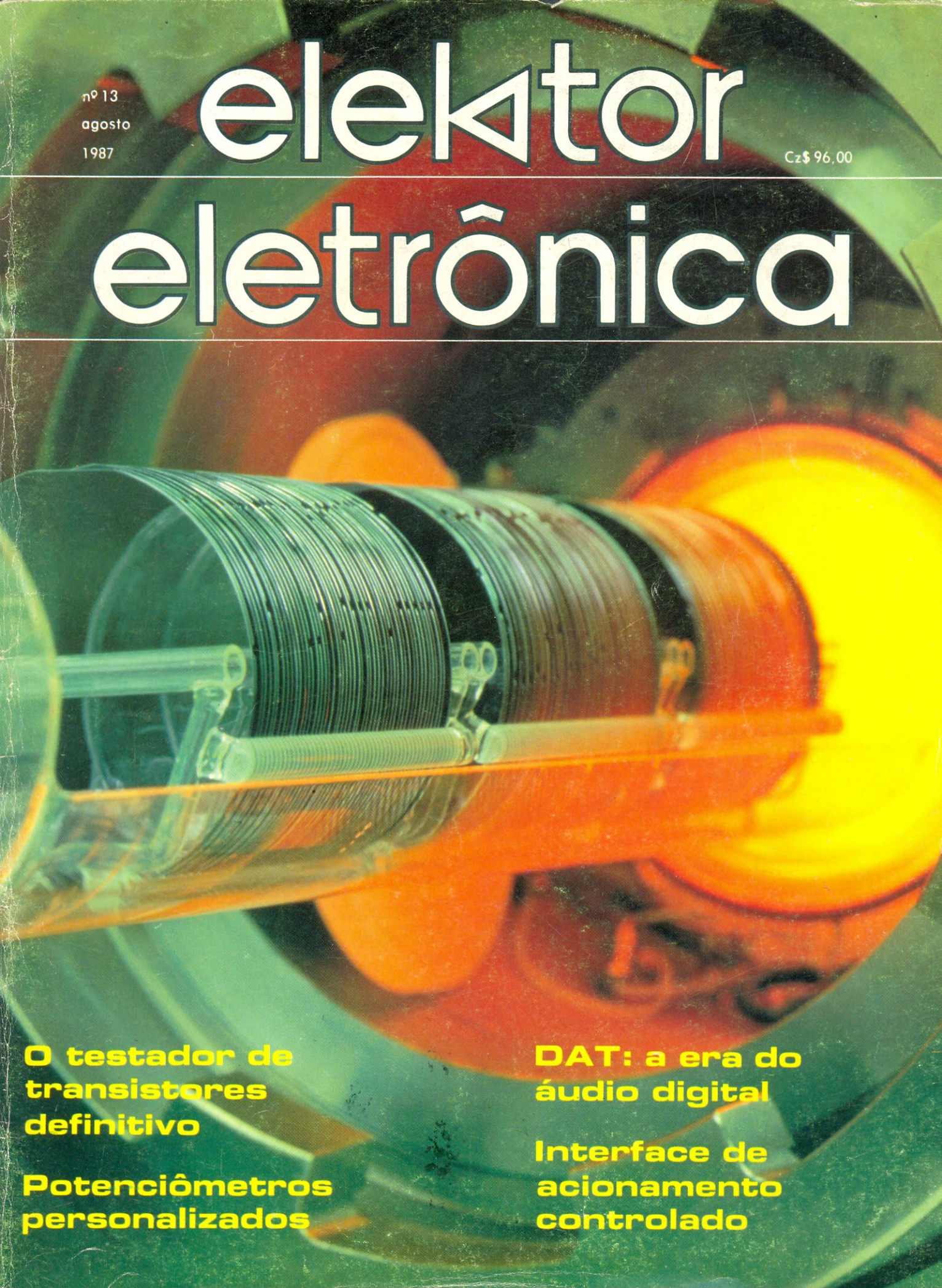
nº 13
agosto
1987

elektor eletrônica

Cz$ 96,00



O testador de transistores definitivo

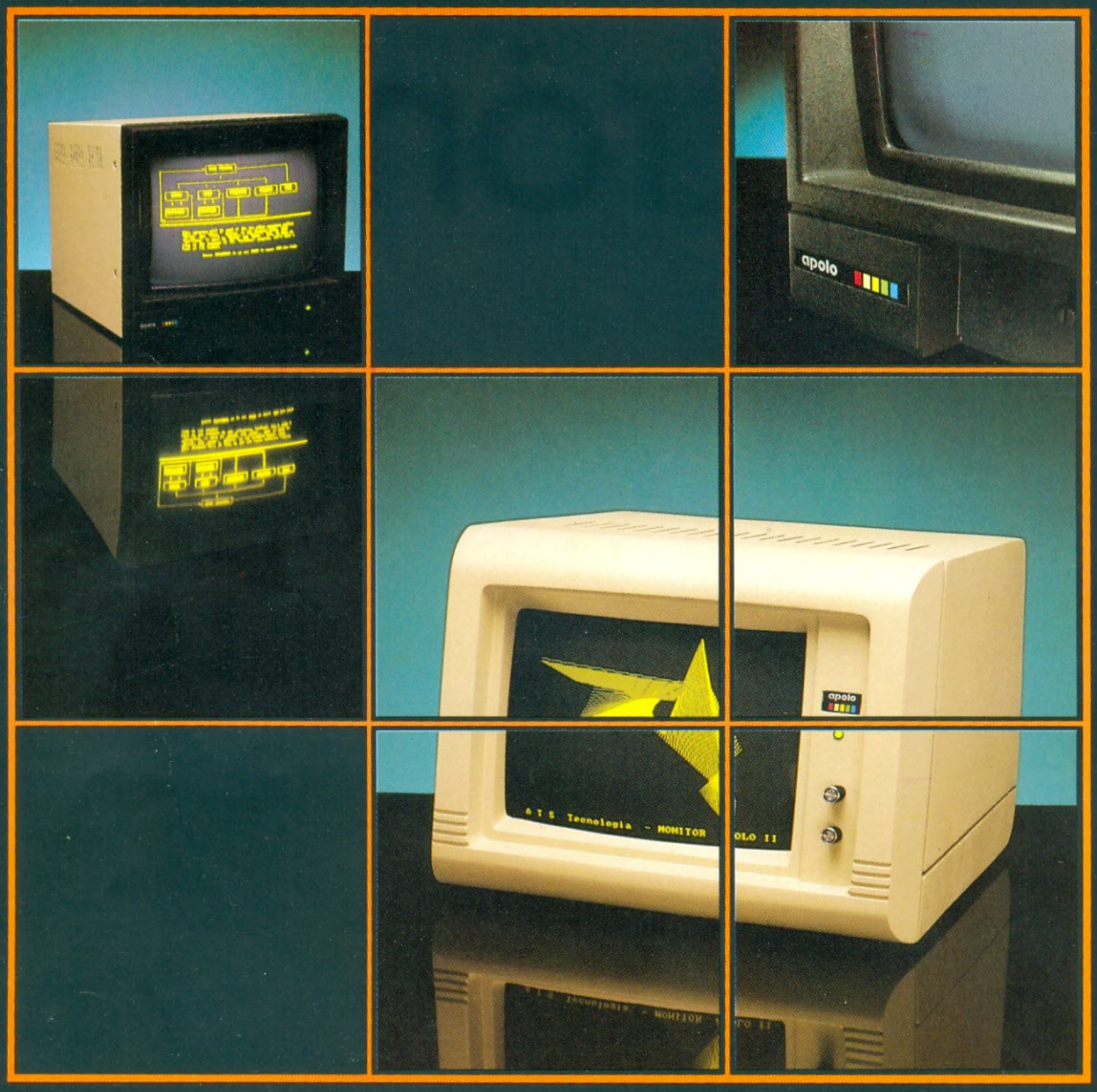
Potenciômetros personalizados

DAT: a era do áudio digital

Interface de acionamento controlado

apolo®

MONITORES DE VÍDEO



Os monitores de vídeo Apolo foram projetados para computadores e terminais que possuem características de conexões externas para o vídeo.
Em particular, operam com todos os micros das linhas TRS-80, Apple e IBM PCxt, podendo facilmente serem conectados pelo próprio usuário.
São fornecidos nas opções fósforo verde ou ambar.
Desempenho perfeito, com baixo consumo e excelente estabilidade são pontos fortes desta série de monitores ATS.

ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.

ATS TECNOLOGIA

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas 35
Selektor 63
Mini-anúncios 68

TECNOLOGIA

Sobre a ionosfera 28
Sem ela, não há comunicação terrestre a longas distâncias; convém então conhecer melhor essa importante camada de nossa atmosfera e sua influência sobre as ondas curtas

Microprocessadores de 16 bits – 2ª parte 43
Mantendo a estrutura comparativa, são apresentados agora o conjunto de instruções e as modalidades de endereçamento dos 5 principais processadores do mercado

MONTAGENS

O testador de transistores definitivo 13
Ele merece o nome: com apenas 2 LEDs, nas mais variadas configurações, avalia praticamente todos os parâmetros desses componentes e fornece dicas de defeitos

Semáforo de áudio 23
Nada a ver com o trânsito de sinais, mas simplesmente com as condições de operação de pré-amplificadores; 3 LEDs de cores diferentes fazem todo o trabalho

Pré-ajuste para o gerador de funções 26
Mais um acessório para o famoso gerador Elektor, com seleção prévia de até 10 freqüências, sistema de varredura automática e saída de sincronismo para osciloscópios

Controle de slides pelo micro 51
Uma interface compatível com quase todos os micros do mercado, que permite controlar de forma sofisticada dois projetores de slides ou diversos outros equipamentos

APLICAÇÕES PRÁTICAS

TUP-TUN-DUG-DUS 9
Essas estranhas siglas facilitam tremendamente a procura (e avaliação) de componentes para inúmeras montagens da revista; já é hora de conhecê-las

Potenciômetros sob medida 31
Dicas e gráficos para se confeccionar potenciômetros exclusivos, pelo simples acréscimo de resistores aos modelos comerciais



Mal começamos a nos acostumar à idéia dos discos compactos a laser e do Japão já nos informam sobre o lançamento mundial do sistema DAT, que pretende ser o sucessor do atual processo de gravação em fita magnética – assim como os CDs devem substituir, a longo prazo, os LPs analógicos. Registrando os sinais de áudio sob a forma de bits, esse novíssimo sistema emprega um cilindro rotativo com duas cabeças, a exemplo dos modernos gravadores de vídeo. Resultado: apresenta resposta em freqüência e faixa dinâmica bem mais amplas, ruído mínimo e gravações praticamente imunes a cópias sucessivas e desgaste do material. Os fabricantes chegam a dizer que a qualidade sonora das novas fitas (além de tudo, menores que as atuais) equivale à dos discos laser. Tudo isso e muito mais pode ser conferido na seção Selektor deste número

elektor

elektor eletrônica

Elektor – edição Brasileira

Ano II, Número 13, Agosto/87

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Av. Ipiranga, 1100, 9º andar,
CEP 01040 São Paulo, fone: (011) 229-8688

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Giuseppina Peppina Giuseppa Scarponi

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente)

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. S. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial,
mesmo citando-se a procedência,
dos artigos assinados, fotografias,
projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij
Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações
Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição GAZETA MERCANTIL

Fotolito MPA

Impressão DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros.
Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF= 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 k Ω /V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

TUP-TUN-DUG-DUS

Aproveitando o lançamento do testador definitivo para transistores, neste mesmo número, vamos explicar o que os projetistas da Elektor entendem pelas siglas "TUP", "TUN", "DUG" e "DUS", que aparecem com frequência nos artigos de montagem. Veremos também como fazer a primeira identificação de um transistor, usando apenas o multímetro.

Boa parte das montagens sugeridas por Elektor empregam, atualmente, circuitos integrados. Muitas delas, porém, ainda dependem dos velhos e fiéis transistores, menos suscetíveis às oscilações de estoque em nosso comércio. Resolvemos, por isso, reproduzir um artigo publicado nos primórdios da edição inglesa, mas ainda perfeitamente "em dia" com nossa realidade, que trata entre outras coisas da padronização dos transistores na revista.

A filosofia dessa padronização formou-se a partir da constatação de que existe uma grande quantidade de componentes similares, que podem ser intercambiados sem consequências negativas ao desempenho dos circuitos. Em geral, as únicas diferenças limitam-se ao material do encapsulamento e disposição dos terminais. Isto permite, portanto, uma generalização das famílias de transistores e diodos, evitando que o montador fique restrito a apenas um ou dois tipos, em cada caso. Assim, na hora de comprá-los, as opções são mais numerosas; e na hora da montagem, não há diferenças perceptíveis no funcionamento dos circuitos. Tudo muito vantajoso, não é mesmo?

Mas antes de prosseguir, vejamos o que significa cada uma dessas siglas:

TUP = transistor universal tipo PNP
TUN = transistor universal tipo NPN
DUG = diodo universal de germânio
DUS = diodo universal de silício

Qualquer componente, para que "mereça" constar em uma dessas classificações, deve exibir algumas especificações mínimas — não pode ser um transistor ou diodo escolhido aleatoriamente, só porque lhe garantiram que é de aplicação geral. Essas especificações básicas estão relacionadas nas tabelas 1a e 1b. Convém ressaltar, também que a padronização não impede que sejam utilizados componentes com características superiores a essas.

As tabelas 2, 3 e 4 trazem, respectivamente, alguns transistores dentro das especificações TUN e TUP, além de diodos que se encaixam nas DUG e DUS. Adiantamos que elas não têm a pretensão de serem completas, restringindo-se aos tipos mais corriqueiros. Entre os transistores selecionados, aqueles considerados "padrão do padrão" são os das famílias

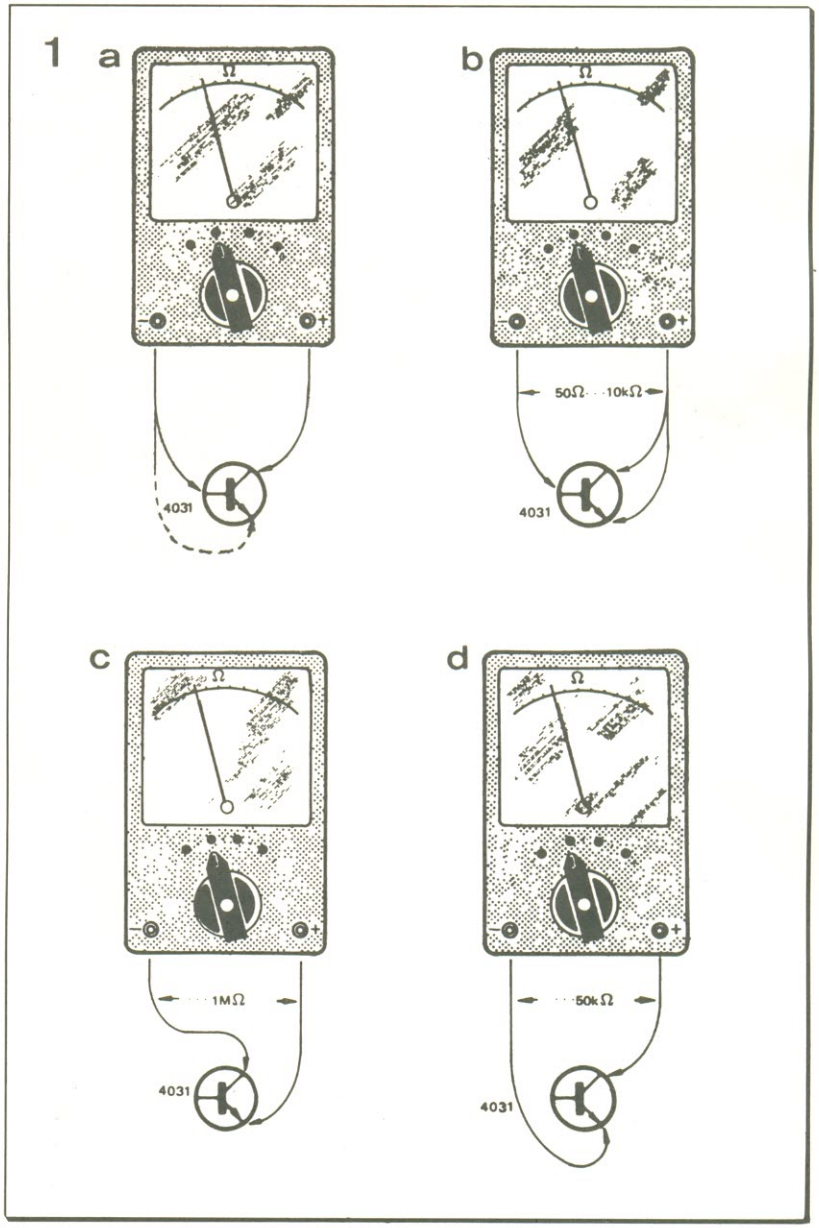


figura 1 — Método simples de se descobrir o tipo do transistor (PNP ou NPN) e identificar seus terminais.

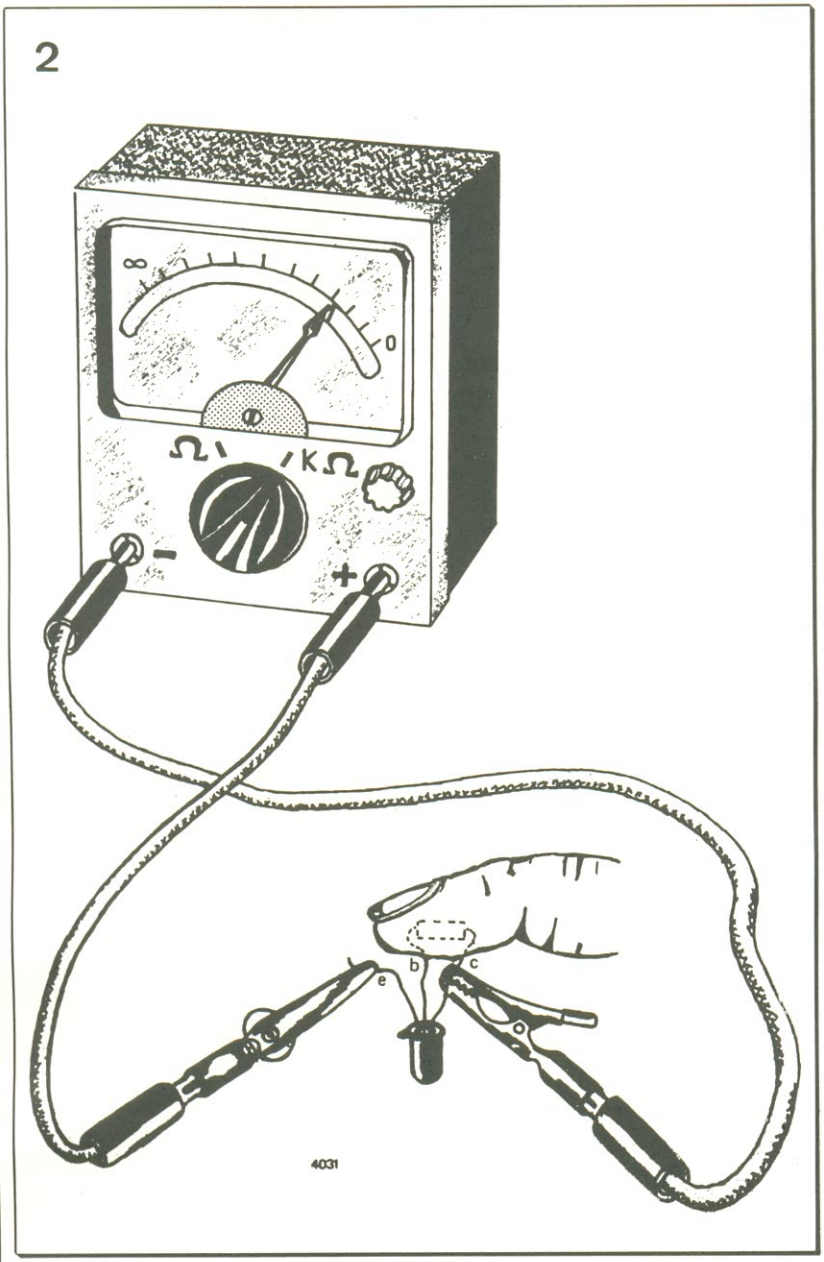


figura 2 — Método simples de se estimar o fator de amplificação de um transistor qualquer.

BC107/108/109 (NPN) e BC177/178/179 (PNP); suas especificações mínimas aparecem na tabela 5, enquanto a tabela 6 fornece uma lista (quase) completa dos equivalentes.

Como se pode notar pelas tabelas, as diferenças mais evidentes entre os transistores residem na tensão mais alta da dupla BC107/BC177 (com V_{ceo} = 45 V) e no baixo ruído do par BC109/BC179 (F = 4 dB). Os parâmetros aí simbolizados foram explicados no Informe nº 1 das Fichas Elektor, na edição nº 11. Caso tais diferenças sejam de pouca importância em determinados circuitos, pode-se considerar todos os transistores como intercambiáveis.

Os sufixos alfabéticos colocados após a numeração dos transistores indicam o ganho de corrente de cada tipo. Assim, o "A" corresponde a um fator de amplificação entre 125 e 260; o "B", entre 240 e 500; e o "C", de 450 a 900. Conclui-se, portanto, que um BC109C, por exemplo, não pode ser considerado um equivalente direto do BC109B — embora em muitos circuitos práticos isto faça pouca ou nenhuma diferença.

Por fim, ao se utilizar os equivalentes BC167/168/169, BC257/258/259 ou BC467/468/469 (assinalados por um "!" na tabela 6), deve-se prestar atenção à diferente disposição dos terminais.

Algumas medições simples

Para o caso de se topar com transistores desconhecidos ou

TABELA 1a

	tipo	U_{ceo} max	I_c max	h_{fe} min.	P_{tot} max	f_T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

tabela 1a — Especificações mínimas para os tipos TUP e TUN.

