entrada e saída para um monoestável redispável.

de temporização está automaticamente terminado e um novo intervalo se inicia. Isso acontece rapidamente, de modo que a saída permanece alta. Note que nenhum pulso de entrada acontece depois do pulso 2 e, portanto, o monoestável está liberado para a temporização e para gerar sua largura de pulso normal na saída (*t*).

Além de gerar pulsos de saída muito longos, o monoestável redispável pode também ser utilizado como detetor de pulsos perdidos. Fazendo a largura de pulso do multivibrador maior que o período dos pulsos de disparo da entrada, ele permanecerá disparado durante a sequência de pulsos de entrada. Se um dos pulsos de entrada desaparecer ou for perdido devido a um problema de funcionamento ou interferência, a saída do monoestável irá para zero e indicará, consequentemente, o pulso perdido.

Aplicações do monoestável

Devido à flexibilidade do circuito integrado monoestável, muitas operações sequenciais podem ser rápidas e facilmente implementadas. A

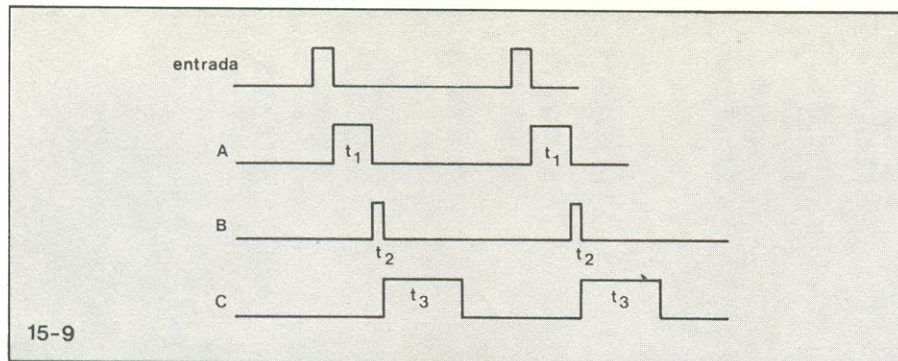


Gerador de sequência de pulsos com monoestável.

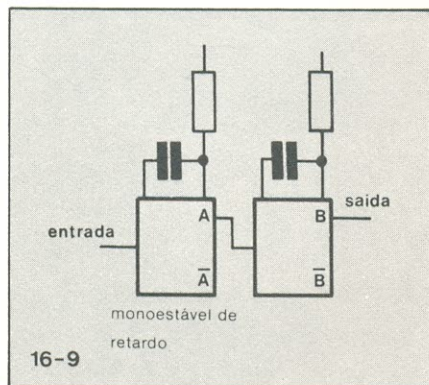
capacidade para ajustar a largura do pulso de saída com componentes externos, para um valor desejado, mais as características de redisparo e *reset* tornam o monoestável um componente versátil. Como resultado, os projetistas digitais encontram muitas aplicações para ele. Graças à natureza do monoestável, estas aplicações envolvem geração de pulsos, temporização e operações sequenciais. Para gerar um pulso de largura específica tudo que o projetista precisa fazer é adicionar ao monoestável o resistor e o capacitor externo de valor adequado.

A figura 13-9 mostra como o circuito pode ser empregado para a geração de uma sequência de pulsos. Aqui, os monoestáveis indicados como A, B e C disparam um ao outro. Suponha que o monoestável dispara na descida do pulso de entrada. As formas de onda para esse circuito estão na figura 14-9. Ao ocorrer um pulso de entrada, é disparado o monoestável A. Este gera um pulso de largura *t*₁, que é função dos valores de seus componentes externos. No término de seu pulso de saída, ele dispara o monoestável B. Este, por sua vez, gera um outro pulso de saída com uma duração específica *t*₂. Após o término deste pulso, o monoestável C dispara, produzindo outro pulso de saída, *t*₃. Assim a série de monoestáveis proporciona um meio simples de realizar operações sequenciais ou de temporização digital.