TABELA 1b

	tipo	U_R max	I_F max	I_R max	P_{tot} max	C_D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 µA	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 µA	250 mW	10 pF

tabela 1b — Especificações mínimas para os tipos DUG e DUS.

com a numeração totalmente apagada, existem alguns testes práticos que permitem ao menos identificá-los e ainda avaliar seu ganho de corrente.

O primeiro deles serve para determinar o tipo do componente (PNP ou NPN) e para localizar o terminal de base. Exige apenas um multímetro, comutado para a escala mais baixa de resistência e com seu borne positivo ligado a um dos terminais do componente (veja a figura 1a). O borne negativo deve então ser aplicado, em sucessão, aos outros dois terminais.

Se o instrumento fornecer uma leitura de baixa resistência nos dois casos, o transistor será provavelmente um PNP e o borne positivo estará ligado à base. Por outro lado, se a leitura baixa ocorrer somente em um dos casos, o transistor será certamente um NPN e terá o borne negativo do multímetro ligado à sua base. Se a resistência baixa não aparecer em nenhum dos dois terminais, será preciso transferir o borne positivo do instrumento para outro terminal e repetir todo o processo.

Uma vez localizada a base e determinado o tipo do transistor, pode-se conferir o resultado com a implementação da figura 1b. No caso de um NPN, o borne negativo do aparelho é acoplado à base e o borne positivo deve ser encostado aos outros terminais, em sequência; o ponteiro tem que indicar aproximadamente a mesma (baixa) resistência nos dois casos. Invertendo então as ligações do multímetro, repete-se a experiência, que deve resultar em duas leituras de resistência elevada. Para tipos PNP, as primeiras dus medições devem acusar uma alta resistência e as outras duas, um valor baixo.

O próximo passo consiste em individualizar o coletor e o emissor; agora o multímetro precisa estar na escala de maior resistência e trabalha-se apenas com os dois terminais não identificados (figura 1c). Se o transistor for NPN e a leitura elevada, o borne negativo estará acoplado ao coletor e o positivo, ao emissor; a inversão dos bornes (figura 1d) deverá acusar um valor relativamente baixo de resistência. Para os tipos PNP vale o procedimento oposto.

TUP/TUN/ DUG/DUS

tabela 2 — Vários transistores cujas características se encaixam nas especificações TUN.

tabela 3 — Transistores que correspondem às especificações TUP.

tabela 4 — Diodos representativos das especificações DUS e DUG.

tabela 5 — Especificações mínimas para as famílias BC107/108/109 e BC177/178/179. Note que o BC179 não obedece, necessariamente, todas as características TUP (I_{Cmax} = 50 mA).

TABELA 2

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

TABELA 3

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

TABELA 4

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX13	OA 91
BA 218	BAY61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

TABELA 5

	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
V_{ce_0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
V_{eb_0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I_c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
$P_{tot.}$ max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f_T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

As letras após os números indicam o ganho de corrente:

A: a' (β, h_{fe}) = 125-260
B: a' = 240-500
C: a' = 450-900.

TABELA 6

NPN	PNP	cápsula	observações
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		P_{max} = 250 mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		I_{cmax} = 150 mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		P_{max} = 250 mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		P_{max} = 500 mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259		169/259 I_{cmax} = 50 mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 . . . 253 *baixo ruido*
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		I_{cmax} = 200 mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		I_{cmax} = 200 mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		*baixo ruido*
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		*baixo ruido*
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			P_{max} = 220 mW
BC 467 BC 468 BC 469			P_{max} = 220 mW
	BC 261 BC 262 BC 263		*baixo ruido*

tabela 6 — Vários equivalentes das famílias anteriores; certos fabricantes podem exceder essas especificações.

Caso algum desses testes resulte em uma leitura nula entre dois terminais do transistor, ele estará em curto e talvez vá servir apenas como um diodo "quebra-galho". É preciso deixar claro, também, que todos os testes foram concebidos considerando-se como borne positivo do multímetro aquele assinalado com "+". Na prática, a tensão nesse ponto costuma ser negativa em relação ao borne "-", quando o aparelho é comutado para as escalas de resistência. Assim sendo, os procedimentos baseiam-se nessa inversão de polaridade.

É possível obter uma estimativa do ganho de corrente de um transistor por um processo semelhante, ilustrado na figura 2. O multímetro continua na escala de maior resistência, com seu borne positivo ligado ao emissor e o negativo, ao coletor (para o tipo NPN; inverta as ligações para o PNP). Se os testes anteriores tiverem sido efetuados corretamente, o instrumento indicará uma resistência relativamente elevada.

Na segunda etapa, os terminais de coletor e base deverão ser interligados por um dedo, de modo que haja um fluxo de corrente para a base, através da resistência da pele. A leitura deverá ser então relativamente baixa. Quanto maior o ganho de corrente (e menor a resistência da pele), tanto menor será o valor indicado pelo ponteiro. Em seguida, uma medição comparativa com um transistor conhecido poderá dizer se o ganho "medido" está ou não dentro das especificações. ◀

O testador de transistores definitivo

Eis um circuito que substitui todos os outros testadores, fazendo um "check-up" geral do transistor (ou diodo), além de indicar sua compatibilidade com as especificações TUP/TUN mínimas. Tudo isso com leituras fornecidas por dois LEDS, apenas.

Seu princípio de operação é bastante simples, dispensando inclusive qualquer calibração prévia. Exige, apenas, transistores e diodos de boa qualidade e resistores que estejam dentro da tolerância especificada (5%). Mediante um painel explicativo, que pode ser fixado diretamente na tampa da caixa, pode-se visualizar de imediato todas as indicações fornecidas pelos dois LEDs do visor. Permite, ainda, a utilização de três tipos diferentes de fonte, de acordo com as posses do montador e disponibilidade de componentes no mercado.

Através do diagrama de blocos da figura 1, vê-se que o circuito consiste de um multivibrador astável, que gera uma onda quadrada na frequência de 2 kHz, aproximadamente. Essa oscilação é "ligada" e "desligada" por outro multivibrador, esse de 2 Hz, somente. A rota coletor-emissor do transistor sob teste (ou a rota anodo-catodo de um diodo) fica ligada em série com outro transistor, entre as duas linhas de alimentação, enquanto a onda intermitente de 2 kHz é aplicada em antifase às bases de ambos. Desse arranjo relativamente simples é possível extrair um mundo de informações sobre o semicondutor em teste, apenas pelo comportamento da junção existente entre ele e o componente padrão. E todas essas informações podem ser resumidas à ação de dois LEDs, nos mais variados estados.

Descrição do circuito

A figura 2 nos mostra o circuito completo do testador, que foi dividido em três partes para evitar confusões. Para começar, os transistores T5 e T6, na fig. 2a, formam o multivibrador astável com a frequência aproximada de 2 kHz, ao passo que T2 e T3 compõem o outro multivibrador de que falamos, de 2 Hz. Este vai ativar e desativar o oscilador "rápido" por intermédio do transistor T4 — o qual também fornece uma onda de comutação de 2 Hz, através da ligação "Q", à seção do visor formada por T7...T9 e pelos LEDs A e B (fig. 2c).

Outro sinal comutador de 2 Hz, porém defasado 180° do que aparecem em "Q", é fornecido ao estágio do visor por T1, através do ponto "P". Como veremos mais adiante, essas ondas chaveadoras são essenciais para se obter leituras sem ambiguidades em apenas dois LEDs. Um terceiro LED, opcional (que está representado no circuito como "LED C"), pode ser ligado em série com um resistor de 680 ohms (R9) entre o ponto "Q" e a linha de terra. Ele fará um teste parcial e contínuo do próprio testador, piscando no ritmo do oscilador "lento", sempre que este estiver funcionando.

Ondas quadradas de 2 kHz, com a mesma amplitude mas de polaridades opostas, são produzidas de forma intermitente nos coletores de T5 e T6. Esses dois pontos, que acionam todo o sistema de teste, estão assinalados com "X" e "Y", respectivamente. Sempre que o oscilador rápido é desativado, T5 vai para o corte e seu coletor ("X"), para o potencial mais alto. O estágio da fig. 2b foi dividido em duas metades: na parte da esquerda são testados os transistores PNP e na direita, os NPN.

As leituras

Vamos assumir, agora, que um transistor PNP em boas condições seja acoplado ao soquete de teste T_A, da fig. 2b. Quando o oscilador rápido se encontra destivado, o ponto "X" fica positivo e o "Y", negativo (os termos "positivo" e "negativo" são utilizados para

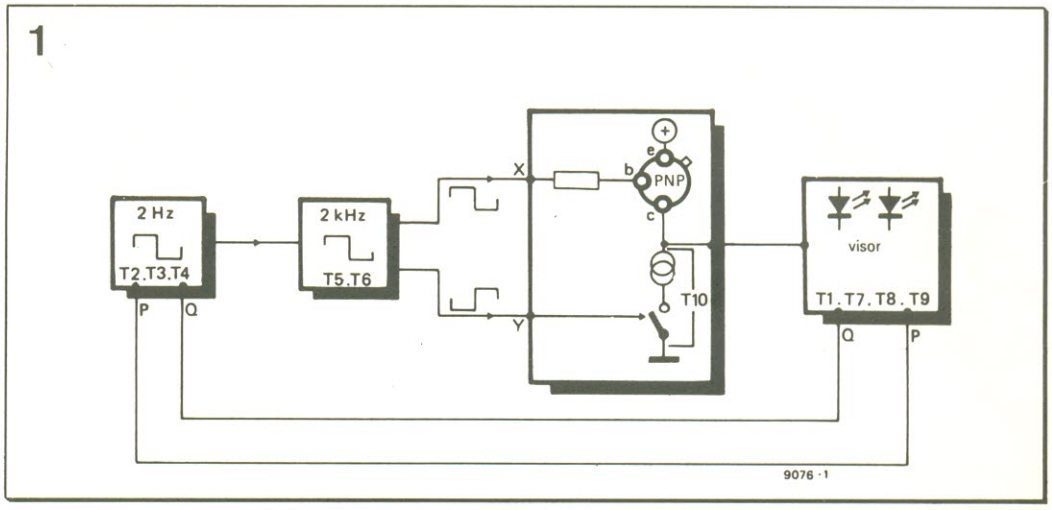


figura 1 — Diagrama de blocos da implementação para se testar transistores PNP. Para maior clareza, foram omitidos o teste da tensão de ruptura e a parte referente aos tipos NPN.

2

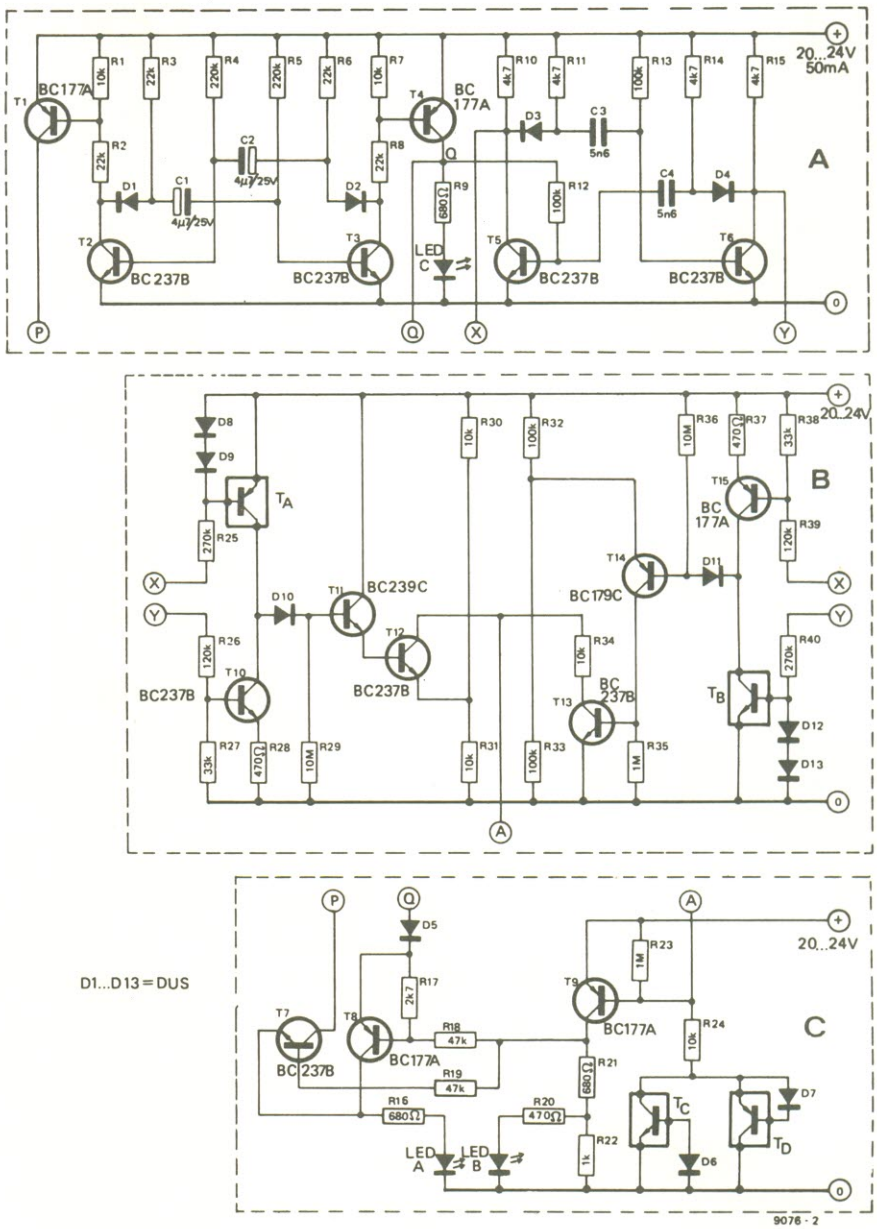


figura 2 — Circuito completo do testador, onde o bloco A corresponde à seção do coletor, o B contém as pontes de teste PNP/NPN e o C mostra os estágios da tensão de ruptura e leitura.

designar os potenciais alto e baixo assumidos por vários pontos do circuito). Nesse caso, tanto T10 como T_A estão cortados e a conexão entre seus coletores está flutuante.

Em consequência, o diodo D10 não conduz, mantendo no corte o par darlington formado por T11 e T12. As fig. 2b e 2c mostram, ainda, que o coletor de T12 é um dos pontos que tem conexão com a base de T9 (ponto "A"); estando T12 cortado, portanto, o ponto "A" é positivo e T9 também está fora de ação. O LED B, então, que fica ligado ao coletor de T9, permanece apagado (já que esse ponto está negativo).

Para saber o que o LED A está fazendo, enquanto isso, é preciso examinar agora as outras ondas comutadoras, obtidas do oscilador lento através de "P" e "Q". Em primeiro lugar, para desativar o oscilador rápido, o ponto "Q" deve estar negativo (e "P", positivo, portanto); como T7 está ligado a "P", pode conduzir, caso receba uma excitação positiva na base, proveniente do coletor de T9 via R19. Na situação considerada, porém, T9 encontra-se com o coletor negativo e T17 não é liberado para a condução. O transistor T8 também poderia fazer o LED A acender, mas como o ponto "Q" está negativo, nada feito.

Recapitulando rapidamente, no caso de um transistor em bom estado e com o oscilador rápido desativado, os dois LEDs ficam apagados. Continuando, vimos que os três pontos que determinam as leituras fornecidas pelos LEDs são "A", "P" e "Q"; eis as relações básicas entre eles e tais leituras:

1. Quando "P" está positivo (ou seja, com o oscilador rápido desativado), o LED A acenderá

3

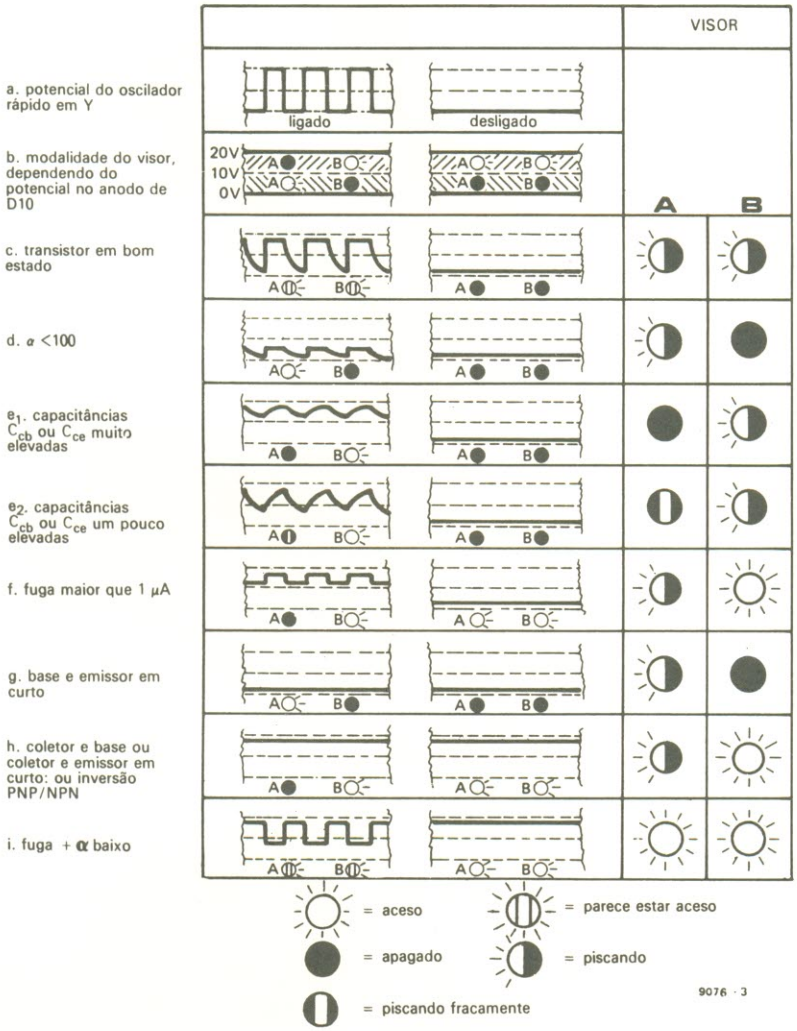


figura 3 — Sumário das leituras fornecidas pelos LEDs, baseadas nas formas de onda presentes no coletor do transistor em teste.

se a base de T7 (NPN) for excitada positivamente pelo coletor de T9;

2. Quando "Q" é positivo (oscilador rápido ativado), o LED A irá acender caso a base de T8 (PNP) seja excitada negativamente pelo coletor de T9;

3. O LED B só vai acender quando o coletor de T9 for positivo, independentemente dos níveis em "P" e "Q";

4. Sempre que "A" for negativo, o coletor de T9 será positivo.

Esses relacionamentos podem ser combinados em uma espécie de tabela da verdade, que poderá ajudar bastante na avaliação do estado de saúde de diodos e transistores. A figura 3 também relaciona as possibilidades do testador, de uma forma diferente.

oscilador rápido	*nível em A*	*LED A*	*LED B*
desativado	positivo	apag.	apag.
desativado	negativo	aceso	aceso
ativado	positivo	aceso	apag.
ativado	negativo	apag.	aceso

Vejamos agora o que ocorre no circuito quando o oscilador rápido está operando. Nessa condição, os pontos "X" e "Y" alternam-se nos níveis positivo e negativo, com polaridades opostas, ao ritmo de 2 kHz. No instante em que "X" torna-se positivo e "Y" negativo, pode-se aplicar o mesmo raciocínio usado para o período em que o oscilador rápido está desativado — ou seja, o ponto "A" fica positivo e o LED B permanece apagado. O LED A, porém, "sabe" que o oscilador rápido está funcionando ("Q" está positivo) e acende.

Quando "X" passa a ser negativo e "Y" positivo, a fig. 2b nos mostra que T10 e o transistor sob teste (T_A) começam a conduzir. De fato, o emissor de T_A está ligado diretamente ao positivo da alimentação, ao passo que o de T10 vai à terra através de um resistor de 470 ohms (R28). Caso o ganho de corrente de T_A seja suficientemente elevado, o potencial de seu coletor torna-se mais positivo, D10 passa a conduzir e a base de T11 também passa a ser positiva (veremos esta parte com mais detalhes adiante).

O emissor de T12, o outro transistor do par darlington, é mantido à metade do potencial de alimentação pelo divisor R30/R31. Ele também entra em condução e seu potencial de coletor (que é o do ponto "A") torna-se negativo; a essa altura, como se vê pela tabela, o LED B acende e o LED A apaga.

4

VISOR		SIGNIFICADO
LED A	LED B	
◐	◐	transistor em bom estado
◐	☀	a. inversão PNP/NPN b. fuga > 1 μA c. curto C-B d. curto C-E
◐	●	a. $\alpha \leq 100$ b. curto B-E
●	◐	capacitância C-B ou C-E > 20 pF
☀	◐	fuga > 10 μA + α muito baixo + C_{cb} ou C_{ce} muito elevada
◑	◐	C_{cb} ou $C_{ce} \cong 20$ pF
☀	☀	fuga > 10 μA + $\alpha < 50$
●	●	impossível; se isto acontecer, algo estará errado com o testador; verifique a fonte de alimentação!

☀ = aceso continuamente ◐ = piscando

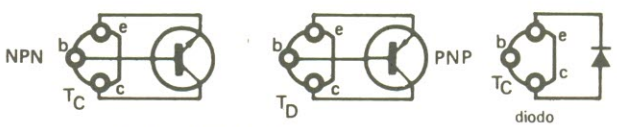
◑ = piscando fracamente ● = apagado

9076-4

figura 4 — Tabela obtida a partir da fig. 3, mostrando como interpretar as várias leituras no teste de transistores.

5

VISOR		SIGNIFICADO
LED A	LED B	
◐	●	em bom estado (tensão de ruptura > 20 V)
◐	☀	com defeito (ou ligações invertidas)



guia para indicação igual à da fig. 4

9076-5

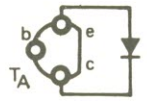
figura 5 — Procedimento para se testar a tensão de ruptura de transistores e diodos.

6

a

VISOR		SIGNIFICADO
LED A	LED B	
◑	☀	conduzindo satisfatoriamente
◑	●	não está conduzindo, devido a um circuito aberto ou ligações invertidas.

guia para indicação igual à da fig. 4

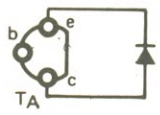


9076-6A

b

VISOR		SIGNIFICADO
LED A	LED B	
◑	●	bloqueando satisfatoriamente
◑	☀	a. fuga severa b. em curto c. ligações invertidas
☀	☀	com fuga

guia para indicação igual à da fig. 4



9076-6B

figura 6 — Teste de condução para diodos, no soquete "PNP" (a) e prova da corrente de fuga (b).

7

TESTE APLICADO	VISOR	
	LED A	LED B
1. soquetes de teste vazios	◑	●
2. pontos B-C ou E-C em curto nos soquetes de T_A ou T_B	◑	☀
3. transistor PNP ou NPN sabidamente em bom estado e corretamente instalado em T_A ou T_B	◑	◑
4. como no teste anterior, mas com um capacitor de 22 pF ligado entre o coletor e a base ou o emissor	●	◑
5. terminais de emissor e base (de um transistor PNP ou NPN sabidamente em bom estado) ligados aos pontos C e E de T_C ou T_D (o que for apropriado)	◑	☀

9076 - 7

figura 7 — Tabela para se testar o testador.

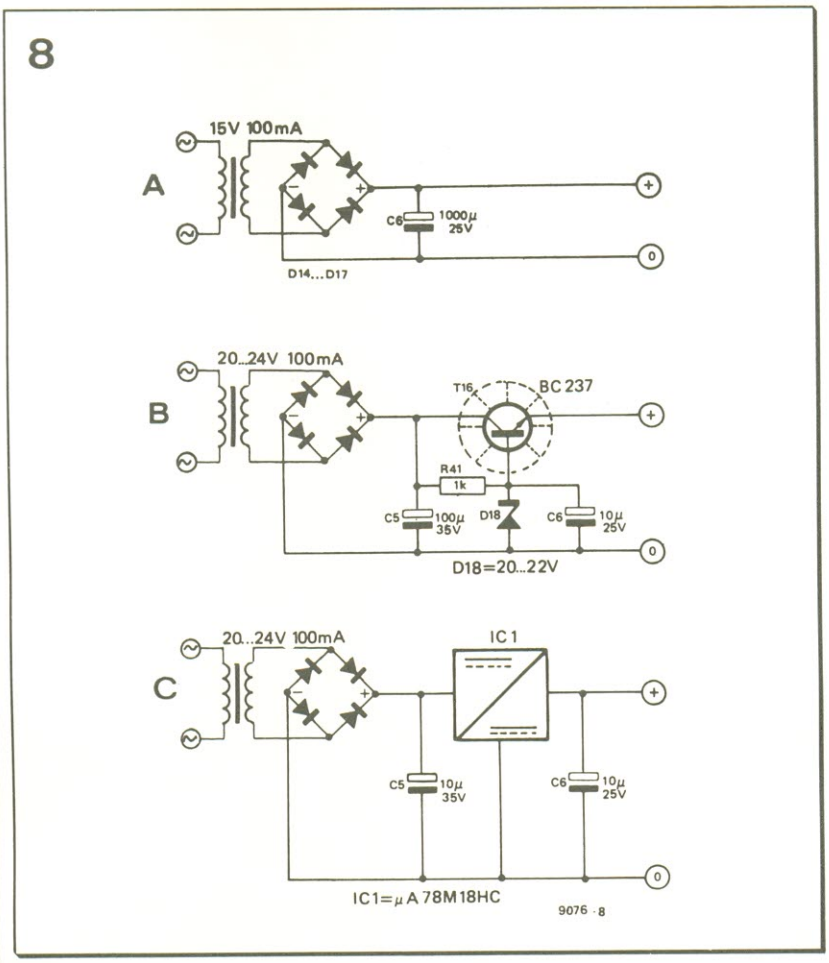


figura 8 — Opções para implementar a fonte de alimentação, dependendo dos componentes disponíveis.

Podemos concluir, então, que a leitura fornecida sempre que o oscilador rápido está ativado, para transistores em boas condições, é o acendimento alternado dos LEDs, sob o comando da oscilação de 2 kHz. Assim sendo, ambos parecem estar acesos durante cada "surto" de 2 kHz e apagados na ausência dessa oscilação. Em suma, a leitura completa para um "bom" transistor é a dos dois LEDs piscando simultaneamente (veja a figura 3c). Veremos, logo mais, que essa indicação só ocorre, na verdade, com transistores que estejam em boas condições segundo todos os critérios de teste em T_A.

Transistor com baixo ganho de corrente

Como já tivemos a ocasião de analisar, sempre que o oscilador rápido é desativado, o ponto "X" torna-se positivo e o "Y" negativo, levando T10 e T_A ao corte. Seus coletores interligados ficam flutuantes e, pela mesma seqüência de eventos já descrita para um transistor perfeito, a tensão no coletor de T9 é baixa e o LED B está apagado. Pode-se deduzir pela tabela, além disso, que essa combinação de tensões comutadoras faz com que o LED A também fique apagado.

Logo que o oscilador rápido volta a ser ativado e altera a situação, tornando "X" negativo e "Y" positivo, T10 e T_A passam a conduzir. O potencial na base de T10, portanto, é determinado pelo divisor composto por R15 (no circuito A da fig. 2), R26 e R27, segundo a fórmula:

$$20 \times \frac{33}{4.7 + 120 + 33} = 4.2 \text{ V.}$$

Como a tensão base-emissor de T10 deve ser de 0,7 V, a queda em seu emissor não pode ser maior que 4,2 - 0,7 = 3,5 V. O transistor T10 está atuando, portanto, como uma fonte de corrente, com sua corrente de coletor sendo estabilizada no valor imposto por essa última tensão e pelo resistor de emissor (R28):

$$\frac{3.5 \times 1000}{470} \text{mA} \approx 7.4 \text{ mA}$$

Estando o emissor de T_A diretamente ligado à linha positiva de alimentação, sua corrente de base é determinada pela tensão existente entre "X" e essa linha (cerca de 19 V), além do resistor R25:

$$\frac{19 \times 10^6}{270 \times 10^3} \mu\text{A} \approx 70 \mu\text{A}$$

(a resistência entre base e emissor pode ser desprezada, nesse caso).

Pois bem, se T10 está agindo como fonte de corrente, tentando estabilizar a corrente através de ambos em 7,4 mA, isso representa um ganho de corrente ligeiramente superior a 100 para o transistor em teste. Caso T_A não seja capaz de produzir essa corrente, a tensão sobre T6 vai cair e o potencial entre os coletores de T10 e T_A será então muito baixa para "segurar" a condução de T11 e T12; assim, o potencial em "A" vai permanecer positivo e o LED B, apagado. Nessa situação, o LED A acende, conforme nos mostra a tabela na linha 3d.

Assim que o oscilador rápido muda de estado (isto é, fazendo "X" positivo e "Y" negativo), os coletores interligados de T10 e T_A revertem à condição flutuante, reforçando a condição de corte do par darlington (T11 e T12). O ponto "A", portanto, permanece positivo, enquanto o LED B é mantido apagado e o LED A, aceso. Resumindo, a leitura para transistores com baixo ganho de corrente mostra o LED A piscando e o LED B apagado.

Altas capacitâncias no transistor

Com o oscilador rápido desativado, a situação é a mesma já vista nos casos analisados: T10 e o transistor sob teste ficam cortados e os dois LEDs, apagados. Logo que esse oscilador passa à condição ativa, os dois transistores começam a conduzir, pois o ponto "X" se torna negativo e o "Y", positivo; mas se T_A exibir uma capacitância coletor-base (C_{cb}) ou coletor-emissor (C_{ce}) elevada, sua resposta sofrerá um atraso. De fato, a subida da tensão em seu coletor será mais lenta, enquanto essas capacitâncias são descarregadas — mas essa tensão provavelmente chegará ao seu valor "final" antes de terminar o período em que T_A conduz. Quando isso acontecer, o LED B irá acender e o LED A, per-

manecer apagado (veja a fig. 3e).

No entanto, quando T_A e T10 forem mais uma vez cortados pela troca de níveis em "X" e "Y", as capacitâncias poderão ser carregadas somente através do par darlington T11/T12 (que possui, por definição, uma elevada impedância de entrada) e do resistor de 10 megohms (R29). Dessa forma, a queda de potencial no coletor de T_A será mais lenta do que num transistor normal, devido às capacitâncias de maior valor; e caso sejam elevadas demais, o potencial não cairá o suficiente para cortar T11 (e, portanto, para acender o LED A e apagar o LED B), antes que T_A e T10 voltem a conduzir. Assim sendo, o LED B vai se manter aceso e o A, apagado, ao longo de cada período em que o oscilador rápido estiver ativado.

Caso as capacitâncias não sejam muito maiores que o normal, o LED A poderá acender fracamente — pois a lenta recarga do excesso de capacitância permitirá que ele seja ativado por um breve período em cada ciclo do oscilador rápido. Em conclusão, se o transistor examinado tiver capacitâncias elevadas demais, o LED B vai piscar e o LED A ficará piscando com uma luz fraca ou totalmente apagado.

Fugas elevadas

Todo transistor com altas correntes de fuga tende a se comportar, do ponto de vista do testador, como se estivesse conduzindo continuamente. Nos casos já examinados, não havia corrente de coletor no transistor em teste enquanto o oscilador rápido estava desativado. Na eventualidade de uma corrente de fuga entre coletor e emissor, porém, ela irá fluir por D10 e R29, em direção à terra, mesmo que o "X" esteja positivo e T_A e T10 estejam supostamente no corte. Tal corrente vai gerar uma tensão sobre o resistor de 10 MΩ (R29), elevando assim o potencial de base de T11.

Convém relembrar, neste ponto, que o emissor de T12 é mantido no nível de meia tensão de alimentação (cerca de 10 V), pelo divisor R30/R31. Desse modo, se a corrente de fuga for ligeiramente superior a 1 μA, poderá gerar uma tensão suficientemente alta para levar T11 e T12 à condução — e, portanto, para acender tanto o LED A como o B, mesmo com o oscilador rápido em "recesso".

Quando o oscilador rápido é desativado e os transistores do visor são chaveados por meio de "P" e "Q", o LED B permanece aceso, mas o A apaga (fig. 3f). Conseqüentemente, um transistor com fugas de corrente de 1 μA ou mais faz o LED B acender continuamente e o LED A piscar.

Curto B-C ou E-C

Qualquer transitor com esse tipo de defeito assemelha-se ao do caso anterior, só que com mais corrente envolvida. De fato, nesse caso uma corrente também pode fluir da linha positiva de alimentação pelo transistor T_A, através de sua junção emissor-base ou do curto formado entre base e coletor (ou diretamente pelo curto emissor-coletor), em direção a D10 e R29.

Já foi visto que uma corrente de fuga de 1 μA pode fazer T11 e T12 conduzirem e, assim, acender o LED B e apagar o LED A durante o período ativo do oscilador rápido (quando o oscilador está inativo, o LED A também acende). Portanto, a leitura para curto-circuitos entre base e coletor ou emissor e coletor é dada pelo LED B sempre aceso e pelo LED A piscando (fig. 3h).

Curto base-emissor

Estando base e emissor em curto, não há possibilidade de um fluxo "normal" da corrente de base; por conseguinte, também não há corrente de coletor. Assim sendo, o transitor "parece-se" com o de ganho nulo ($\alpha' = 0$) e a leitura corresponde a essa semelhança: o LED A pisca e o B permanece apagado (fig. 3g, que é igual à 3d).

Combinações de defeitos

Não é raro que um transistor apresente mais de um problema ao mesmo tempo, tal como fuga e baixo ganho de corrente ou fuga e curto base-emissor. Nesses casos, quando o oscilador rápido se encontra desativado, a leitura é a mesma que se verifica para transistores com fuga, ou seja, os dois LEDs ficam acesos. Ativado o oscilador, ele corta T_A e T10, mas a corrente de fuga consegue manter o potencial nos coletores suficientemente elevado para fazer T11 conduzir, apagando o LED A e acionando o LED B.

Assim que o oscilador rápido leva novamente T_A e T10 à condução, o baixo ganho de corrente de T_A permite que T10 se "sobreponha" tanto à corrente de fuga como à corrente de coletor em T_A (se houver alguma), e "puxe" para baixo o potencial dos dois coletores — quando o LED A acende e o B apaga. Esse acionamento alternado dos LEDs ocorre ao ritmo do oscilador rápido, o que dá a impressão de estarem permanentemente acesos, como na fig. 3i (lembre-se que, com o oscilador desativado, eles também permanecem ligados).

Outras combinações são possíveis, mas seria muito longo e tedioso descrevê-las todas neste artigo. De qualquer forma, basta saber que somente um transistor em perfeitas condições de operação vai gerar leituras "boas" em todos os testes.

Transistores NPN

Tudo o que foi descrito até agora aplica-se somente aos transistores tipo PNP. Mas é perfeitamente válido também para os NPN, desde que se considere o soquete T_B (à direita, na fig. 2B) e os componentes associados. Assim, as funções exercidas de um lado por T10, T11 e T12, por exemplo, passam a ser executadas por T13, T14 e T15 do outro. Nesse caso, entretanto, o par T13/T14, que passa uma queda de tensão ao anodo de D11, não forma um circuito darlington e sim um par complementar PNP-NPN.

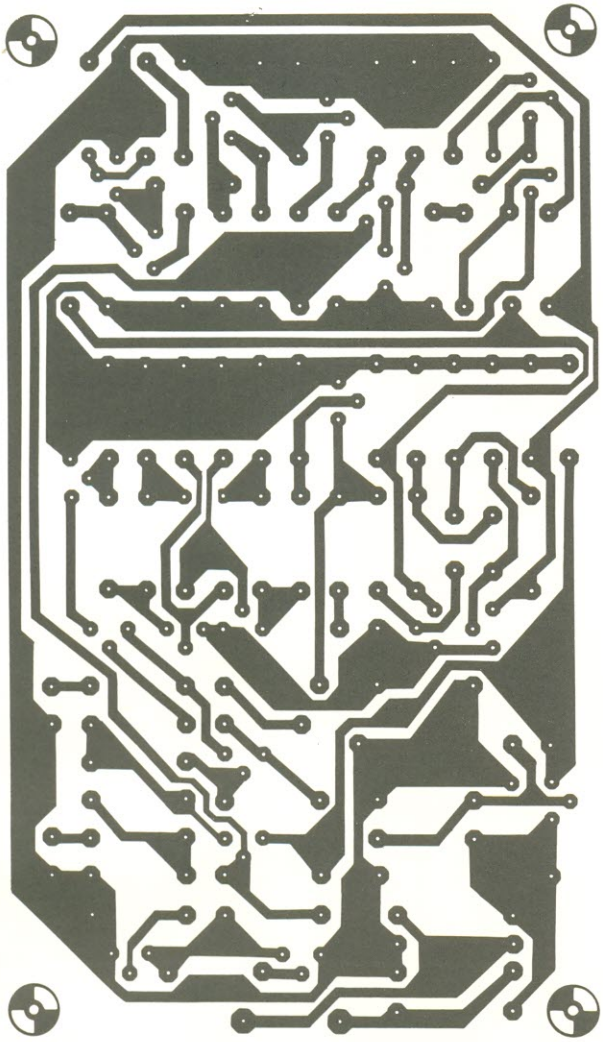
Se um transistor for inserido no soquete errado (um PNP no do NPN ou vice-versa), o trajeto base-coletor vai ser equivalente a um diodo diretamente polarizado, produzindo a mesma leitura de um transistor com base e coletor em curto. O componente não será danificado, mas é bom verificar, sempre que ocorrer essa leitura, se o transistor não foi inserido no soquete contrário.

Teste da tensão de ruptura

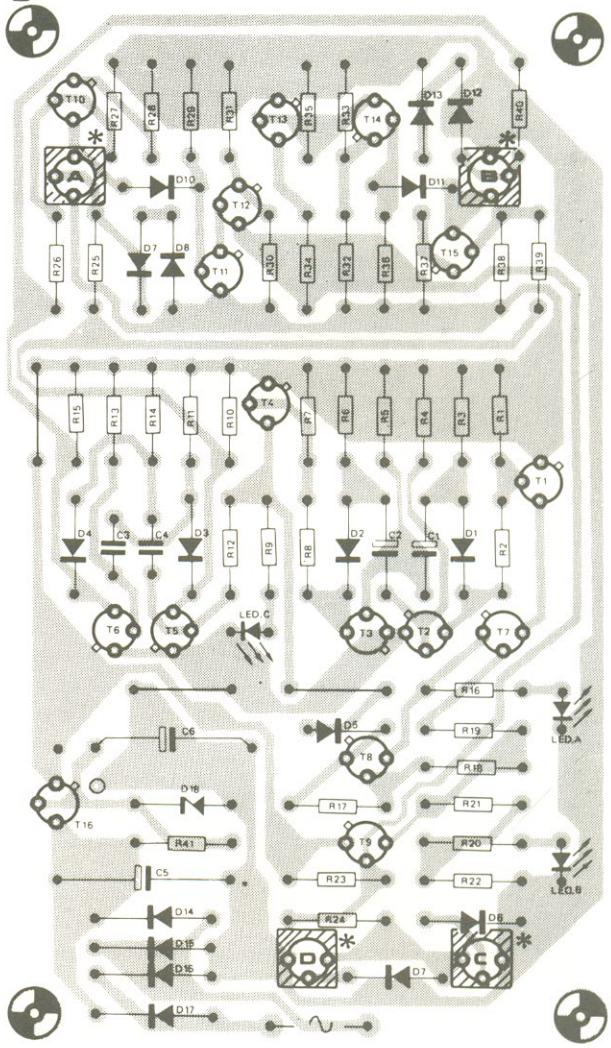
Os soquetes para essa análise são T_C e T_D, mostrados no circuito C da fig. 2. A tensão em-

9

A

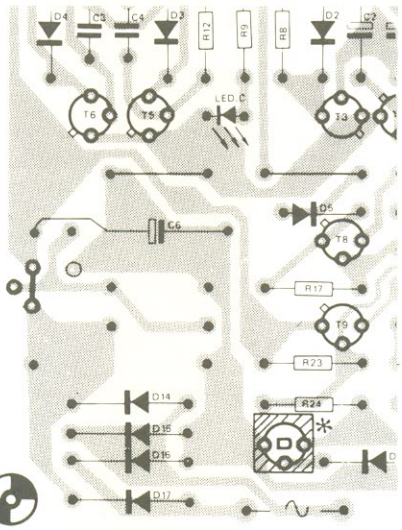


B



*veja texto

C



D

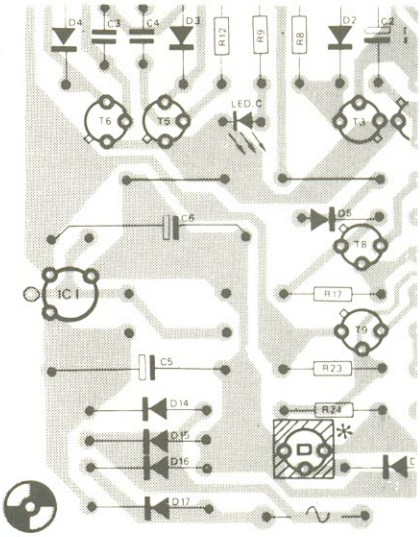
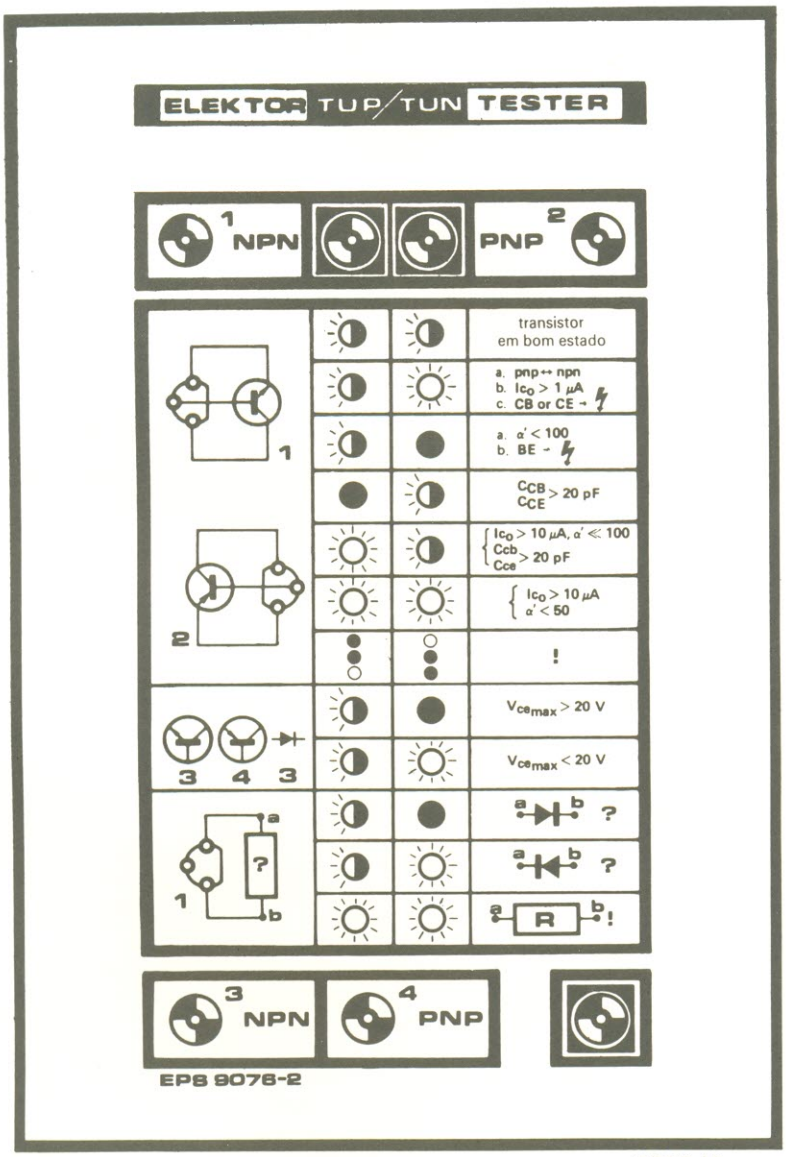


figura 9 — Traçado e disposição dos componentes para a placa do testador (em três versões, de acordo com a fonte adotada).