Uma outra aplicação comum para o monoestável está na implementação de um atraso. Em alguns circuitos é necessário atrasar a operação de uma porção do circuito. Isto é, essencialmente, uma operação de temporização. Um monoestável pode produzir esse atraso. O sinal de entrada a ser retardado é aplicado ao multivibrador A, como mostra a figura 15-9. Esse monoestável gera o



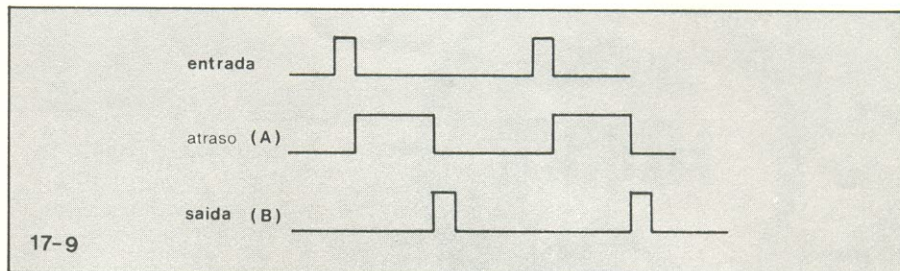
15-9 Formas de onda para o sequenciador de pulsos monoestável.



16-9 Retardo de pulsos usando monoestáveis.

tempo de atraso desejado. No final do intervalo de atraso, ele dispara o monoestável B que produz então o pulso de saída, que inicia a operação desejada. As formas de onda da figura 16-9 ilustram esta função de atraso. A largura de pulso do *one shot* B pode ajustar-se para ser igual à do pulso de entrada, caso se deseje.

Embora apareça como um componente muito versátil e flexível, o monoestável tem uma reputação pobre entre os projetistas digitais. Antes da disponibilidade de circuitos integrados monoestáveis de alta qualidade, as funções deste eram implementadas com circuitos de componentes discretos. Tais circuitos eram, em geral, instáveis e não confiáveis. Para prover uma saída fixa bastante estável, resistores e capacitores de temporização de alta qualidade eram necessários. Além disso, monoestáveis de muitos tipos eram susceptíveis de disparo falso por ruídos na linha de alimentação, na entrada de disparo normal ou no terra do circuito. Qualquer interferência ou fuga podia efetivamente dispará-los e causar operações de temporização em momentos que estas não eram requeridas. Em vista desses problemas, a maior parte dos projetistas tentava realizar



Utilização do monoestável para atrasar a ocorrência de um pulso.

seus projetos sem recorrer aos monoestáveis. Em muitos casos, funções de temporização podiam ser implementadas com outros tipos de circuitos lógicos, como contadores e registradores de deslocamento, combinados com portas lógicas. Nos circuitos lógicos síncronos sob controle de um sinal de *clock* mestre, os pulsos sequenciais com intervalos de tempo e durações apropriados podem ser prontamente obtidos sem a utilização de monoestáveis. Normalmente, este método era preferido.

O moderno circuito integrado monoestável superou a maioria dos problemas associados como os circuitos antes não-confiáveis. Entretanto, a estabilidade do pulso de temporização é ainda em grande parte função da qualidade do resistor e do capacitor externo empregado para determinar a duração do pulso de saída. Os problemas de ruído vem se eliminando com a inclusão de maiores limites de imunidade a ruído na entrada. Com o uso de terra apropriado e de malhas de desacoplamento da fonte, o disparo falso pode reduzir-se ao mínimo. Um bom método prático é o de projetar circuitos lógicos sequenciais usando contadores, registradores e portas, e desenvolver os pulsos de temporização com base nos sinais síncronos de *clock*. Porém, sempre aparecerão algumas aplicações onde os monoestáveis serão necessários e desejáveis.

Pequeno teste de revisão

- 1 — Os dois tipos básicos de oscilador de *clock* são o _____ e o _____.
- 2 — O que determina a frequência de oscilação da maioria dos circuitos de *clock*?
a. cristal
b. tensão de alimentação
c. constante RC
- 3 — Os *clocks* de fase dupla são usados principalmente com qual tipo de circuitos lógicos?

- a. CMOS
- b. ECL
- c. TTL
- d. MOS

- 4 — Um *clock* controlado a cristal é empregado quando a frequência de *clock* deve ser _____ e _____.
- 5 — Um monoestável com componentes discretos tem um resistor de temporização de 33 k ohms e um capacitor de 0,01 μ F. Qual a duração do pulso por ele gerado?
- 6 — O limite superior do ciclo de trabalho na maior parte dos monoestáveis é de _____ por cento.