Lista de componentes (sem a fonte de alimentação)
Resistores
R1, R7, R24, R30, R31, R34-10 k
R2, R3, R6, R8-22 k
R4, R5-220 k
R9 (opcional), R16, R21-680
R10, R11, R14, R15-4,7 k
R12, R13, R32, R33-100 k
R17-2,7 k
R18, R19-47 k
R22-1 k
R25, R40-270 k
R26-120 k
R27, R38-33 k
R28, R37, R20-470
R29, R36-10 M
R23, R35-1 M

o testador de transistores definitivo

10



9076 10

figura 10 — Sugestão de painel (em tamanho natural) para o testador de transistores.

R39-120 k
R40-270 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C2-4,7 µF
C3, C4-5,6 µF

Semicondutores
T1, T4, T8, T9, T15-BC307B ou equivalentes
T2, T3, T5, T6, T7, T10, T12, T13-BC237B ou equivalentes
T11-BC239C ou equivalente
T14-BC179C ou equivalente
D1...D17-BAX13, BY126, BY127, 1N4002 ou quaisquer outros diodos de uso geral
Dois (ou três) LEDs vermelhos

Diversos
Placa nº 9076
4 soquetes para transistores
Caixa plástica
Painel de controle

Fonte sem estabilização (fig. 9c)
Tr-transformador para 18V/100 mA
C6-1000µF/25 V

Fonte estabilizada, componentes discretos (fig. 9b)
Tr-transformador para 20 V/100 mA
R41-1 k Ω
C5-100µF/35 V
C6-10µF/35 V
T16-BC237B
D18-zener de 20 V/400 mW
Dissipador para T16

Fonte estabilizada, com CI regulador (fig. 9d)
Tr-transformador para 20 V/100 mA
C5-100µF/35 V
C6-10µF/35 V
IC1-78M18HC ou equivalente
Dissipador para IC1

pregada nesse teste é de 20 V e, caso uma corrente de ruptura comece a fluir, a tensão em "A" é reduzida continuamente, fazendo o LED A piscar e o LED B permanecer aceso durante todo o ciclo. Os transistores que passarem no teste, ao contrário, farão o LED B apagar e o LED A piscar (figura 5).

Testes com diodos

Ligando o anodo e o catodo de diodos aos terminais de emissor e coletor do soquete PNP (ou ao contrário, no NPN), eles podem ser testados em sua condução direta, fugas e tensão de ruptura. Assim, com o oscilador rápido desativado, a junção do catodo com o coletor de T10 será mantida positiva pela condução do diodo; e se a condução for suficientemente boa, essa junção continuará positiva mesmo com T10 conduzindo (por meio de "Y"). Uma vez cortado novamente o T10, a junção não mudará de condição, dando origem a uma leitura em que o LED A fica piscando e o LED B permanece sempre aceso (figura 6).

Sempre que o diodo estiver sem conduzir, em circuito aberto ou com os terminais invertidos, a junção de coletor de T10 com o seu catodo (ou anodo) ficará negativa durante todo o ciclo do oscilador, fornecendo uma leitura em que A pisca e B fica apagado. Quando o diodo é deliberadamente ligado ao contrário, essa leitura comprova se ele está ou não bloqueando a corrente na polarização reversa. Caso ele esteja curto-circuitado

ou com uma fuga severa, vai fornecer a mesma leitura, quando ligado ao contrário, que um diodo em bom estado ligado corretamente.

Se um diodo com fuga moderada for acoplado de forma invertida, a corrente de fuga poderá ser suficiente para manter positivo o anodo de D10 — mas apenas quando T10 estiver cortado e não conduzindo. Isto vai resultar numa leitura em que ambos os LEDs parecerão estar simultaneamente acesos — a mesma do transistor que apresenta fuga e baixo ganho ao mesmo tempo.

Últimos detalhes

A figura 3 faz um resumo das várias leituras, sempre consideradas com o oscilador rápido funcionando ou não, e também dos diferentes potenciais no anodo de D10, na seção PNP. A diferença entre essa figura e a tabela 1 reside no fato de que a tabela está baseada no oscilador rápido e no ponto "A", que é comum tanto aos circuitos principais de teste como ao de tensão de ruptura. A relação entre o potencial no anodo de D10 e o potencial em "A", quando se utiliza a seção PNP, é sempre inversa, ou seja, quando é positivo no primeiro resulta negativo no segundo e vice-versa.

As figuras 4, 5 e 6 também apresentam um resumo, se bem que mais detalhado, das leituras possíveis nos vários testes abordados. A figura 4 é, obviamente, uma repetição simplificada da figura 3; o projeto do painel frontal (figura 10) engloba todos os testes, com indicações que facilitam a utilização do instrumento.

O sistema aceita, por fim, três diferentes opções para fonte de alimentação (figura 8): um simples modelo sem estabilização, um estabilizado, empregando três componentes discretos, ou outro também estabilizado, mas usando um CI regulador. O primeiro adota um transformador de 18 V, que talvez não seja muito fácil de encontrar, e um capacitor de filtro de 1000 μF. Caso a opção seja por um dos dois sistemas estabilizados, essa capacitância pode ser bem menor e o transformador de 20 V, mais disponível. Observe que tanto o transistor como o integrado evem receber um dissipador adequado.

Montagem e testes

Um fator importante, na escolha de componentes para o testador, é a qualidade dos transistores e diodos utilizados. Caso o montador não disponha de um meio de testá-los em outro aparelho, deve ao menos certificar-se da procedência dos mesmos. Quanto aos resistores, já vimos que sua tolerância não pode exceder os 5%.

Na figura 9 podemos ver a placa de circuito impresso especialmente projetada para o circuito, capaz de alojar todos os componentes (até mesmo a fonte, com exceção do transformador). As três opções de alimentação estão detalhadas na mesma figura, com as respectivas listas de materiais.

Embora as conexões de emissor e coletor pareçam estar invertidas, na placa, elas ficarão na posição correta quando os soquetes forem montados na face cobreada; isto facilita bastante a montagem da placa sob o painel frontal, evitando que os demais componentes fiquem atrapalhando. Na impossibilidade de se fornecer valores precisos de teste para correntes e tensões, nesse circuito específico, que poderiam ajudar a localizar defeitos de montagem, é aconselhável verificar todo o trabalho com atenção redobrada. Mesmo que o montador não tenha a intenção de incluir o LED C em seu aparelho, um dos dois LEDs do mesmo poderá ser "emprestado" temporariamente àquele estágio, a fim de conferir o bom funcionamento do oscilador lento (T2 e T3) e de T4. Mesmo o resistor que aparece em série com o LED C (R9, de 680 ohms) não é crítico.

Assim, se o LED C temporário estiver piscando na cadência correta, o teste nº 1 da figura 7 dirá se T8 também se encontra em boas condições. O teste nº 2, por sua vez, mostrará o bom funcionamento de T7, T9, T11 e T12 (com um curto no soquete T_A) ou de T7, T9, T13 e T14 (com um curto no soquete T_B).

Para verificar as seções PNP e NPN por inteiro, incluindo o estágio da tensão de ruptura, será preciso dispor de um transistor de cada tipo, sabidamente em com estado. Somente um transistor com ganho normal de corrente ou com uma determinada combinação de defeitos poderá fazer o LED B piscar.

Uma vez obtida a leitura correspondente ao teste nº 3 da figura 7, pode-se aplicar então o nº 4, que é mais refinado, pois simula o efeito de capacitância elevada. Um capacitor de 22 pF deverá ser suficiente para apagar o LED A, mas seria interessante fazer testes com valores cada vez menores, a fim de sabar qual o valor que permite à forma de onda da junção $T10/T_A$ cair abaixo do nível crítico (cerca de 10 V) e assim fazer piscar debilmente o LED A, como na fig. 3e2.

A junção base-emissor de qualquer transistor forma um diodo com uma tensão de ruptura de 5 V, sendo assim ideal para se testar o estágio correspondente. Consiste no teste nº 5 da figura 7, que deve ser efetuado com a segurança de que o transistor esteja conectado de forma adequada. ⏮

Semáforo de áudio

monitor visual para prés

A única coisa em comum entre este circuito e os reais sinaleiros de trânsito são as cores, mas foi o bastante para fazer a associação. Na verdade, os três LEDs que utiliza indicam simplesmente o nível de saída do pré-amplificador, permitindo avaliar assim tanto a qualidade como a quantidade do sinal aplicado ao amplificador de potência.

Para a indicação do nível de saída em pré-amplificadores, às vezes é melhor variar e deixar de lado os tradicionais medidores de VU e barras de LEDs — que normalmente funcionam apenas como decoração, mexendo-se em ritmo com a música. Embora existam, é claro, exceções à regra, em termos práticos um circuito como o semáforo de áudio, contendo apenas três LEDs, é mais que suficiente.

Os LEDs são de cores diferentes e cada um deles tem uma função específica: o LED verde acende sempre que a alimentação está ligada, indicando se o pré está ou não operando; o amarelo (ou laranja, ou âmbar) é ativado toda vez que há um sinal presente na saída do pré-amplificador, permitindo ver num relance se a etapa de potência está ou não recebendo o sinal; por fim, o vermelho indica quando o sinal de saída ultrapassa um valor preestabelecido. Esse nível pode ser escolhido de modo que o LED vermelho acenda sempre que o amplificador de potência estiver sendo excitado em excesso.

Esse último diodo, porém, também pode ser programado para acender em qualquer nível de sinal que se deseje — o que pode ser feito através de um decibelímetro ou de ouvido. Como se vê, está comprovado que três luzes são mais que suficientes para monitorar um pré-amplificador.

Analisando o circuito

O circuito sinalizador pode ser visto, em seu todo, na figura 1. O LED verde (D7) vai ligado simplesmente à linha positiva de alimentação por meio do resistor limitador R41. Quanto aos outros dois LEDs, exigem um detector de sinal cada um, a fim

1

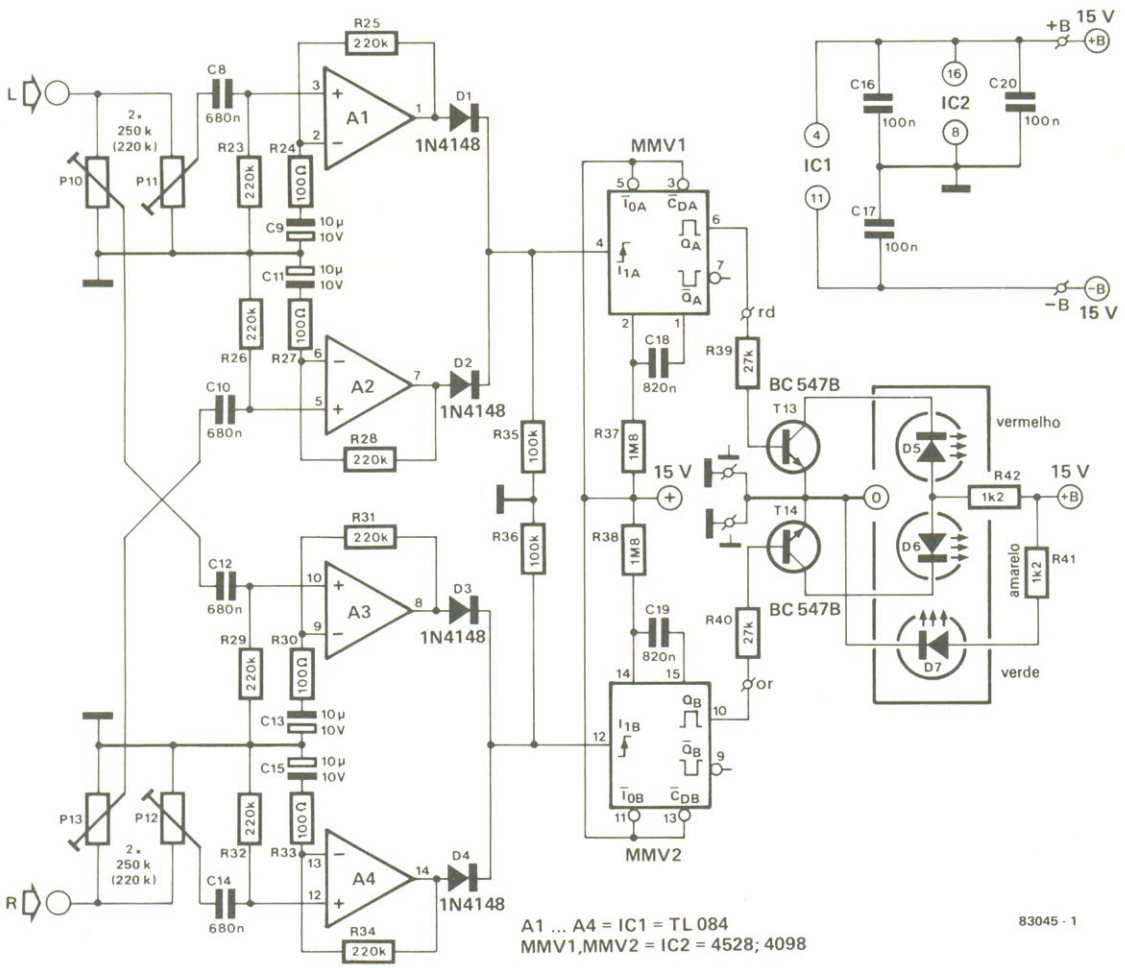
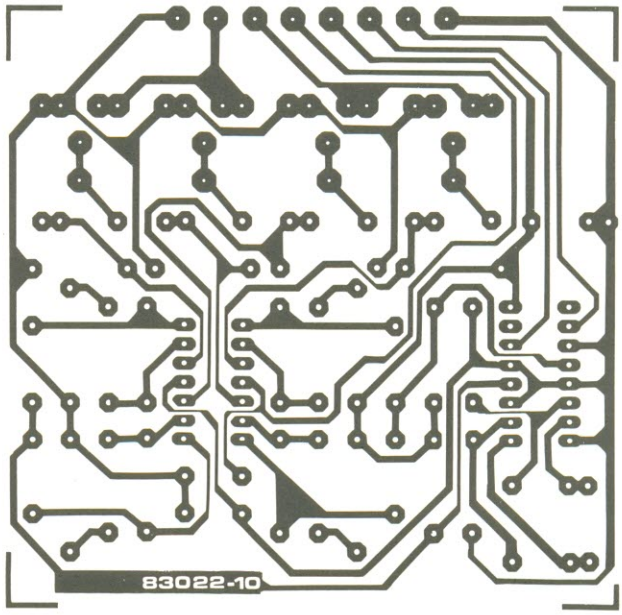
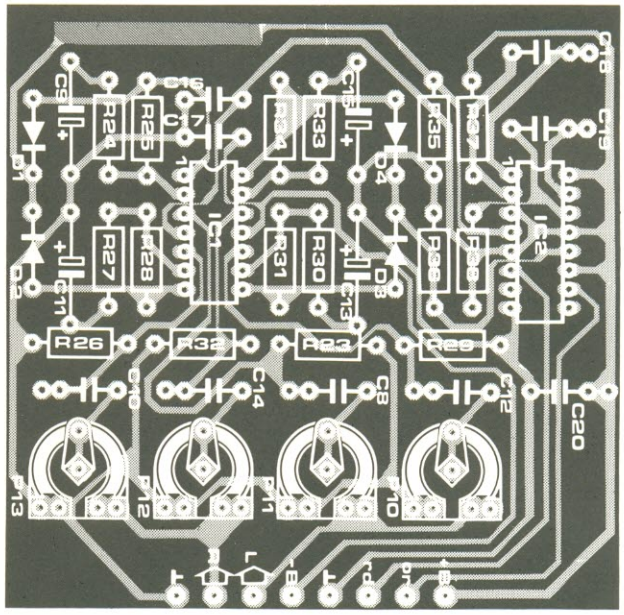


figura 1 — Esquema completo do circuito sinalizador; três LEDs de cores diferentes informam sobre o sinal de saída.

2





Lista de componentes

Resistores
R23, R25, R26, R28, R29, R31, R32, R34- 220 k
R24, R27- 1k
R30, R33- 100
R35, R36- 100 k
R37, R38- 1,8 M
R39, R40*-27 k*
R41, R42*-1,2 k*
P10...P13- trimpots 250 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C8, C10, C12, C14- 680 nF
C9, C11, C13, C15- 10µF/10 V
C16, C17, C20- 100 nF
C18, C19-820 nF

Semicondutores
D1...D4-1N4148
D5- LED vermelho*
D6- LED amarelo*
D7- LED verde*
T13, T14*- BC 547B*
IC1- TL 084
IC2-4098, 4528

Nota: *os componentes assinalados com "*" não constam da placa*

figura 2 — Circuito impresso do semáforo de áudio, em escala natural. Observe que alguns componentes não foram incluídos nessa placa.

de monitorar o sinal que deixa o pré-amplificador; ambos devem fornecer uma indicação bastante clara, mesmo de transientes breves. Assim sendo, os estágios associados a A1, A2 e o 1º monoestável (MMV1) destinam-se ao LED vermelho, enquanto aqueles associados a A3, A4 e o 2º monoestável (MMV2) são responsáveis pelo LED amarelo. Observe, ainda, que o canal esquerdo do pré vai ligado aos trimpots P10 e P11 e o canal direito, a P12 e P13.

Vejamos, primeiramente, o circuito de controle para o LED amarelo. Tanto P10 como P12 estão conectados à entrada não inversora de um operacional (A3 e A4, respectivamente), por intermédio de um capacitor. Os quatro operacionais estão implementados como amplificadores de tensão CA de ganho elevado — cerca de 2200 vezes para A3/A4 e 220 vezes para A1/A2. Os sinais que deixam A3 e A4 são retificados, respectivamente, pelos diodos D3 e D4, cujos catodos encontram-se acoplados à entrada de disparo do monoestável MMV2.

A saída Q_B de MMV2 aciona o LED amarelo D6 através de R40 e T14 e o faz acender du-

rante meio segundo, caso o sinal entregue por D3 e/ou D4 torne-se maior que 7 V, aproximadamente. A "sensibilidade" desse LED pode ser ajustada separadamente para cada canal, utilizando-se os trimpots mencionados.

O circuito do LED vermelho é quase idêntico ao do LED amarelo, com a diferença de que os operacionais A1 e A2 foram projetados com ganho menor, já que a "sensibilidade de entrada" dos LEDs vermelhos não precisa ser tão elevada quanto a dos amarelos. Visto o sinalizador em linhas gerais, passemos agora aos detalhes.

Em cada estágio detector, os sinais esquerdo e direito são amplificados separadamente, para garantir que os LEDs não deixem de acender caso os dois sinais surjam em oposição de fase, por exemplo. Desse modo, o circuito sempre responde ao mais intenso dos dois sinais de entrada. O ganho dos operacionais pode ser alterado, além disso, mudando-se um valor de resistência em cada um deles: R24 em A1, R27 em A2, R30 em A3 e R33 em A4; lembre-se que quanto maiores forem esses resistores, tanto menor será a amplificação.

O período mínimo de acendimento do LED amarelo é determinado por R38 e C19 (juntamente com os correspondentes R37 e C18 para o LED vermelho). Esse período permite ampliação, desde que se aumente o valor dos capacitores. Outra coisa a observar é que D5 e D6 partilham o mesmo resistor de limitação — o que foi feito deliberadamente e não por qualquer razão técnica. De fato, a queda de tensão sobre um LED vermelho é ligeiramente menor da que ocorre em um LED amarelo (para que isto seja válido, não se deve empregar LEDs de alta eficiência no circuito). Como resultado, quando T13 e T14 conduzem ao mesmo tempo, somente o LED vermelho é ativado; o LED amarelo apaga, por conta da diferença nas quedas de tensão.

Montagem

A placa impressa da figura 2 foi projetada para alojar todos os componentes, com exceção de R39...R42, D5...D7, T13 e T14. No projeto original, esses componentes eram instalados em uma das placas de um sofisticado pré-amplificador, denominado "Prelúdio" (esse é o motivo, também, porque a numeração dos resistores começa em R23, a dos capacitores, em C8 e a dos transistores, em T13). Pretendemos publicar esse pré oportunamente, caso haja interesse por parte de nossos leitores.

Pelo fato de ser universal, o semáforo de áudio pode ser adaptado, enquanto isso, a qualquer pré-amplificador existente. Nesse caso, as peças que ficaram de fora da placa deverão ser instaladas em outro lugar — o que não representa grande dificuldade, pois como os três LEDs são montados no painel, é preciso acomodar apenas 4 resistores e 2 transistores. De resto, basta ligar as saídas do pré-amplificador às entradas do sinalizador.

Em qualquer caso, o circuito requer uma fonte simétrica de ± 12... 15V, capaz de fornecer pelo menos 50 mA. Como essa fonte não precisa ser estabilizada, será suficiente utilizar um transformador de 9 + 9 V e 100 mA, um retificador em ponte e dois eletrolíticos de 1000 mF/25 V.

A calibração do LED amarelo é das mais simples. Começa-se posicionando P10 e P12 para indicação nula; em seguida, gira-se o controle de volume do pré, até que o sinal seja ouvido em nível baixo. Por fim, gira-se P10 e P12 apenas o suficiente para que D6 acenda. Isto deve ser efetuado separadamente em cada canal, com o outro canal desligado do pré-amplificador.

O ajuste de P11 e P13, por sua vez, vai depender da indicação que cada usuário deseja obter do LED vermelho. Caso ele deva acender quando o amplificador de potência esteja começando a ceifar o sinal, será preciso dispor de um osciloscópio e um par de resistores que simulem a carga. Aplica-se então uma senóide de 1 kHz ao estágio de potência, através do pré, e depois excita-se o mesmo até o ponto em que começa a dar sinais de ceifamento — sempre considerando que o amplificador "veja" cargas com a mesma impedância nominal dos altofalantes, tal como resistores de 8 ohms. Este ajuste também deve ser realizado separadamente em cada canal.

Uma opção melhor ainda seria fazê-lo acender em um determinado nível sonoro do ambiente. O LED pode indicar, nesse caso, o ponto em que o som começa a ficar alto demais para a paciência dos familiares ou vizinhos, por exemplo. Mas é recomendável não fazer esse ajuste por tentativa e erro; melhor consultar antes os principais interessados... ◀

Pré-ajuste para o gerador de funções

Eis um utilíssimo acessório para quem montou o gerador Elektor, sob a forma de um circuito que permite determinar previamente até 10 frequências diferentes; além disso, oferece varredura programável, indicação por LEDs e muito mais, em um projeto relativamente simples.

M. Kistinger

O gerador de funções apresentado em nossa edição de outubro de 1986 (nº 4) despertou muito interesse, devido principalmente à sua versatilidade, simplicidade e razoável precisão — além, é claro, de custar mais barato que seus equivalentes comerciais. A expansão aqui proposta é um circuito auxiliar programável de 10 vias, concebido para ser ligado diretamente à entrada VCO do gerador Elektor. Com ele, as freqüências mais usadas em testes e medições poderão ser "chamadas" apenas ao comutar de uma chave; além disso, foi previsto um recurso para selecioná-las sucessivamente com velocidade variável, proporcionando assim uma função de varredura com 10 freqüências. Sem falar que há também um sinal de saída para disparar osciloscópios em qualquer uma das dez freqüências disponíveis.

Facilidade de controle é a palavra-chave deste projeto. Uma vez escolhidas as 10 freqüências de saída, mediante trimpots multivoltas, a expansão pode ser comutada para operação manual e a freqüência desejada, selecionada através da chave "passo a passo"; a seleção é orientada pelo acendimento dos LEDs correspondentes. Mas se a chave "manual/auto" for comutada para a posição automática, as tensões para o VCO serão aplicadas em sucessão, a um ritmo definido pelo potenciômetro "velocidade" e pelo seletor "rápido/lento". Uma chave BCD, do tipo "thumbwheel" (rotativa, acionada pelas pontas dos dedos), é utilizada na seleção do período de uma das 10 tensões de VCO, visando o disparo externo de um osciloscópio.

Os projetistas tiveram o cuidado de só empregar componentes padronizados no circuito, que logo provará quão indispensável pode ser nas mais variadas aplicações. Só não projetaram uma placa de circuito impresso para ele, o que pode ser considerado um empecilho desprezível, pois não existe disposição crítica de componentes e qualquer placa padronizada deverá servir perfeitamente.

Lista de componentes

Resistores (±5%)
R1,R3- 4,22 k*
R2-100 k
R4,R40-5,6 k
R5,R12,
R20...R29-10 k
R6- 1,5 k
R7,R30...R39,
R42- 1 k
R8,R9,R11,
R13- 1,2 k
R10,R14- 220
R15...R19-270
R41- 100
P1-pot. linear de 500 k com chave (S3)
P2- trimpot de 5 k
P3...P12- trimpots multivoltas 4,7 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C6- 100 nF
C2-2,2 µF/25 V
C3- 10 µF/10 V
C4,C7- 1 µF/35 V
C5- 4,7 µF/63 V
C8-1000 µF/40 V
C9- 47 µF/63 V
C10- 10 µF/35 V
C11- 2,2 µF/25 V
Capacitores de desacoplamento (100 nF) na quantidade necessária

Semicondutores
D1...D10,D22-1N4148
D11...D21-LEDs
D23- 1N4007
D24...D27-diodos de 1,5 A, 80 V
IC1-741
IC2- 74121
IC3- 74LS90
IC4- 74LS86
IC5- 74LS42
IC6,IC6- 7405
IC8- 74LS02
IC9,IC10-74SL00
IC11- 7805
IC12- LM317T
T1...T10-BC549B
T11-BC237B
T12- BCY29

Descrição do circuito

O esquema da expansão pode ser visto na figura 1, por inteiro. Logo no canto inferior esquerdo está a fonte de alimentação, que fornece +5 V para os circuitos lógicos e + 10 V para o oscilador de varredura (IC1) e os excitadores de saída (T1...T10). A segunda tensão é fornecida por um regulador de precisão tipo LM317 (IC12), a fim de assegurar a estabilidade dos 10 níveis excitadores do VCO. A fonte de + 5 V é um modelo convencional, baseado num regulador 7805, capaz de manipular sem problemas os 150 mA de corrente exigidos pelos estágios TTL-LS.

Com S3 comutada para a posição manual, o acionamento da chave "passo a passo" (S2) faz com que o inversor N1 e a malha de retardo R10/C1 forneçam um pulso de disparo à entrada B do monoestável IC2 — cujo período de saída é estipulado por R12/C2. Como nesse caso S3 está aberta, o pulso na saída Q de IC2 é levado às portas N15 e N17, indo depois parar na entrada de *clock* do contador IC3.

Passando S3 para a posição automática, N15 bloqueia agora os pulsos passo a passo de IC2 e faz com que IC3 possa ser acionado pelo oscilador IC1, por intermédio do conversor de nível T12. Nesse caso, o potenciômetro P1 e a chave "rápido/lento" (S1) possibilitam um ajuste preciso da velocidade de varredura do VCO. Como S3 está incorporada a esse potenciômetro de velocidade, ao girá-lo totalmente no sentido anti-horário poderemos fazer automaticamente a seleção manual dos níveis de saída da expansão — e, portanto, das freqüências produzidas pelo gerador.

O contador IC3 avança com os pulsos aplicados por N17 e o código BCD em suas saídas Q_A - Q_D é enviado às portas OU-exclusivo de IC4, assim como ao decodificador BCD-decimal IC5. Esse contador, do tipo 74LS90, foi implementado para contar de 0 a 9 e recebe um *reset* toda vez que o circuito é ligado, através de C5/R14.

O sinal de disparo para osciloscópios é obtido das portas N13-N14 e N18-N19, que atuam como um comparador de 4 bits, juntamente com IC4 e uma chave BCD que seleciona o pulso de disparo desejado. A saída de N19 vai para o nível alto quando o estado lógico das saídas Q_A — Q_D, em IC3, está "casado" com o das linhas A-D da chave BCD.

Cada uma das dez saídas do decodificador IC5 atua sobre um estágio excitador, cuja tensão CC de saída pode ser determinada por um helipot (ou seja, um trimpot multivoltas). Assim, por exemplo, se a saída 9 de IC5 for para o nível baixo, a saída do inversor em coletor aberto N12 irá para "1", fazendo conduzir T10 e acendendo D20; uma parte da tensão de emissor é aplicada à entrada VCO do gerador de funções, por meio do cursor de P12 e do diodo somador D10.

O circuito em torno de T11 serve para elevar o potencial de terra da expansão, de modo a aumentar a faixa ativa dos trimpots nos estágios analógicos de saída. É preciso observar, porém, que esse arranjo impossibilita a alimentação da expansão pela fonte do gerador. Além disso, deve-se ter em mente que o nível dos pulsos na saída de sincronismo é de 5 Vpp em relação ao potencial de terra da expansão, e não do gerador de funções. O LED D21 tem dupla fun-

ção: elevar o potencial de base de T11 e indicar que o circuito está operando.

Montagem e ajuste

Como dissemos, o circuito proposto pode ser facilmente montado em uma placa padronizada, sem maiores problemas. Depois, pode-se adotar uma caixa plástica para ele, também padronizada, e instalá-lo em cima do gerador de funções ou do gerador de varredura associado.

Embora não tenha sido ilustrado no esquema, as linhas que alimentam os CIs devem ser desacopladas com capacitores de 100 nF. Ademais, convém manter a fiação das chaves e do potenciômetro de velocidade tão curta quanto possível. Os LEDs indicadores de freqüência podem ser alinhados no topo ou na frente da caixa e numerados de 1 a 10 para facilitar sua identificação.

Uma vez montado o cricuito, recomenda-se ajustar a tensão de saída de IC12. Empregando um multímetro digital, basta ajustar P2 para se obter uma leitura de 10 V exatos. Em seguida, comuta-se P1/S3 para a posição manual e verifica-se se a operação de S2 faz os LEDs acenderem sucessivamente. Depois volta-se à posição automática, observando se a velocidade de varredura pode ser variada através de P1 e S1; se necessário, C3 e C4 poderão ser ligeiramente alterados, a fim de gerar a velocidade correta. Voltando agora P1/S3 para "manual", utiliza-se um osciloscópio preparado para CC a fim de constatar se todas as tensões de VCO são estáveis, sem qualquer sinal de ondulação e ruídos digitais.

Por fim, é só ligar a expansão à entrada VCO do gerador de funções e ajustar os 10 trimpots nas freqüências requeridas.

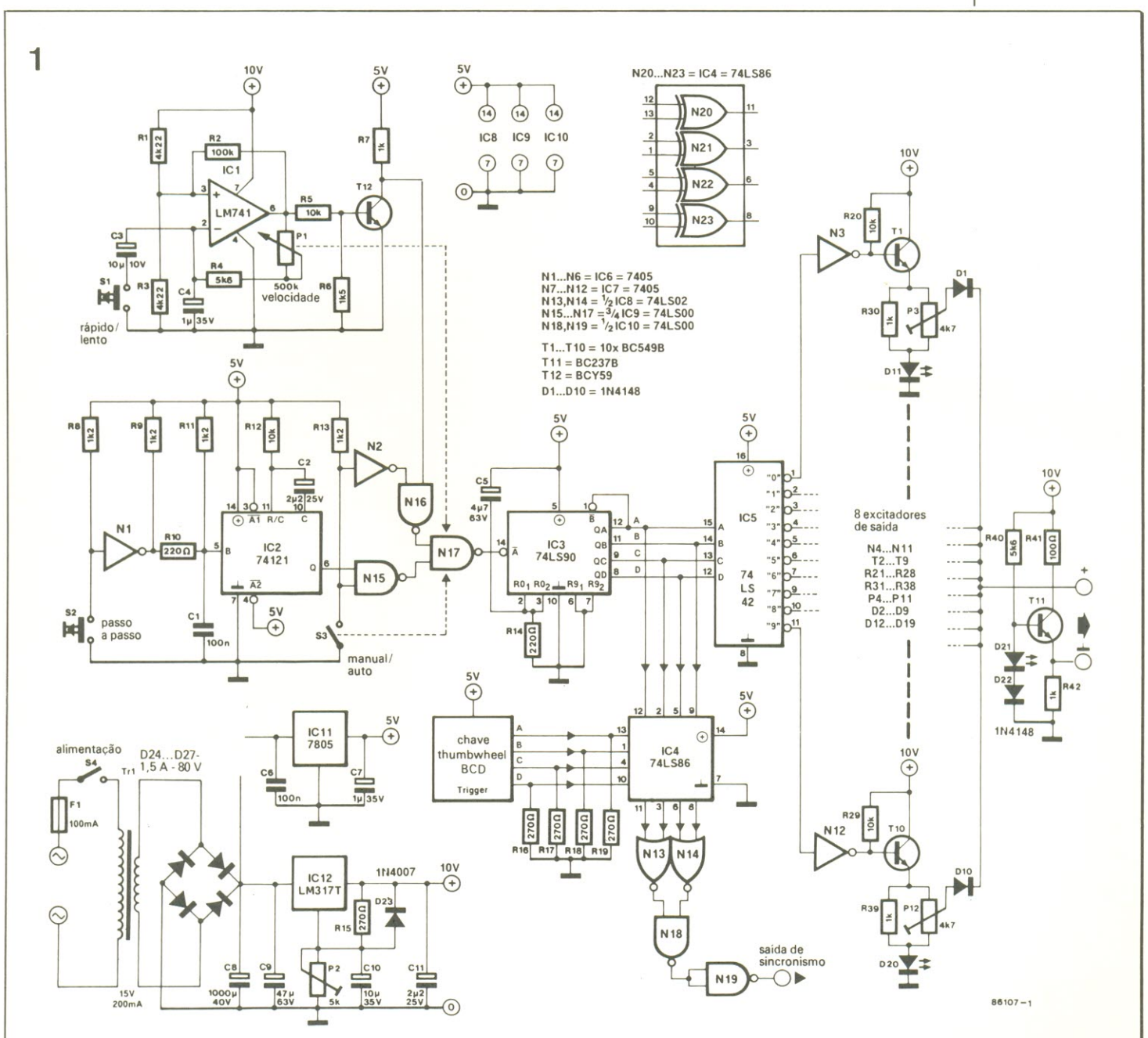
Literatura

Gerador de funções: Elektor nº 4 — outubro 86
Gerador de varredura: Elektor nº 7 — fevereiro 87

pré-ajuste para o gerador...

Diversos
F1-fusível lento de 100 mA
Porta-fusíveis
Tr1-15V,200 mA
S1,S2-chaves NA de contato momentâneo
S3-acoplada a P1
S4-chave liga-desliga geral
Chave BCD tipo "thumbwheel"
Dissipador para IC11
Placa impressa padronizada
Caixa plástica
*resistor de 1% (se possível)

1



O que permite a comunicação por ondas curtas? Por que algumas frequências são melhor captadas à noite e outras durante o dia? Quais as distâncias alcançadas pelos sinais de OC? Essas e outras questões são esclarecidas neste artigo, tornando uma ciência quase exata a escuta de emissoras distantes.

Sobre a ionosfera...

A comunicação por rádio a longas distâncias somente é viável graças à ionosfera — uma região da atmosfera terrestre situada entre 90 e 320 km de altitude. A ionização dessa faixa é atribuída à radiação ultravioleta proveniente do sol; além disso, a região não é uniforme e sim dividida em várias camadas, algumas delas instáveis. Analisando separadamente cada uma dessas camadas, poderemos compreender melhor a ionosfera e também a grande variação de qualidade e alcance na recepção por ondas curtas.

A camada E

Localizada a cerca de 100 km acima da superfície da Terra, é considerada a camada útil mais baixa da ionosfera. Tão baixa, que os íons livres têm pouca chance de "sobreviver", recombinando-se rapidamente com os elétrons. Isto dá origem a um grande número de partículas neutras, que não refletem as ondas de rádio. Por esse motivo, a camada E só tem utilidade durante o dia, sendo mais ativa ao meio dia, normalmente; após o pôr-do-sol, ela praticamente desaparece.

Um fenômeno que merece ser mencionado é a camada E esporádica, embora de pouco interesse para o ouvinte de ondas curtas. Ele consiste em "manchas" irregulares, bastante ionizadas, flutuando no interior da camada E; são quase sempre encontradas nas regiões equatoriais, mas costumam aparecer também em climas temperados, nos meses de verão. São imprevisíveis, porém, e podem aparecer a qualquer hora; como sua origem e comportamento não foram ainda totalmente esclarecidos, tornam as previsões para a camada E virtualmente impossíveis. Em contrapartida, permitem que mesmo sinais de TV sejam recebidos em pontos distantes (o DX de televisão não deixa de ser um *hobby* interessante, mas foge ao escopo deste artigo).

A comunicação pela camada E costuma ocorrer num único "salto" do sinal, cobrindo distâncias entre 650 e 2000 km (figura 1). Como se vê, a faixa de cobertura é bastante variável, embora os sinais sejam recebidos com boa intensidade.

A camada F

É a que podemos chamar de verdadeiro "burro de carga" das comunicações a longa distância. Está situada a 280 km de altitude, mas durante o dia divide-se em duas áreas distintas, batizadas de F1 e F2. Ficam a 225 e 320 km de altura, respectivamente, nos dias em que o nível de ionização está elevado; após o cair do sol, porém, voltam a se recombinar em uma só camada.

A máxima distância permitida pela camada F, num único "salto", é de 4000 km, aproximadamente; isto está ilustrado pela figura 2, que também mostra a altitude relativa das várias camadas da ionosfera. A grande altitude da região F faz com que a recombinação de íons e elétrons em partículas neutras ocorra muito lentamente. O nível de ionização começa a diminuir no fim da tarde, tornando-se progressivamente mais fraco, até atingir seu nível mais baixo pouco antes do nascer do sol. Essa redução progressiva da ionização pode ser comprovada pelo desaparecimento de emissoras que operam nas proximidades das melhores frequências durante o dia.

A camada D

Fica logo abaixo da camada E e, ao invés de auxiliar as comunicações, só serve para atrapalhar. De fato, transmissões com frequências inferiores a 4...8 MHz podem ser quase que completamente "absorvidas" pela camada D. Como sempre, no entanto, a maior frequência absorvível e o próprio nível de absorção vão depender da ionização, que por sua vez é função da distância em relação ao sol. Essa camada costuma ser bastante ativa em torno do meio dia, no alto verão, sendo muito menos intensa no inverno.

Devido às características da camada D, somente transmissões com ângulos elevados conseguem ultrapassá-la e ser refletidas de volta à Terra. Como as comunicações de longa distância utilizam transmissões com ângulos baixos, percebe-se porque apenas a comunicação a curta distância é possível nas frequências menores, quando a camada D está ionizada.

tabela 1 — Faixas de radiodifusão em OC

freqüência (kHz)	faixa (m)
2300 — 2945	120
3200 — 3400	90
3900 — 4000	75
4750 — 5060	60
5950 — 6200	49
7100 — 7300	41
9500 — 9775	31
11700 — 11975	25
15100 — 15450	19
17700 — 17900	16
21450 — 21750	13
25600 — 26100	11

tabela 2 — Faixas de radiomadorismo

freqüência (MHz)	faixa (m)
1,8 — 2	160
3,5 — 4	80
7 — 7,3	40
14 — 14,35	20
21 — 21,45	15
27 — 29,6	10

Recapitulando...

A partir da análise já feita, chega-se à conclusão que a refletividade relativa das várias camadas ionosféricas é bastante influenciada pelo sol, entre as quais a camada F é a mais elevada e a mais útil nas comunicações a longa distância. Pode ser considerada ativa 24 horas por dia, embora fique cada vez mais fraca à noite. A camada E cobre distâncias bem menores, refletindo melhor as frequências mais baixas; quando a camada D se torna ionizada, porém, tende a absorver essas frequências menores. Esse fator limita o uso da camada E durante o dia.

Esse efeito pode ser melhor comprovado ao nascer do sol, durante o verão, ouvindo-se a faixa de ondas médias. Antes do amanhecer, várias estações distantes poderão ser ouvidas, mas assim que o sol despontar, essas emissoras começarão a sumir. Em certas ocasiões, todo o processo leva apenas alguns minutos. Ao entardecer, as mesmas estações começarão a ser ouvidas novamente, tornando-se cada vez mais claras, à medida que a noite for avançando.

Efeitos sobre a ionosfera

Existe, como é óbvio, muitos fatores que influenciam a ionosfera e sua capacidade de refletir sinais de rádio. Vejamos alguns deles:

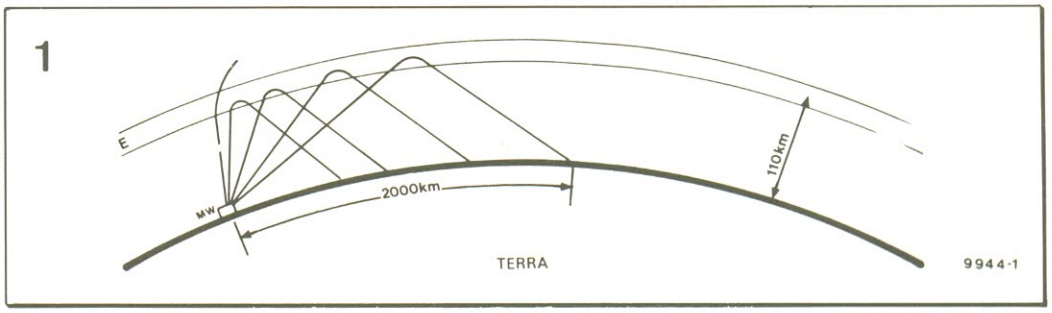
— **Manchas solares** São fenômenos cíclicos que surgem na superfície solar, com períodos médios de 11 anos entre as quantidades mínima e máxima, embora o ciclo possa variar de 9 a 13 anos. Os números máximo e mínimo de manchas varia bastante de um ciclo para outro, mas em geral o primeiro sofre alterações mais drásticas que o segundo. Não se deve imaginar os períodos das manchas solares como senoidais; além disso, existem ocasiões em que o número delas aumenta consideravelmente, em épocas que deveria estar reduzido. Essas elevações isoladas não perduram, geralmente, mais do que alguns meses.