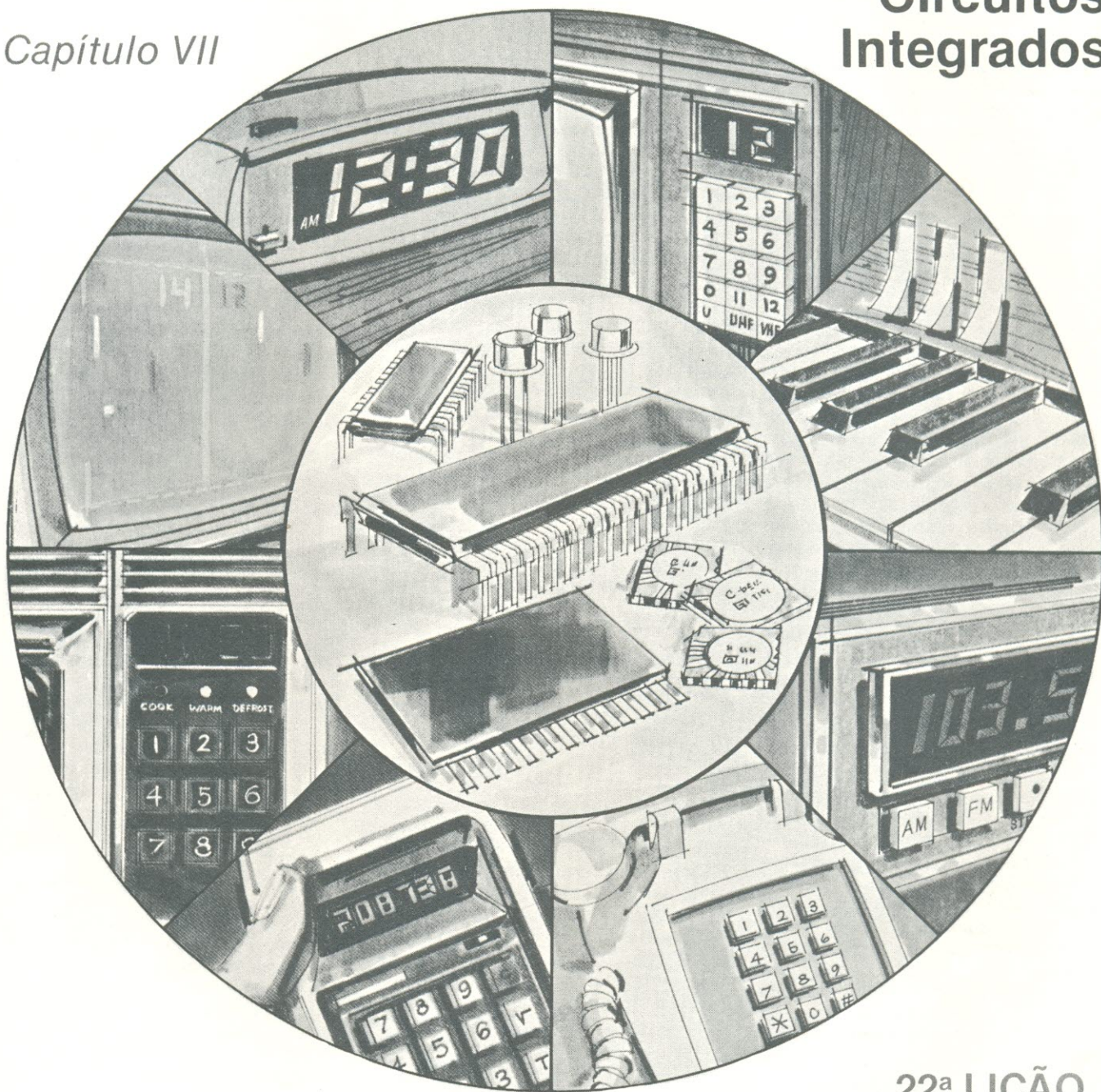
Respostas

1. multivibrador estável, oscilador de relaxação
2. (c) constante RC
3. (d) MOS
4. precisa, estável
5. $t = 0,69 (33000) (0,01 \cdot 10^{-6})$
 $t = 0,2277 \times 10^{-3}$
 $t = 0,2277$ milissegundo ou 227,7 microssegundos
6. 90 Por cento

CURSO DE SEMICONDUCTORES

Circuitos Integrados

Capítulo VII



22ª LIÇÃO

Até este ponto do curso, examinamos componentes de estado sólido individualmente em suas características, funcionamento e aplicações. No entanto, o grande passo dado pela eletrônica nos últimos vinte anos foi a reunião de vários desses dispositivos num mesmo bloco semicondutor, constituindo um circuito completo. Chegamos, então, ao chamado **circuito integrado**.