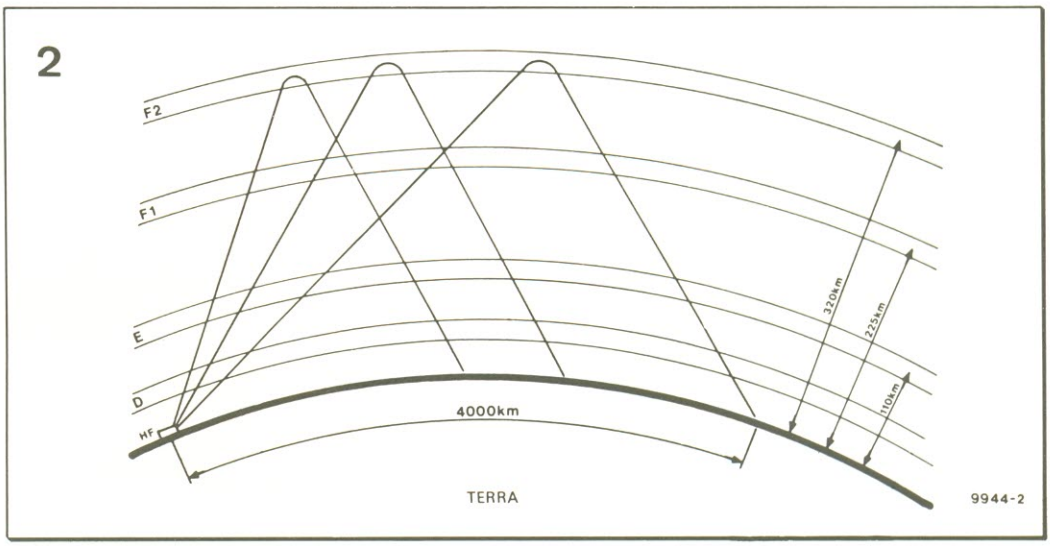
Durante a parte "fraca" do ciclo, a ionosfera resulta pouco ativa e a recepção em ondas curtas passa pela sua pior fase. Ao contrário, quando o sol exibe um bom número de manchas, a ionosfera está bastante ativa e as comunicações são compensadoras, até o limite da faixa de HF (30 a 50 MHz).

— **SIDs e SWFs** O aumento súbito de atividade solar, tal como o que é provocado por erupções solares, causa mudanças rápidas nas várias camadas da ionosfera. Sob tais condições, variações de absorção da camada D ocorrem bruscamente e podem durar alguns minutos ou várias horas. Essas variações bruscas levaram os técnicos a cunhar os termos SID (distúrbio ionosférico súbito) e SWF (atenuação em ondas curtas), fenômenos que variam amplamente em duração e intensidade (embora seus efeitos tendam a ser mais incisivos em épocas de grande atividade solar).

— **Radiação solar** É um fenômeno que se divide em dois tipos principais: luz ultravioleta e partículas carregadas. A luz percorre a distância até a Terra em 8 minutos e seus efeitos sobre a ionosfera são breves. As partículas, ao contrário, deslocam-se a uma velocidade bem inferior, podendo levar 40 horas para ter algum efeito sobre as comunicações — tal como maior absorção pela camada D e a produção de auroras. Esses efeitos costumam ter uma periodicidade de 27 dias, que é o tempo de rotação do sol. O período pode, às vezes, se estender por mais 4 ou 5 rotações do sol, dependendo da intensidade do fenômeno original.

— **"Saltos" múltiplos** É perfeitamente possível que um sinal dê mais de um "salto" antes de atingir o receptor (figura 3). Apesar de as reflexões terrestres e a absorção ionosférica sempre exigirem um tributo em forma de intensidade do sinal, comunicações de até meia volta ao mundo tornam-se possíveis pelos trajetos de "saltos" múltiplos. Por outro lado, os níveis de sinal costumam ser menores e sofrem mais distorções e ate-





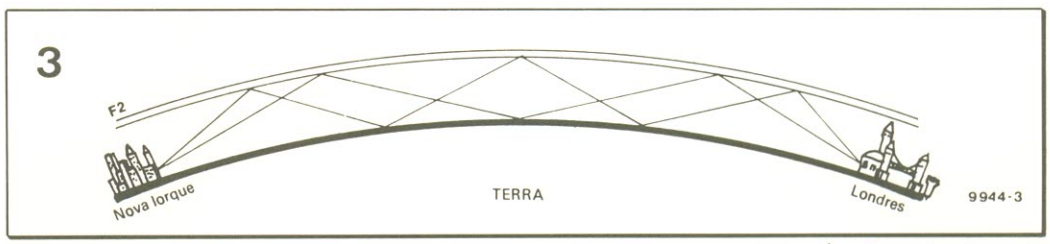


figura 1— Comunicação através da camada E, por meio de um único "salto" do sinal.

figura 2— Altitude relativa das várias camadas da ionosfera e alcance máximo da camada F.

figura 3— Exemplo de comunicação por "saltos" múltiplos do sinal.

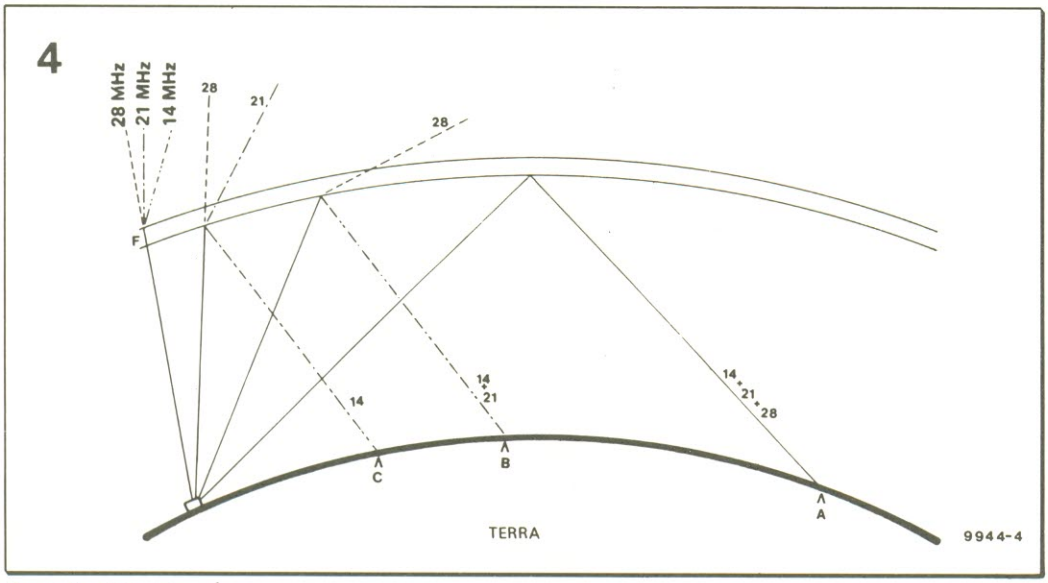


figura 4— Princípio da "distância de salto" para sinais de ondas curtas.

nuação que os sinais de "salto" único.

— **Atenuação** Embora identifique uma enorme variedade de fenômenos, ela é geralmente associada ao fato do sinal tomar dois ou mais trajetos, antes de alcançar o receptor, com defasagem. Caso um ou mais trajetos sejam instáveis, a variação de fase pode chegar a "apagar" totalmente o sinal. Outras causas, tais como frentes climáticas e massas de ar em movimento, podem ocasionar condições instáveis de recepção.

— **Ângulo de radiação e MUF** O ângulo com que o sinal transmitido atinge a ionosfera tem muito a ver com a "distância de salto". A distância entre os pontos mais próximo e mais distante de comunicação (ou seja, a faixa terrestre de cobertura), em uma determinada freqüência, é denominada "zona de salto". Na figura 4, por exemplo, o ponto B é o de menor "salto" e o ponto A, de maior "salto" para os 21 MHz; a distância entre ambos, portanto, é a "zona de salto". No caso dos 14 MHz, essa zona é delimitada pelos pontos A e C e assim por diante.

Analisando a figura 4, pode-se perceber que a irradiação com ângulos baixos exibe uma distância de "salto" superior à da que deixa a antena com ângulos altos. Convém acrescentar, no entanto, que esse efeito é determinado não só pelo ângulo com que o sinal atinge a ionosfera, mas também pela sua freqüência.

O termo MUF (máxima freqüência utilizável), por sua vez, refere-se à maior freqüência aproveitável em uma comunicação, em um dado período. Ele também afeta a distância de "salto", como se pode ver ainda na figura 4. De fato, com uma MUF de aproximadamente 28 MHz, somente as irradiações de ângulos bem baixos são refletidas de volta para a Terra; à medida que a freqüência diminui, a ionosfera parece se tornar mais "densa", permitindo a reflexão de sinais com ângulos maiores de incidência (como é o caso em 21 e 14 MHz).

Esse efeito também pode ser observado ouvindo-se estações em freqüências próximas à MUF, num período em que a ionosfera estiver começando a "enfraquecer". Tem-se a impressão de que a distância de "salto" está aumentando, quando na verdade as estações mais próximas (que exigem maiores ângulos de reflexão) estão sendo atenuadas, dando lugar às mais distantes (com ângulos de reflexão menores).

Pode-se concluir, pelo exposto, que para uma boa comunicação a longa distância é essencial que a antena concentre a maior parte da potência do transmissor na irradiação de ângulo baixo. Da mesma forma, a antena receptora deve ser projetada de modo que grande parte de seu "ganho" seja reservado aos sinais com ângulos menores. Caso a recepção vá ser apenas de emissoras de média distância, por exemplo, será preciso adotar freqüências menores, juntamente com ângulos de irradiação maiores, a fim de produzir sinais de boa intensidade.

Previsões

Fazer previsões sobre recepção em ondas curtas e condições ionosféricas é algo problemático, devido ao grande número de variáveis envolvido. Contudo, levando em conta o maior número possível de fatores, combinado à experiência passada, pode-se arriscar algumas afirmações genéricas sobre as condições em cada faixa, em freqüências e períodos determinados.

As faixas de 90 e 75 m raramente são utilizáveis além dos 300 km durante o dia, embora alcancem distâncias maiores à noite. Estática e outros ruídos atmosféricos tornam a utilização dessas bandas um problema, especialmente no verão.

Nos 60, 49 e 41 metros, temos características semelhantes às das faixas inferiores, exceto pelo alcance durante o dia, que é bem maior. Essas três faixas tendem ainda a ficar "abertas" com mais freqüência durante a noite, em relação às bandas de maior freqüência.

As verdadeiras faixas de DX são as de 31, 25 e 19 metros, que nos anos de grande atividade das manchas solares permanecem "abertas" o tempo todo, praticamente. São ideais ao amanhecer e entardecer, quando a atividade solar está baixa.

Quanto aos 16 e 13 m, por fim, exibem propagação bastante variável, que depende do nível de atividade solar. Durante os períodos de "alta", são adequadas para comunicação a distâncias bastantes longas; com baixa atividade do sol, porém, tornam-se quase inúteis.

Conclusão

O sol é o principal fator a determinar a possibilidade e a qualidade das comunicações via rádio, fora das recepções locais. As condições de propagação, além disso, variam de acordo com ciclos bastante evidentes, tais como a hora do dia e a estação do ano. E como esses parâmetros mudam com a latitude e a longitude, é possível haver inúmeras condições únicas de comunicação. Existem ainda alterações menos óbvias, provocadas na ionosfera pela atividade solar, manchas solares e outras irradiações de nossa estrela.

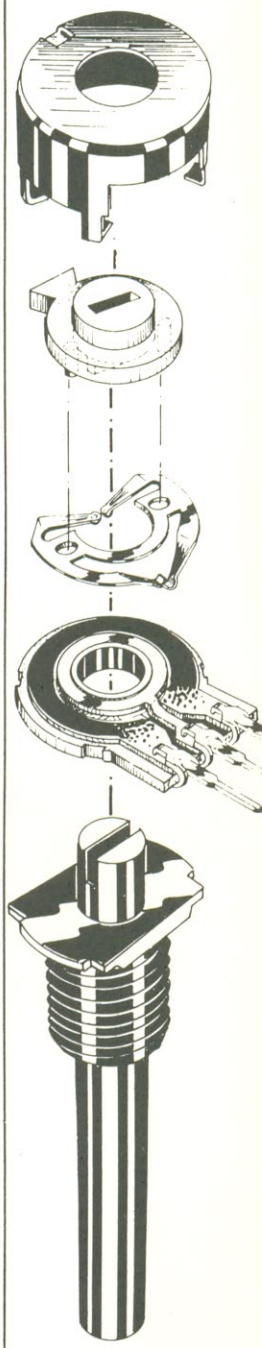
Esses e diversos outros fatores devem ser considerados ao selecionar uma freqüência que irá nos fornecer o trajeto ideal de comunicação. Os melhores resultados, no entanto, talvez só venham com a prática do DX — que este artigo apenas pretendeu introduzir.

G. Reinhold

A maioria dos potenciômetros possui um comportamento linear ou logarítmico bastante definido, adequado à maior parte das aplicações práticas. Algumas vezes, porém, a característica exata que precisamos não está entre as disponíveis comercialmente. Aqui veremos, então, como obter várias características modificadas, pelo simples acréscimo de um ou dois resistores fixos.

Potenciômetros sob medida

com curvas personalizadas



As inscrições "lin" ou "log" feitas nos potenciômetros referem-se ao efeito que se obtém movendo o cursor ao longo de sua trilha. Assim, de acordo com o tipo de potenciômetro, a resistência medida entre o cursor e uma das extremidades deve variar de forma linear ou logarítmica, quando o mesmo é deslocado de um extremo a outro. Tais características costumam ser representadas sob a forma de gráficos, onde a resistência entre o cursor e um dos terminais fixos é representada como porcentagem do valor total de resistência e plotada em função da posição do cursor.

Existem aplicações em que o tipo de comportamento do potenciômetro é secundário, mas não são muitas. Em grande parte dos casos, o tipo de variação dita as características "ideais" do componentes para uma aplicação específica. É preciso apenas saber, em seguida, se o que se deseja realmente existe...

As três características mais comuns podem ser vistas na figura 1. Observe que a posição do cursor (seja em modelos rotativos ou "deslizantes") ocupa o eixo horizontal como porcentagem da extensão total da trilha; dessa forma, x = 0 correspondente ao extremo inferior e x = 100 ao extremo superior do cursor. Quanto ao eixo vertical, fornece a porcentagem de resistência entre o cursor e o extremo inferior da trilha (que equivale, no modelo rotativo, à máxima posição anti-horária).

A característica "linear" é a mais simples de traçar, pois descreve uma linha reta entre a resistência nula, no extremo inferior, e o valor máximo, na outra ponta. É claro que estamos falando do caso ideal; está ainda para ser inventado o potenciômetro que fornece resistência nula em uma das extremidades.

Os potenciômetros assinalados com um "log" devem exibir a chamada característica logarítmica positiva; é o que aparece identificado como "pos-log" na figura 1. Nesse caso, a variação em decíbeis se dá linearmente em função da posição ocupada pelo cursor — ideal para controles de volume, por exemplo. A última e menos conhecida das características é a "antilog" (ou neg-log , como na figura 1); como se vê, é a imagem espelhada da logarítmica e pode mostrar-se útil em certos controles de tonalidade, só para citar um exemplo.

1

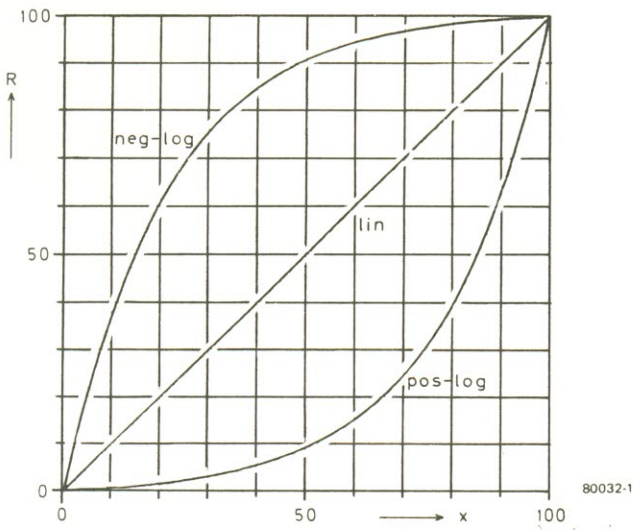


figura 1 — Dispomos, normalmente, de três tipos básicos de potenciômetro: linear, logarítmico (ou "pos-log") e antilogarítmico (ou "neg-log").

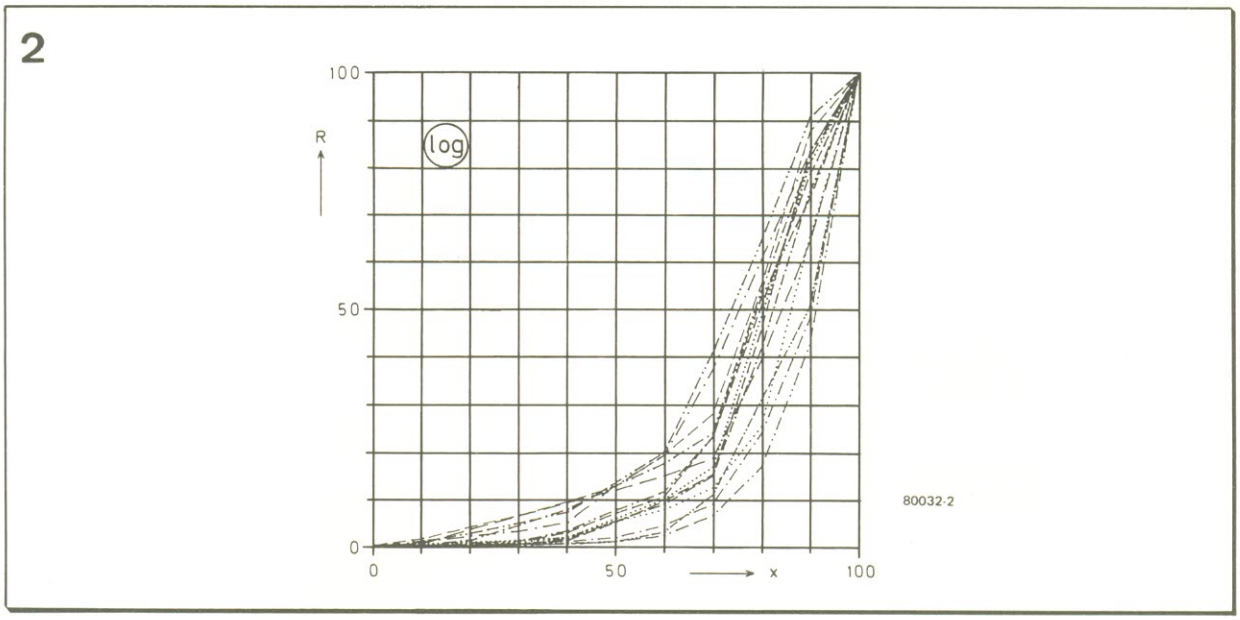


figura 2 — Na prática, os chamados potenciômetros logarítmicos podem exibir uma grande variedade de curvas características. Em geral, a curva desejada costuma ser aproximada para mais ou para menos através de uma série de linhas retas.

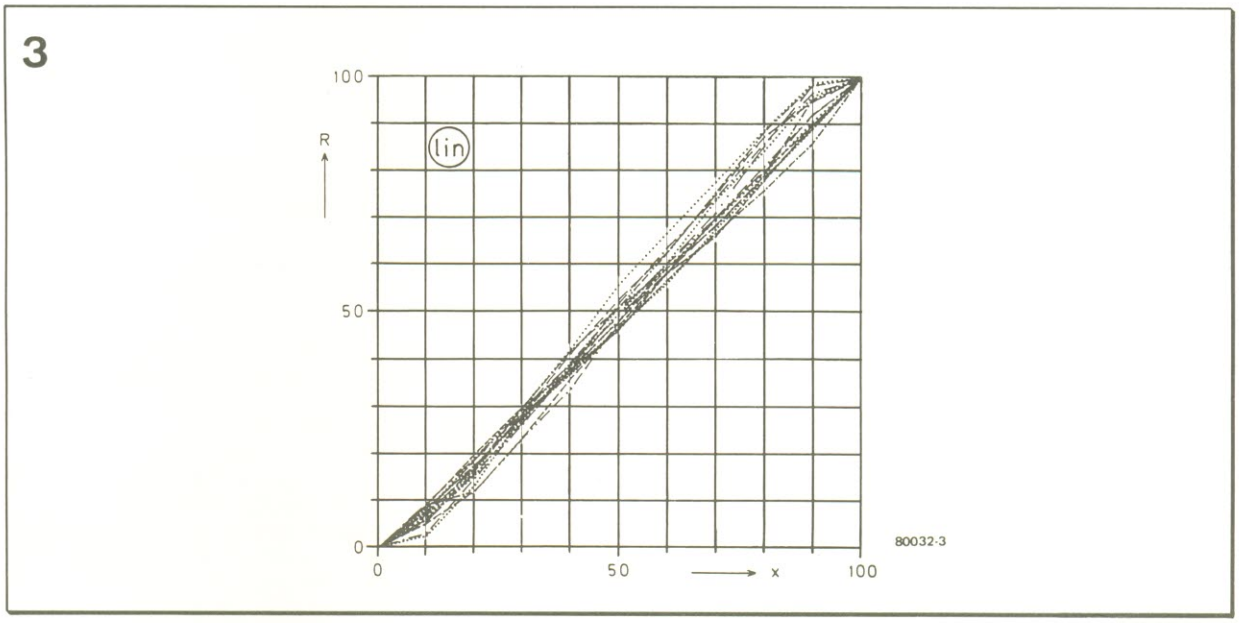


figura 3 — Os modelos lineares são normalmente melhores, exibindo problemas apenas nos extremos das características.

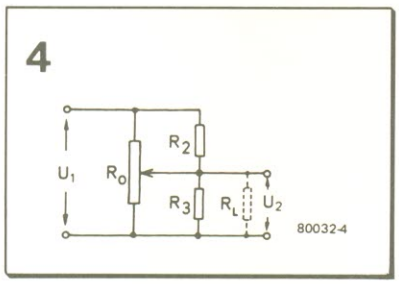


figura 4 — Para "personalizar" potenciômetros, pode-se acrescentar um ou dois resistores fixos, ligados entre o cursor e uma ou ambas extremidades; os resultados são surpreendentes.

Foi o bastante para revisarmos as características teóricas dos potenciômetros; mas o que dizer dos componentes práticos? Pode-se ter uma idéia de como eles se comportam observando as figuras 2 e 3, que fornecem as curvas reais de uma série completa de tipos lineares e logarítimos. Pode-se concluir que se os primeiros são ruinzinhos, o caso dos "logs" é desesperador!

Quem sabe com um resistor ou dois...

Existe, felizmente, a possibilidade de se ligar resistores fixos entre uma ou ambas as extremidades do potenciômetro e seu cursor, conforme nos motra a figura 4. O resultado ainda pode ser considerado um potenciômetro, exibindo uma característica que resulta péssima ou excelente, dependendo da razão entre a resistência original do componente e a dos resistores fixos.

As várias possibilidades foram então montadas em uma série de gráficos, a começar pela figura 5. Observe que em todos eles a resistência total do potenciômetro é sempre representada como 100 "unidades", permitindo assim que o valor dos resistores seja dado em porcentagem. Dessa forma, "R = 25", por exemplo, significa que o resistor fixo tem 25% do valor do potenciômetro — algo como 120 k para o resistor, quando o potenciômetro tem 470 k, já prevendo uma aproximação para os valores comerciais.

Na figura 5, as linhas cheias que aparecem à esquerda correspondem à situação em que um único resistor é ligado a um potenciômetro linear, entre o cursor e o terminal superior; as linhas tracejadas, por sua vez, mostram o que acontece se o mesmo resistor é montado na posição de R3. É interessante notar que as duas curvas para R = 10 (equivalente a 1/10 da resistência total do potenciômetro) aproximam-se razoavelmente das características log e antilog; isto significa que um potenciô-

5

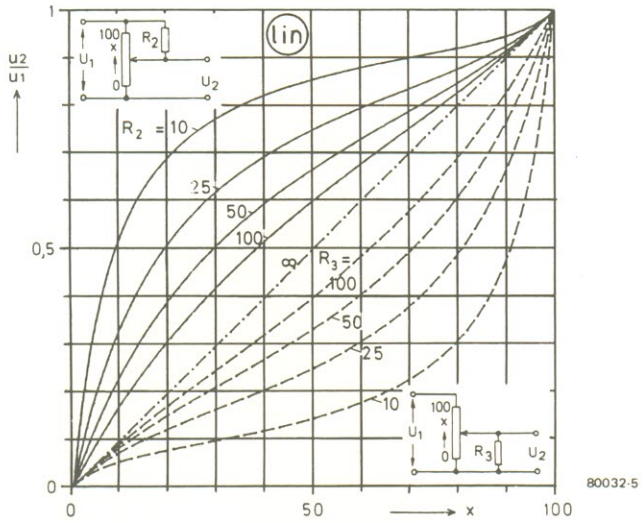


figura 5 — Curvas obtidas adicionando-se um resistor a um potenciômetro linear.

6

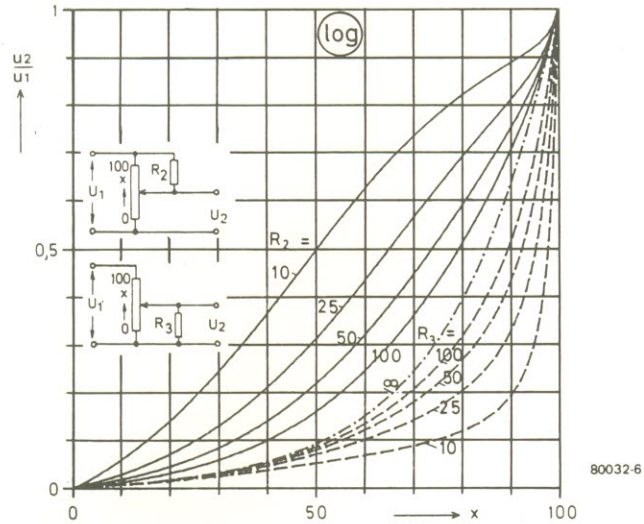


figura 6 — Desde que se tenha acesso a um potenciômetro logarítmico com uma curva teoricamente ideal, estes gráficos modificados são conseguidos com apenas um resistor fixo.

7

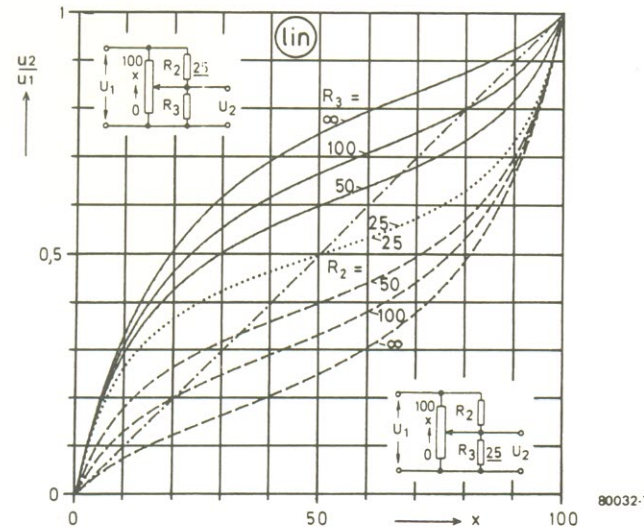


figura 7 — Caso em que um potenciômetro linear atua juntamente com dois resistores. As linhas cheias correspondem à situação em que R2 foi fixado num valor equivalente a 1/4 do total do potenciômetro; já as linhas tracejadas foram obtidas mantendo-se R3 fixo e variando R2.

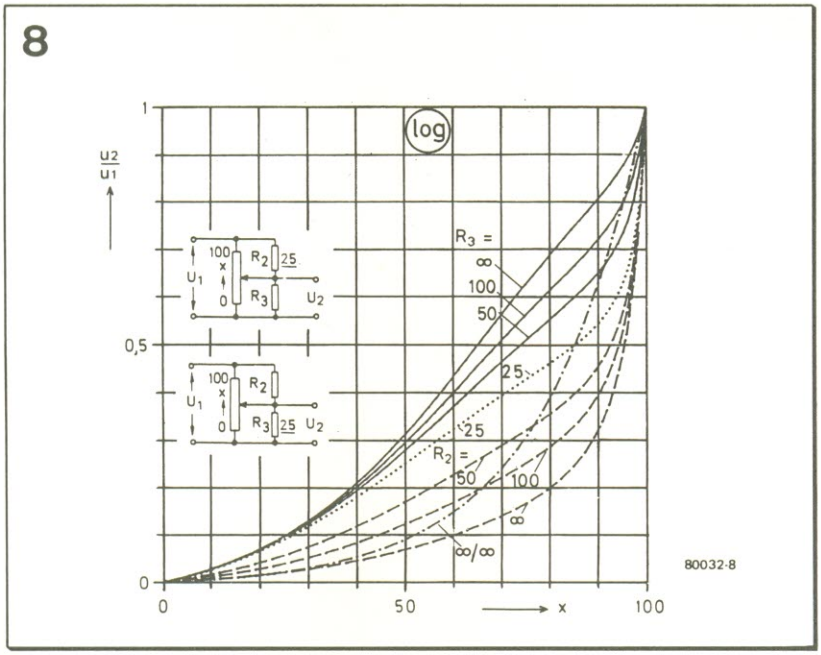


figura 8 — Um potenciômetro logarítmico e dois resistores dão origem a estes curiosos gráficos. As linhas cheias e tracejadas correspondem aos mesmos casos da figura anterior; a curva logarítmica básica também foi representada, para servir de referência.

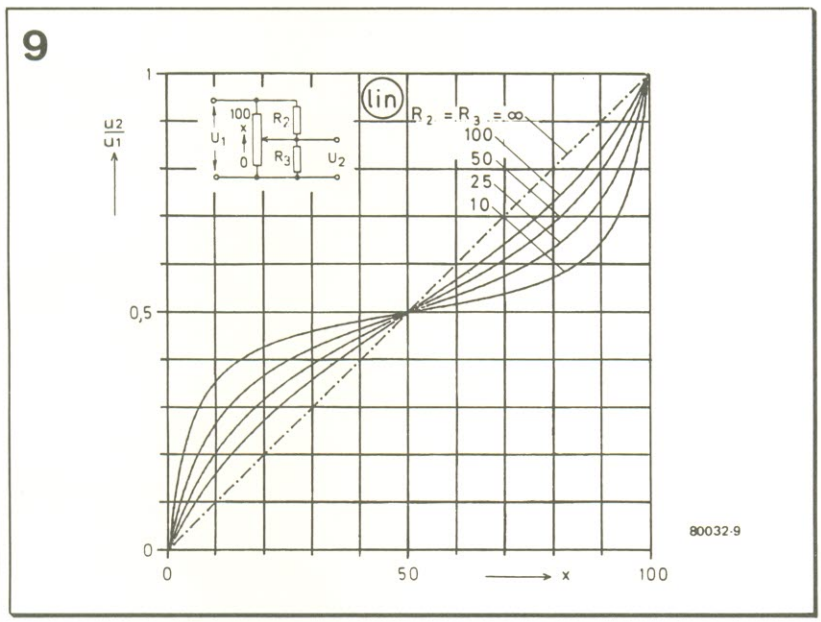


figura 9 — Eis o que acontece quando são utilizados dois resistores iguais em conjunto com um potenciômetro linear.

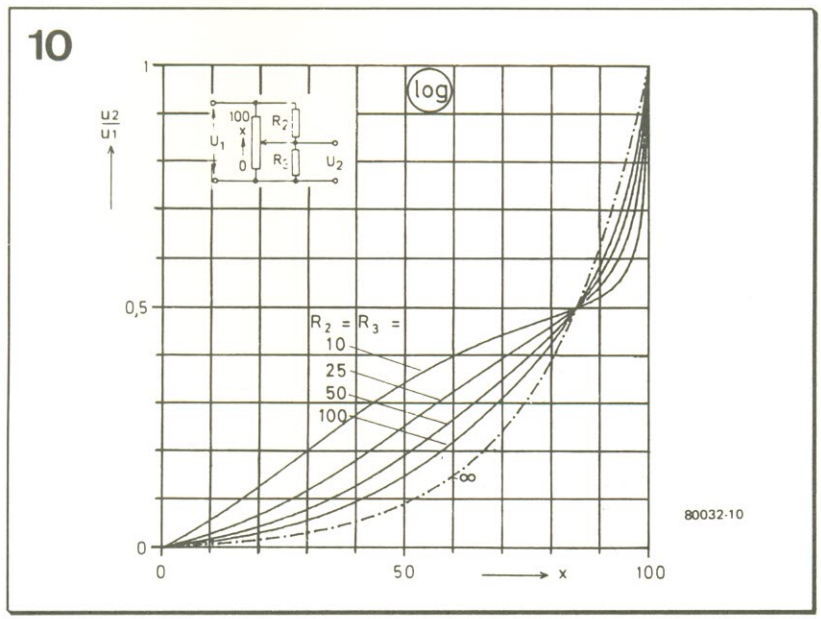


figura 10 — O mesmo pode ser feito com o modelo logaritmico, resultando neste conjunto de curvas.

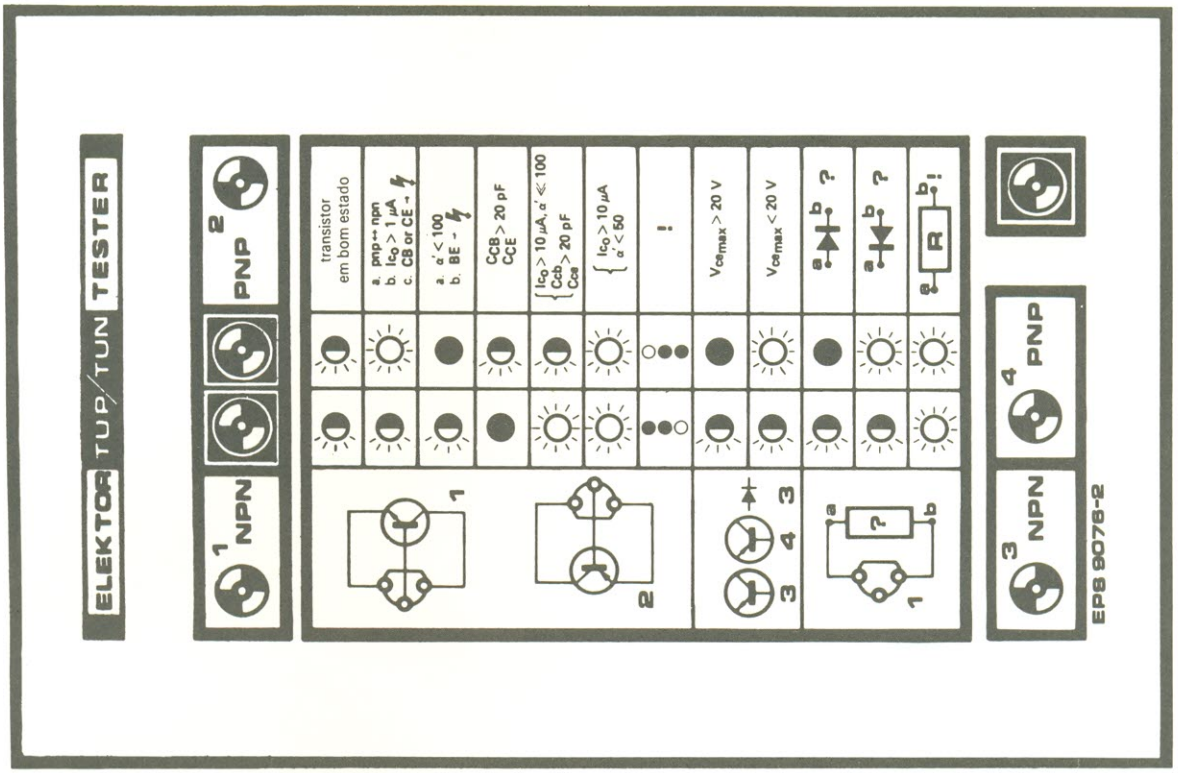
metro linear de 4,7 k, digamos, pode ser "transformado" em um logarítmico de mesmo valor, simplesmente ligando-se um resistor de 470 ohms entre seu cursor e o terminal inferior.

Do mesmo modo, os resultados teóricos de se "transformar" potenciômetros logarítmicos através de um resistor aparecem na figura 6. Aqui, a curva para R = 10 nos mostra a contrapartida do que vimos na figura 5: de fato, é uma aproximação bastante razoável de uma característica linear, que pode ser aproveitada em casos de emergência.

Visto o que ocorre com um resistor, por que não tentar com dois deles? Os resultados, que aparecem nas figuras 7 e 8 para os potenciômetros lineares e logarítmicos, respectivamente, são no mínimo interessantes. Nesses dois casos, assumiu-se sempre um dos resistores com valor fixado em R = 25 e as curvas foram levantadas com base na variação do outro resistor. Os circuitos aparecem ao lado das curvas correspondentes, novamente representadas com linhas cheias e tracejadas.

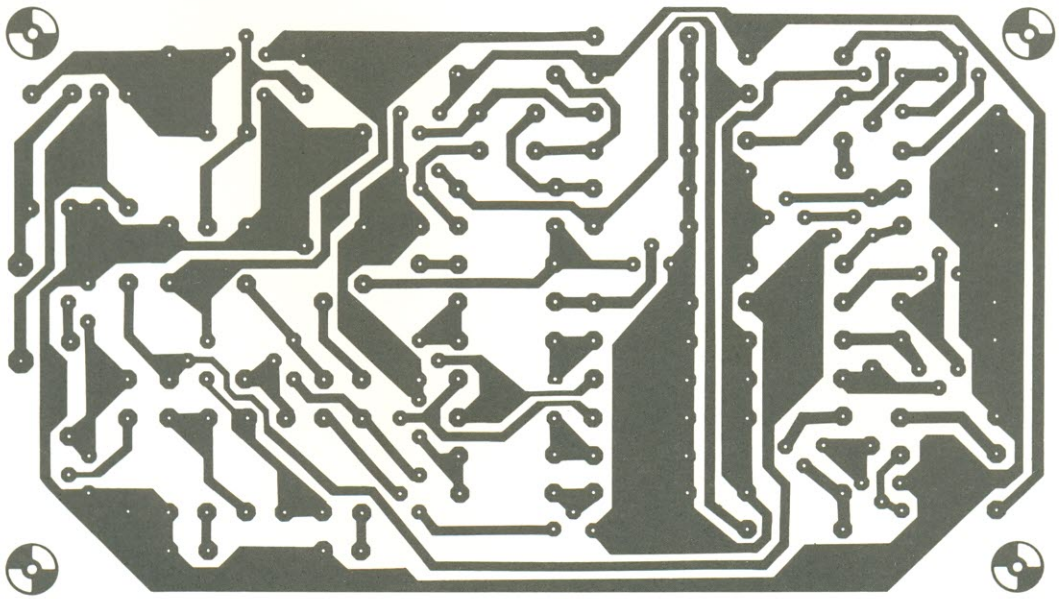
Por fim, as figuras 9 e 10 dão uma idéia do que pode ser conseguido empregando dois resistores com o mesmo valor, ambos variando entre 10 e 100% do total do potenciômetro. Como é óbvio, todas as curvas devem obrigatoriamente passar pelo ponto em que o cursor indicaria metade da resistência total. Uma boa dica de projeto é fornecida pela curva correspondente a R2 = R3 = 10 da figura 9: ela proporciona um ajuste fino do valor no centro da faixa e um ajuste "grosso" nos extremos.

Como se viu, acrescentar um ou dois resistores a potenciômetros pode resolver vários pequenos problemas de projeto. É preciso alertar os projetistas, porém, sobre dois detalhes que não são muito evidentes a partir dos gráficos. Em primeiro lugar, a resistência total do potenciômetro modificado deixa de ser constante ou é reduzida — o que nem sempre pode ser benéfico ao circuito em que está inserido. Em segundo lugar, as curvas obtidas com resistores fixos acoplados entre o cursor e o terminal "inferior" do potenciômetro devem ser encaradas com cuidado — assim como um potenciômetro de valor elevado seguido por um circuito de impedância relativamente baixa.