O circuito integrado é realmente um grupo de componentes extremamente pequenos formados dentro, ou sobre, um pedaço de material semicondutor e adequadamente conectados para resultar um circuito completo. É, portanto, um circuito de estado sólido e não um componente individual como o diodo ou transistor. Os CIs, como se costuma chamá-los na forma abreviada, são construídos de quatro maneiras básicas diferentes. Pode-se produzi-los como dispositivos **monolíticos**, de **película fina** ou **película espessa**, ou ainda **híbridos**. Também dividem-se em dois grandes grupos, segundo seu modo de operação: **lineares** e **digitais**.

A importância dos CIs

A partir de sua descoberta, ao final dos anos 50, o circuito integrado teve um tremendo efeito sobre a indústria eletrônica. Até o desenvolvimento do CI, todos os circuitos eletrônicos eram construídos com componentes individuais (discretos) ligados em conjunto. Várias técnicas foram empregadas para reduzir o tamanho desses circuitos com componentes discretos, mas a verdadeira miniaturização simplesmente não pode ser obtida. Os primeiros circuitos com válvulas a vácuo eram muito grandes para funções tão simples como as que eles desempenhavam e nem mesmo os circuitos transistorizados, embora bem menores e de maior eficiência comparativamente, constituíram uma solução definitiva. Foi o circuito integrado que tornou possível afinal a construção de circuitos eletrônicos extremamente pequenos, mas de altíssima eficiência.

Os circuitos integrados encontrados numa única cápsula, geralmente não maior que um transistor bipolar convencional, incluem circuitos eletrônicos completos constituídos por diodos, transistores, resistores e capacitores. Além disso, o CI foi elaborado com a mesma tecnologia básica que produziu o transistor e outros componentes de estado sólido. Em outras palavras, os mesmos materiais e técnicas usados para construir um transistor bipolar, usam-se também para um circuito integrado.

O CI é na atualidade amplamente utilizado na indústria eletrônica e não há dúvida de que ele deverá ser ainda mais usado no futuro. A dimensão reduzida do CI é responsável em grande parte por essa popularidade, mas há outras razões que

contribuíram para isso. Veremos agora algumas dessas razões específicas que estão levando o CI a um papel de crescente importância na indústria eletrônica, bem como algumas de suas limitações ou defeitos.

Vantagens

O pequeno tamanho do circuito integrado é sua vantagem mais aparente. Um circuito integrado típico pode ser construído num pedaço de material semicondutor menor que alguns milímetros quadrados. Mesmo depois de adequadamente embalado, ele continua ocupando apenas um pequeno espaço. O primeiro CI padronizado tinha aproximadamente 0,6 cm de comprimento e 0,3 cm de largura. Porém, mais tarde evidenciou-se que na maioria das aplicações esta cápsula era menor que o realmente necessário, devido ao tamanho final do equipamento, geralmente ditado por outros componentes muito maiores. Portanto, os CIs hoje usados aparecem em cápsulas pouco maiores que os primeiros desenvolvidos.

Os circuitos integrados tem sido de grande utilidade na indústria aeroespacial para reduzir o tamanho e peso de satélites, mísseis e outros tipos de veículos espaciais. Eles auxiliaram a redução do tamanho de complexos sistemas de computadores e tem uso em dispositivos tais como aparelhos auditivos e calculadoras eletrônicas portáteis. Na maioria das aplicações onde o tamanho e o peso deve reduzir-se ao mínimo, o CI pode dar uma significativa contribuição.

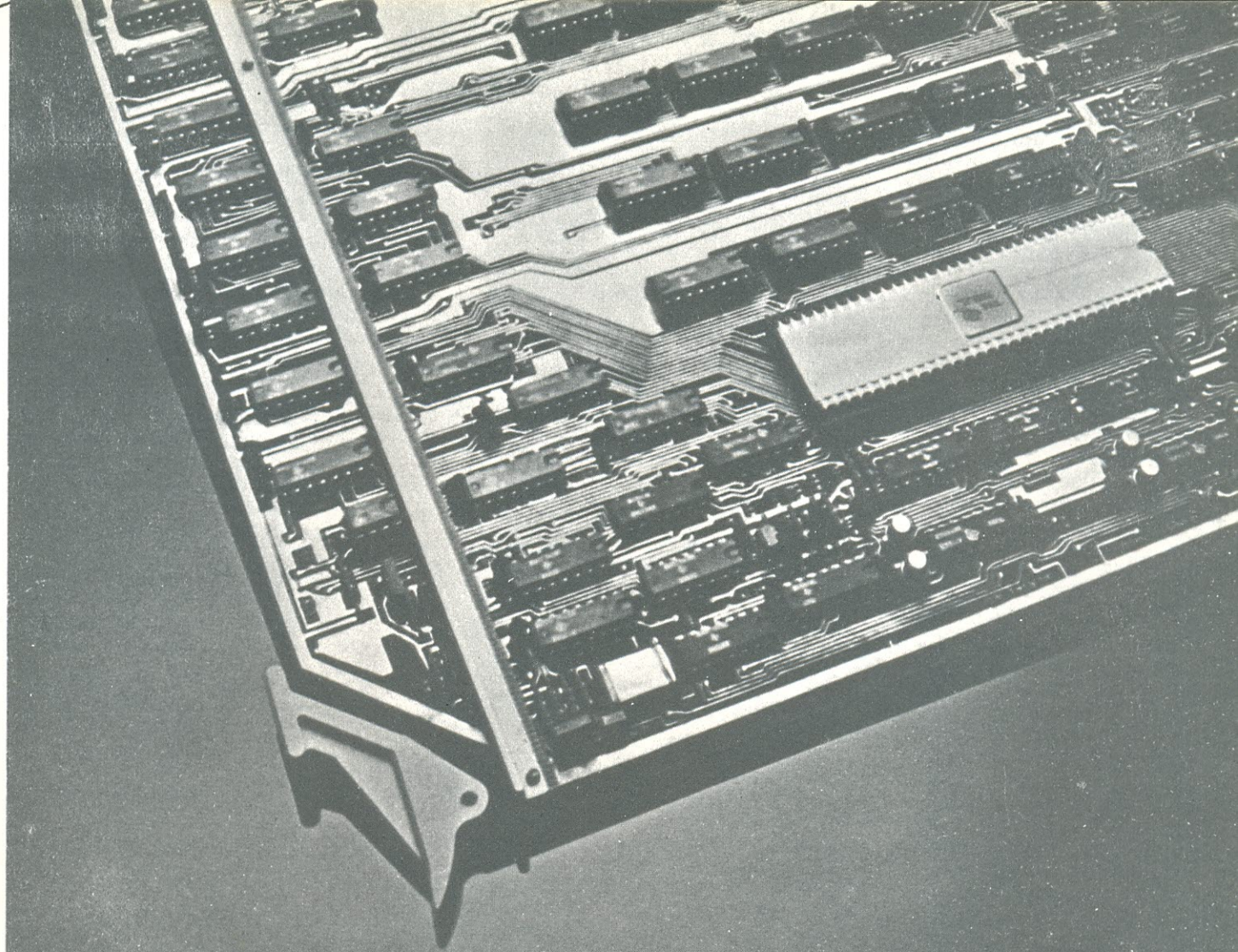
O tamanho reduzido do circuito integrado também produz outros benefícios. Os circuitos menores consomem menos potência que os circuitos convencionais e tem um custo de operação menor. Geram menos calor e portanto não requerem sistemas de ventilação ou refrigeração, de modo geral. Os circuitos menores podem também operar a velocidade maiores, pois os sinais levam menos tempo para atravessá-los. Esta é uma importante consideração na área digital, onde milhares de decisões tomadas pelos circuitos são utilizadas para prover soluções rápidas e vários tipos de problemas.

O circuito integrado é também mais confiável que um circuito convencional formado de componentes discretos. Sua maior confiabilidade resulta de que cada componente no interior do CI é um dispositivo de estado sólido e estes componentes estão permanentemente conecta-

dos por finas camadas de metal. Eles não são soldados como os componentes de um circuito convencional e, conseqüentemente, uma falha do circuito devido a problemas de conexões é muito difícil de ocorrer. Além disso, todos os componentes internos de um CI são formados simultaneamente, ao contrário do circuito convencional que é montado parte por parte. Portanto, há muito menos chance de se cometer erros durante a montagem de um CI.

Os circuitos integrados são ainda inteiramente testados após sua montagem e somente alguns dispositivos que preenchem as especificações requeridas são considerados adequados para cada uma das aplicações, militar e espacial ou industrial e comercial. Este teste intensivo dos CIs, combinado com as técnicas de construção descritas, resulta um dispositivo altamente confiável. De fato, quando o CI é comparado ao circuito convencional, geralmente é considerado trinta ou mesmo cinquenta vezes mais seguro. É este elevado grau de segurança que faz do CI um componente importante para o uso em equipamentos aeroespaciais e em complexos sistemas de computadores digitais. Em cada uma dessas aplicações, uma tremenda quantidade de circuito é utilizada e estes circuitos devem ser confiáveis. Os equipamentos aeroespaciais, como satélites e mísseis, são às vezes requisitados a operar por vários anos sem falhas e um computador digital altamente complexo pode tornar-se inoperante se um desses componentes deixar de funcionar adequadamente.

O uso de circuitos integrados pode resultar também uma substancial redução de custos. Como os circuitos integrados são fabricados em grandes quantidades, eles geralmente podem ser vendidos a preços inferiores aos dos circuitos convencionais. Os fabricantes de CIs normalmente oferecem uma linha padronizada de dispositivos que são produzidos em larga escala. Quando os projetistas podem utilizar os CIs padronizados em seus equipamentos e os adquirem em quantidade, em geral economizam uma porção considerável de dinheiro. Entretanto, há situações em que o custo de um circuito integrado pode ser maior que o de um circuito convencional. Isso pode ocorrer quando o projetista requer um CI de finalidade especial ou um que seja especialmente construído pelo fabricante



para adequar-se às suas necessidades. Nestas condições, o custo poderá ser proibitivo, ainda mais se apenas alguns CIs forem adquiridos. Porém, ao mesmo tempo que os fabricantes ganham experiência e aperfeiçoam as técnicas de fabricação, o custo de muitos tipos de CI continua a diminuir e esta tendência parece que continuará ainda por algum tempo.

Com o uso de circuitos integrados nos equipamentos eletrônicos, reduções de custo adicionais podem também ser realizadas. Qualquer equipamento que use CIs, ao invés de circuitos convencionais, terá um número menor de partes a ser montado. Portanto uma fiação menor é requerida e menos tempo será necessário para montagem do equipamento. Isto pode significar uma considerável redução de custo quando um grande número de unidades deve ser produzido. Além disso, o fabricante do equipamento

tem apenas de produzir e estocar um número relativamente pequeno de CIs, em comparação ao grande estoque de componentes discretos que seria necessário no caso de usar-se circuitos convencionais. Todos esses fatores podem influir na redução de despesas gerais e economia de custos para o fabricante do equipamento, e que são passadas ao consumidor.

Desvantagens

Pode parecer que o circuito integrado só tenha de fato vantagens a oferecer, sem nenhuma desvantagem real. Infelizmente, este não é o caso, já que os CIs realmente tem certas limitações que os fazem inadequados a certas aplicações. Uma vez que o CI é um dispositivo extremamente pequeno, ele não pode manipular grandes correntes ou tensões. Correntes elevadas geram calor no interior do dispositivo e componentes muito pequenos podem

danificar-se caso o calor torne-se excessivo. Altas tensões podem romper a isolacão entre os componentes do CI, pois estes se encontram reunidos muito proximamente. Isto resulta em curtos entre componentes adjacentes, o que torna o CI completamente inútil. Em consequência, a maior parte dos CIs são dispositivos de baixa potência, que tem baixas correntes de operação (na faixa de miliampères) e baixas tensões de operação (5 a 20 volts). Quanto à potência, a maioria dos CIs tem dissipacão inferior a 1 watt.

Atualmente, quatro tipos de componentes são comumente construídos dentro de um CI, tornando assim disponível uma estreita seleção de componentes. Diodos e transistores são os mais fáceis de construir e são usados extensivamente para desempenhar tantas funções quanto seja possível no CI. Resistores e capacitores também são for-

mados, mas é muito mais difícil construir estes componentes. A quantidade de espaço ocupada por um resistor cresce com seu valor e, para economizar espaço, é necessário usar resistores com valores os mais baixos possíveis. É também difícil de controlar o valor exato dos resistores, embora a relação entre os valores dos resistores possa ser controlada com alto grau de precisão. Os capacitores ocupam ainda mais espaço e esta quantidade aumenta em função do valor requerido. Consequentemente, os valores dos capacitores são os menores possíveis e eles são usados apenas onde se façam absolutamente necessários. Por essas razões, vê-se transistores e diodos usados extensivamente em CIs, enquanto resistores e capacitores aparecem esparsamente.

Os circuitos integrados não podem ser reparados, porque seus componentes internos não podem ser separados. Quando um componente interno torna-se defeituoso, todo o CI apresenta defeito e deve ser substituído. Isto é definitivamente uma desvantagem, pois significa que bons componentes devem ser abandonados com os maus e também quer dizer uma despesa adicional com a substituição de um circuito inteiro. Entretanto, esta desvantagem não é tão má quanto pode parecer à primeira vista, porque é anulada por outros fatores que tendem a compensá-la. Antes de tudo, a tarefa de localizar um problema num sistema é simplificada porque é necessário apenas identificar o defeito para um circuito específico, ao invés de um componente isolado. Isto simplifica grandemente o trabalho de manutenção de sistemas altamente complexos e reduz as exigências que haviam sobre o pessoal mantenedor. Além disso, é possível reduzir-se o tempo requerido para reparar o equipamento e a relação de componentes de reserva poderá ser usualmente menor.

Quando todos esses fatores são considerados, as desvantagens associadas ao uso de circuitos integrados são superadas por suas vantagens. Há uma necessidade definitiva de circuitos integrados na indústria eletrônica. Os CIs estão possibilitando a redução no tamanho, peso e custo dos equipamentos eletrônicos, ao mesmo tempo que aumentam sua confiabilidade. Com o aperfeiçoamento das técnicas de fabricação, os CIs estão se tornando mais sofisticados e capazes de desempenhar um número cada vez

maior de funções. Portanto, nos anos futuros, esses dispositivos indubitavelmente irão encontrar uma faixa crescente de aplicações militares, espaciais, industriais e comerciais.

Pequeno teste de revisão

1 — Um circuito pode ser construído sobre um pedaço de material semicondutor menor que alguns milímetros quadrados.

- verdadeira
- falsa

2 — Uma vez que o CI é extremamente pequeno, ele consome apenas uma pequena quantidade de

3 — Com o uso de CIs pode-se reduzir o _____ e o _____ de equipamentos eletrônicos.

4 — Os circuitos eletrônicos podem operar a _____ maiores que os circuitos equivalentes que usam componentes discretos.

5 — Uma vez que o CI é um único dispositivo de estado sólido, ele é mais _____ que um circuito convencional que utiliza vários componentes discretos.

6 — Quando fabricados em grande quantidade, os CIs usualmente custam _____ que os circuitos equivalentes com componentes discretos.

7 — Os circuitos integrados não podem manipular altas _____ ou _____ de operação.

8 — Os dois componentes do CI mais fáceis de construir são o _____ e o _____.

9 — Os dois componentes mais difíceis de construir no CI são o _____ e o _____.

10 — Quando um componente interno a um CI apresenta defeito, o CI inteiro deve ser substituído.

- verdadeira
- falsa

Respostas

- (a) verdadeira
- potência
- tamanho e peso
- velocidades
- confiável
- menos
- correntes ou tensões
- diodos e transistores
- resistores e capacitores
- (a) verdadeira

EXAME DO CAPÍTULO VI

Apresentamos aqui o exame relativo ao capítulo VI, "Tiristores", concluído na lição anterior.

1) O SCR muda para o estado liga-

do apenas quando

- a corrente da porta é zero.
- a tensão direta de disparo é excedida.
- a tensão direta de ruptura é excedida.
- a corrente da porta está abaixo de um certo limite.

2) O SCR muda para o estado desligado quando

- a corrente da porta é reduzida.
- a corrente da porta aumenta.
- a corrente direta aumenta até a um valor suficientemente alto.
- a corrente direta cai abaixo de um nível que sustenta a condução.

3) Um SCR está normalmente polarizado, de modo que ele pode ser acionado por

- um acréscimo momentâneo em sua tensão direta.
- um acréscimo em sua tensão reversa.
- uma aplicação momentânea de corrente na porta.
- uma diminuição momentânea em sua corrente da porta.

4) Quando usado num circuito de controle de fase em meia-onda, o SCR pode variar a tensão aplicada a uma carga numa faixa que estende-se de zero a

- 50 por cento da potência CA de entrada.
- 100 por cento da potência CA de entrada.
- 75 por cento da potência CA de entrada.
- 90 por cento da potência CA de entrada.

5) Um triac pode controlar o fluxo de corrente em qualquer das direções através de seus terminais

- A2 e porta.
- A1 e A2.
- A1 e porta
- catodo e anodo

6) O triac pode ser acionado para qualquer direção por uma

- tensão positiva, mas não por uma tensão negativa na porta.
- corrente na porta que flua apenas para fora deste terminal.
- corrente na porta que flua apenas para dentro deste terminal.
- corrente de porta suficientemente alta em qualquer das direções.

7) O triac mudará para o estado desativado quando sua corrente principal de operação (em qualquer direção) cair abaixo de um valor específico conhecido como

- corrente de disparo.
- corrente limite.
- corrente de retenção.
- corrente de fuga.

8) Quando o triac é empregado num circuito de controle de fase em onda completa, ele pode variar a potência a uma carga numa faixa que se estende de zero a

- 50 por cento da potência CA de entrada.
- 100 por cento de potência CA de entrada.
- 75 por cento de potência CA de entrada.
- 90 por cento de potência CA de entrada.

9) O dispositivo comumente usado para disparar o triac é denominado

- transistor bipolar.
- tiristor de disparo.
- SCR.
- diac.

10) O UJT ativado exibe uma resistência entre seus terminais de _____ e _____, depois de atingido seu valor V_P .

- emissor e base 1.
- emissor e base 2.
- base 1 e base 2.
- anodo e catodo.

11) A região de resistência negativa do UJT está localizada entre os pontos da curva VI

- V_P e I_P .

- V_P e V_V .
- V_V e I_V .
- $-V_P$ e $+V_P$.

12) O PUT apresenta as mesmas características VI que o UJT comum, mas seu valor V_P pode variar mudando-se sua

- tensão de porta para catodo.
- tensão de porta para anodo.
- tensão de anodo para catodo.
- corrente de anodo para catodo.

RESPOSTAS

1 — (b) A tensão direta de disparo é o valor da tensão de polarização direta que causa a ruptura do SCR e muda-o para o estado ativado. A tensão de disparo pode ser ajustada variando-se a corrente de porta do SCR.

2 — (d) Esta corrente mínima de sustentação é comumente chamada de corrente de retenção do SCR.

3 — (c) A corrente da porta é usualmente aplicada por apenas um instante e sua amplitude é alta o bastante para assegurar a ativação do SCR.

4 — (a) Uma vez que o SCR pode conduzir apenas durante meio ciclo de cada período da entrada, a potência máxima aplicada à carga não excederá 50 por cento da potência CA

de entrada.

5 — (b) A corrente através dos terminais A1 e A2 pode ser comutada para qualquer das direções, sujeitando-se o triac a tensões e correntes de operação apropriadas.

6 — (d) O triac responderá à corrente da porta em qualquer direção, porém, sua sensibilidade não será exatamente a mesma em ambas.

7 — (c) O triac pode ser desativado unicamente reduzindo sua corrente de operação abaixo de seu respectivo valor de retenção. Ainda mais, é necessário reduzir a corrente por apenas um instante.

8 — (b) O triac pode aplicar aproximadamente toda a potência CA da entrada à carga.

9 — (d) O diac é também conhecido por diodo de disparo bidirecional.

10 — (a) A característica de resistência negativa ocorre apenas entre os terminais de emissor e base 1.

11 — (b) Entre estes pontos a tensão diminui enquanto a corrente aumenta, produzindo, assim, uma característica de resistência negativa.

12 — (a) A tensão de porta-catodo do PUT controla seu valor de V_P e, em consequência, controla o ponto em que o dispositivo dispara.

ANUNCIANTES DESTE NÚMERO

	PÁGINAS
ALP	51
BARTO	73
CED S/C LTDA.	68
CETEISA—ATLAS	15
COMERCIAL BEZERRA	72
CONSTANTA	40
DIGIFOZ	73
DIGITAL	53
DISPLAY	8
ELETRÔNICA RADAR	54
ELETRÔNICA VETERANA	14
METALTEX	24
NATIONAL DO BRASIL LTDA.	27
PHILIPS	31
PRODUTOS ELÉTRICOS PALLEY LTDA.	20
RÁDIO SHOP	35
SUPERKIT	55
TV—PEÇAS	61
T & B Som	70
YARA ELETRÔNICA	38
WHINER	81
NOVIK	2ª CAPA
JOTO	3ª CAPA
BRAVOX	4ª CAPA

Começou uma nova geração de amplificadores para o som do seu carro: **spa 80**

stereo power amplifier

Com potência real de 82 Watts RMS (120 IHF), indicada e controlada através de VU meter especial, estéreo, o SPA-80 incorpora recursos que além de proporcionarem maior potência e melhor som em qualquer nível de volume, ainda consome menor energia da bateria - mesmo quando o motor do veículo estiver desligado. Chave reversora de canais e controles independentes de graves e agudos, completam sua tremenda versatilidade e eficiência.

**hi-fi car
bravox**