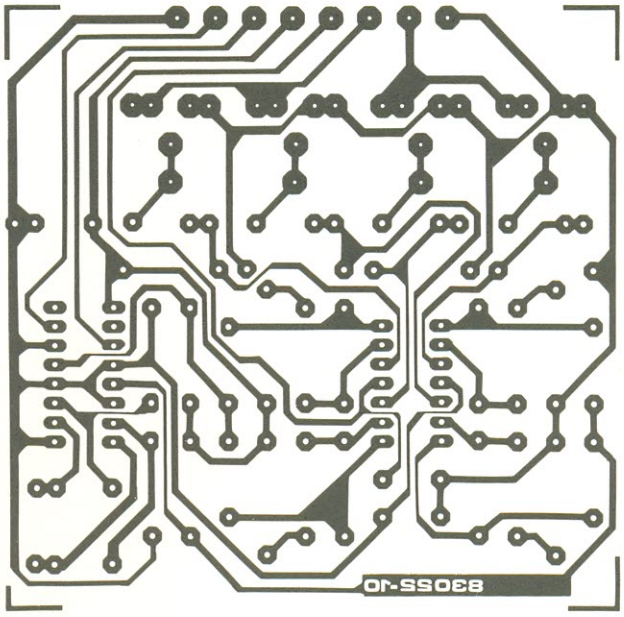
o testador de transistores definitivo

o testador de transistores definitivo

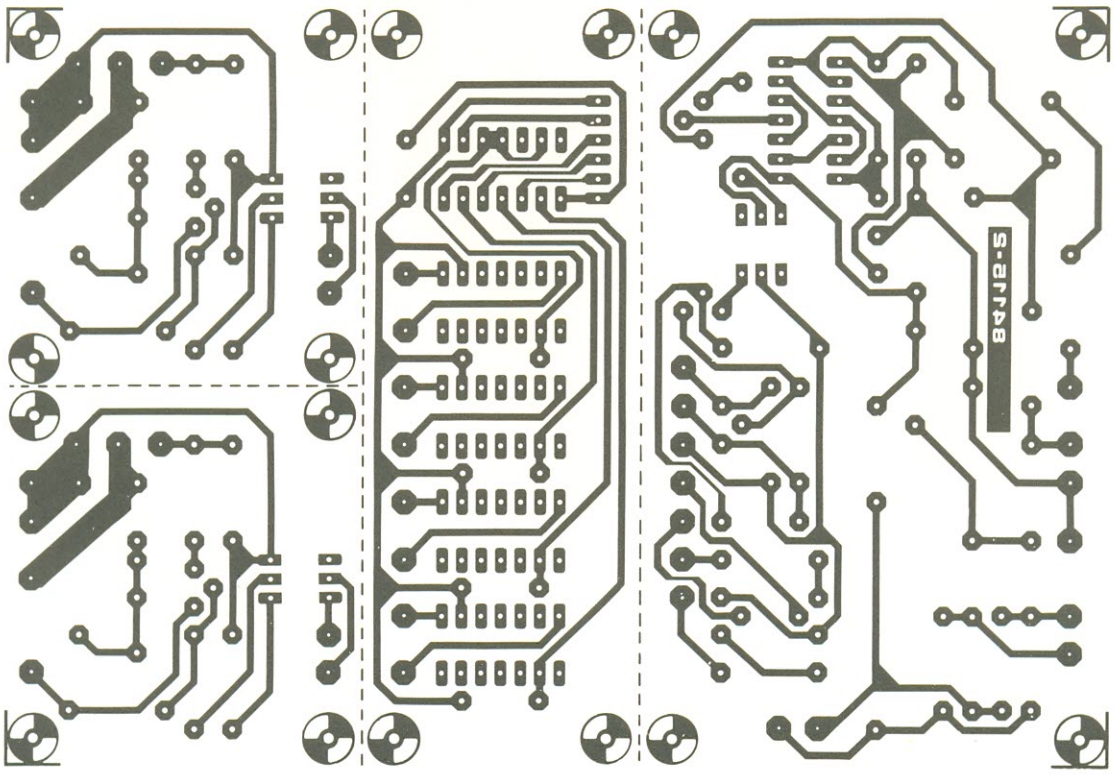


serviço elektor

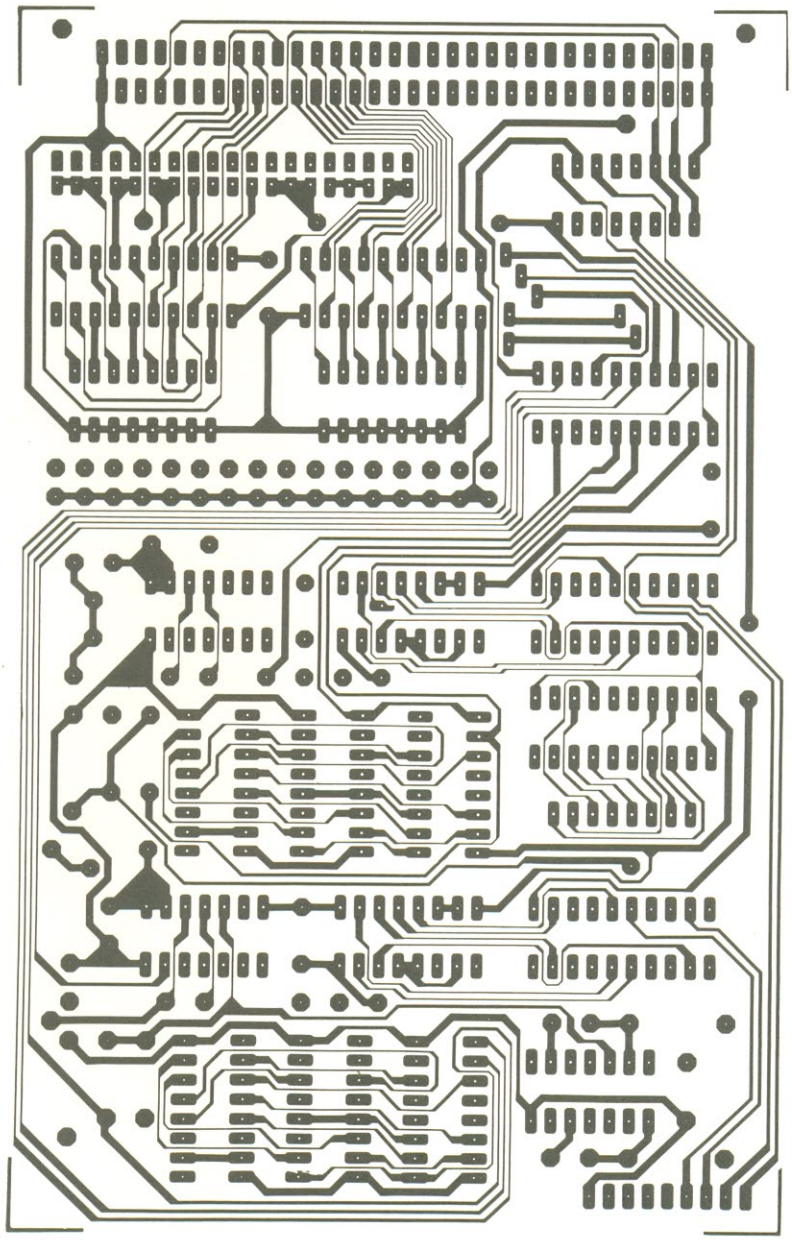
semáforo de áudio



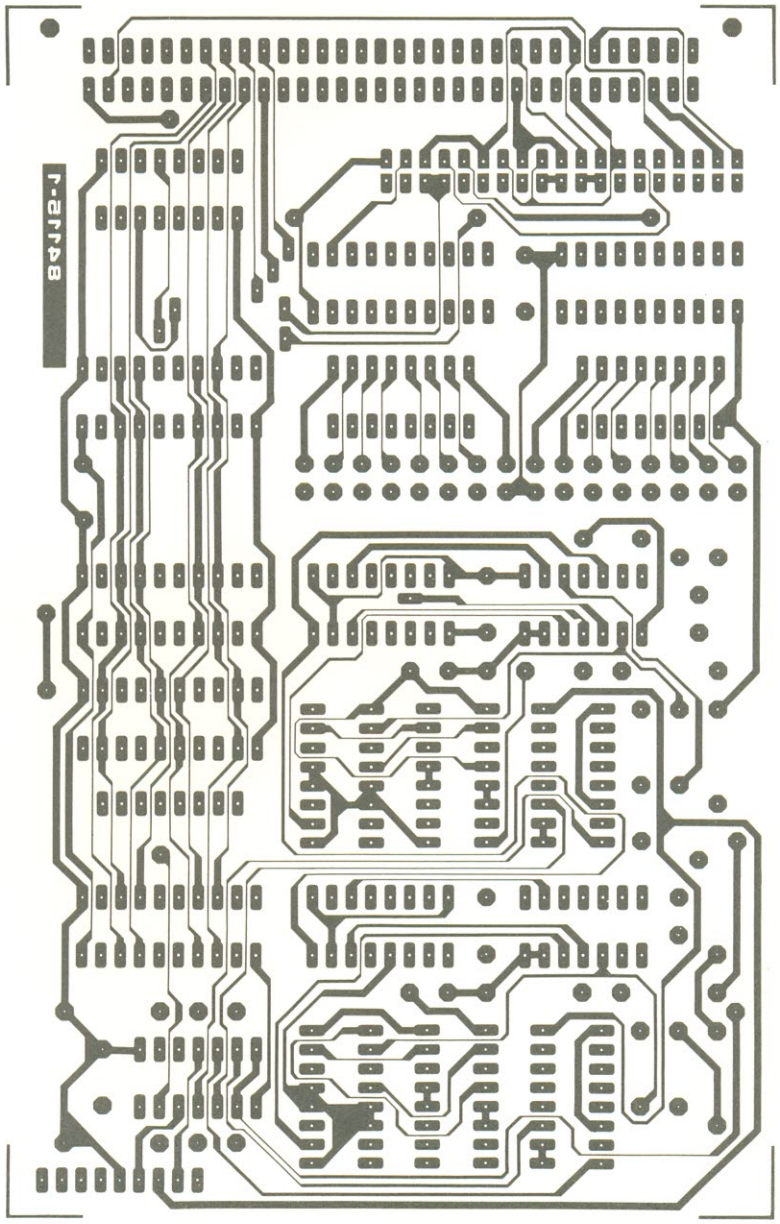
controle de slides pelo micro



controle
de slides
pelo micro



controle
de slides
pelo micro



Prosseguindo com a série iniciada no número anterior, veremos agora as modalidades de endereçamento e o conjunto de instruções dos 5 principais processadores de 16 bits

Microprocessadores de 16 bits

2ª parte

Ao escrever um programa, é óbvio que se deve dizer ao processador não só o que fazer com os dados, como também onde encontrá-los! Caso estejam na memória, por exemplo, é preciso especificar onde; mas eles podem estar ainda em um registrador ou serem parte da própria instrução. Tudo isso tem a ver com o modo de endereçar do microprocessador.

Modalidades de endereçamento

Como todo programador sabe, quando mais formas diferentes existirem para indicar a localização dos dados, melhor. A maioria dos processadores existentes oferece as seguintes opções:

"registrador": o registrador especificado na instrução contém os dados;

"imediata": os dados estão incluídos na instrução;

"direta": a instrução contém o endereço de memória em que os dados podem ser encontrados;

"indireta": o registrador ou local da memória especificado na instrução contém o endereço em que os dados podem ser encontrados;

"relativa": os dados podem ser encontrados em um endereço posicionado "n" passos acima ou abaixo do endereço indicado pelo contador de programa;

"indexada": os dados estão num endereço que pode ser encontrado somando-se um endereço fixo a um valor existente em um "indexador". Isto mostra-se útil quando é preciso obter dados de uma tabela, por exemplo; uma instrução pode dizer "traga o 5º valor de dados (5, no indexador) presente na tabela, começando pelo endereço 1000". Se for acrescentada uma unidade ao valor do indexador, a instrução será convertida em "traga o 6º valor de dados...".

Além dessas opções básicas, cada processador possui variações próprias, como se vê na figura 2. Convém alertar desde já que os fabricantes não chegam a um acordo sobre o nome a ser dado a cada variação específica, o que cria alguma confusão. Vários deles, por exemplo, usam o termo "enderaçamento direto" quando a instrução contém o endereço da memória em que os dados estão localizados. A Motorola no entanto, chama isso de "endereçamento absoluto"; para ela, o termo "registrador, direta" refere-se à situação em que os dados se encontram um registrador especificado.

Existe uma série de outros pontos que merecem ser mencionados. Qual é, por exemplo, a diferença entre os endereçamentos "baseado" e "indexado" no 8086? Muito pouca, à primeira vista; contudo, existe algo diferente na intenção, entre ambos. Exemplificando, vamos assumir que todos os dados possíveis sobre os funcionários de uma empresa encontram-se em tabelas na memória. Se quisermos imprimir as informações relativas a um único funcionário, poderemos empregar o endereçamento indexado; bastará especificar o primeiro endereço referente aos dados desse funcionário, na tabela, e avançar a partir daí, atualizando o indexador.

Por outro lado, se for necessário obter o total dos salários dos funcionários, será suficiente especificar a linha da tabela que deve ser a primeira e avançar por toda a memória, atualizando o registrador do "endereço-base". Obviamente, esse tipo de procedimento envolve também a atualização de um indexador em etapas iguais e intervalos regulares. Alguns processadores incluem esse recurso como uma extensão das instruções de endereçamento indexadas ("incremento" e/ou "decremento"); outros possuem incremento/decremento em separado por 1, 2, 4 ou mesmo "n" instruções (caso do Z8000).

Ainda no tema "memória", há um detalhe adicional a ser discutido: se os sistemas existentes de memória foram projetados para os processadores de 8 bits, como fazem para armazenar dados de 16 bits? Sempre em dois blocos de 8 bits, é claro. Contudo, isto significa que cada palavra de 16 bits ocupa dois endereços — e cada fabricante tirou conclusões diferentes desse fato. A Intel e a National, por exemplo, decidiram armazenar o byte menos significativo no menor endereço de memória — algo como escrever "8719" quando se quer dizer "1987". Os demais preferiram fazer a coisas ao contrário. Além disso, em muitos casos os dados precisam ser sempre "alinhados", ou seja, o primeiro endereço de cada palavra de 16 bits deve ser um endereço de numeração par; isto ajuda a economizar uma linha de endereço e proporciona mais espaço para o endereçamento "relativo". Em contrapartida, quer dizer também que dados e instruções não poderão ser sempre guardados de forma "compacta" na memória — razão pela qual a Intel (8086/8088) dá opções entre dados alinhados e não alinhados, a primeira sendo a mais rápida.

2A

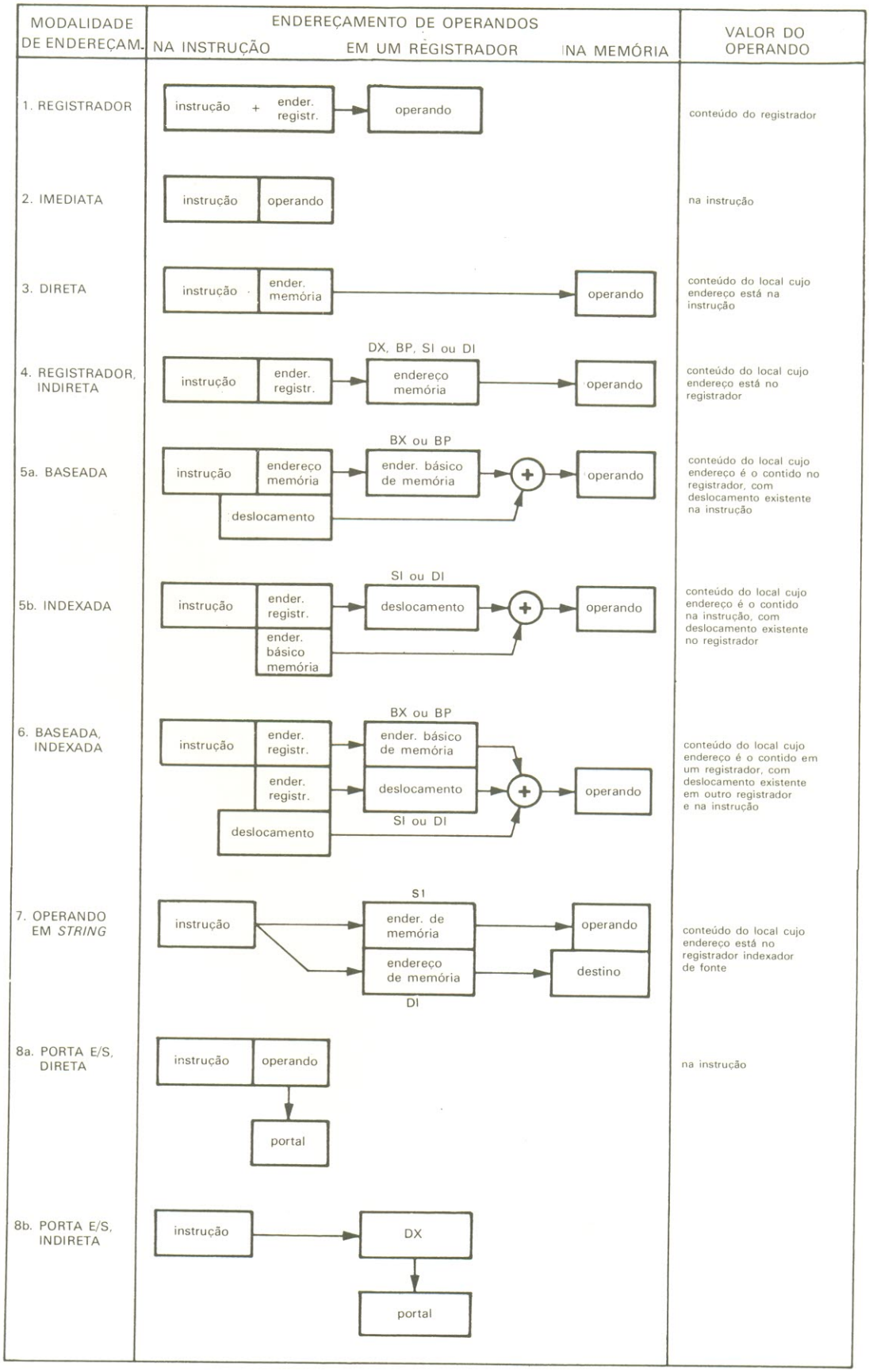


figura 2a — Modalidades de endereçamento do 8086 (e 8088). Observe que é quase sempre necessário usar um registrador específico para cada tarefa; no endereçamento indexado, por exemplo, deve-se utilizar o registrador SI ou DI.

2B

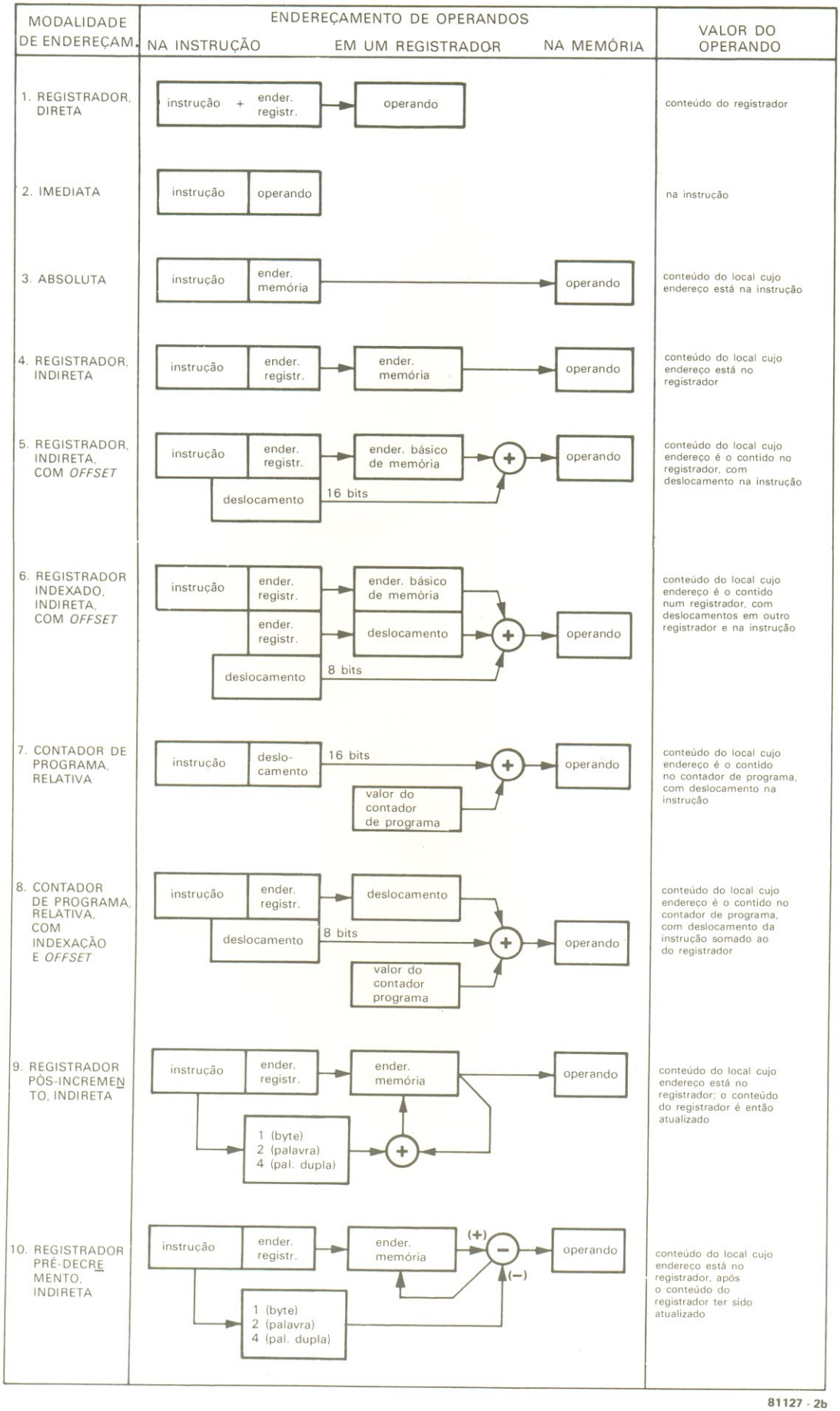
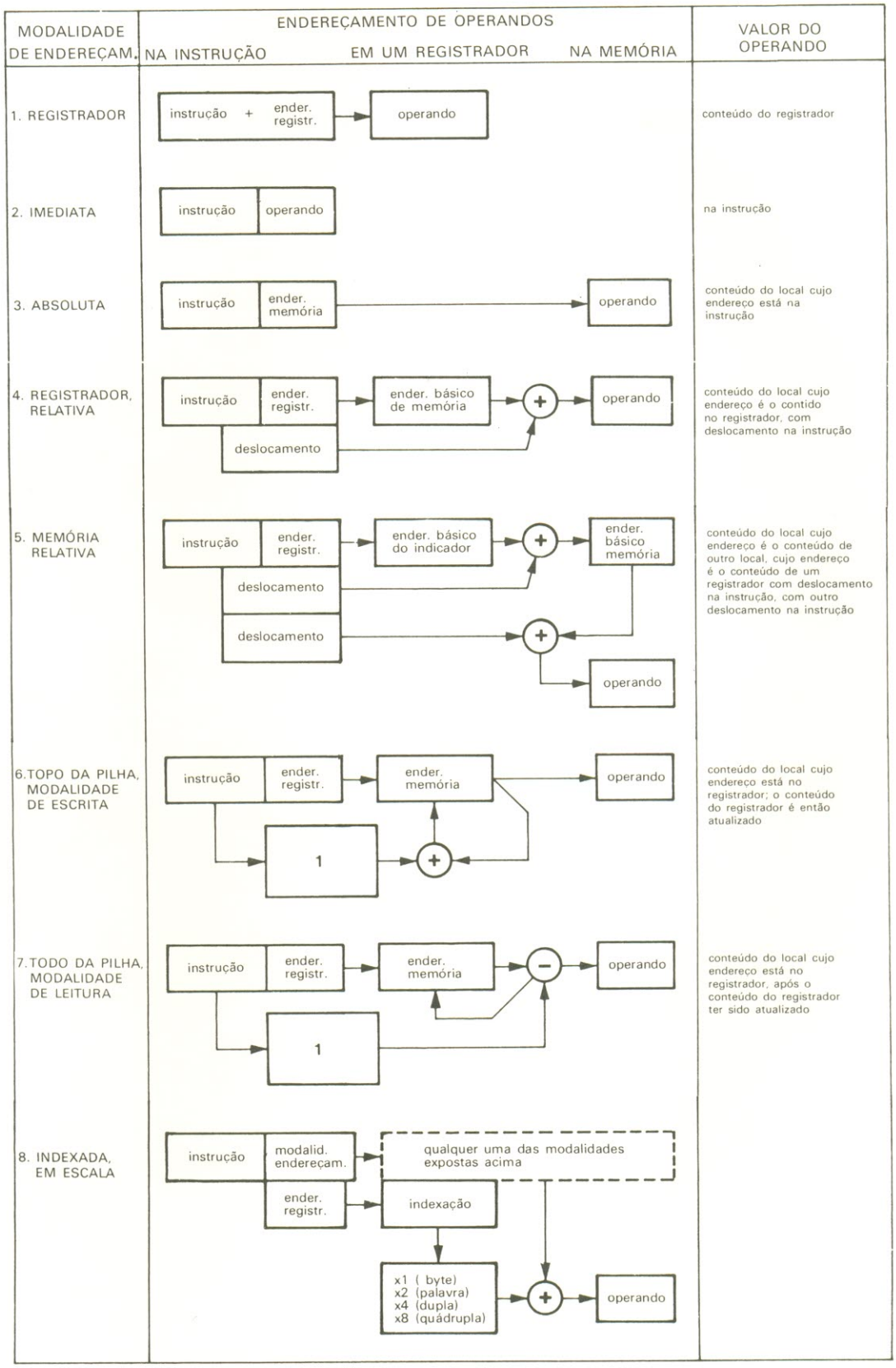


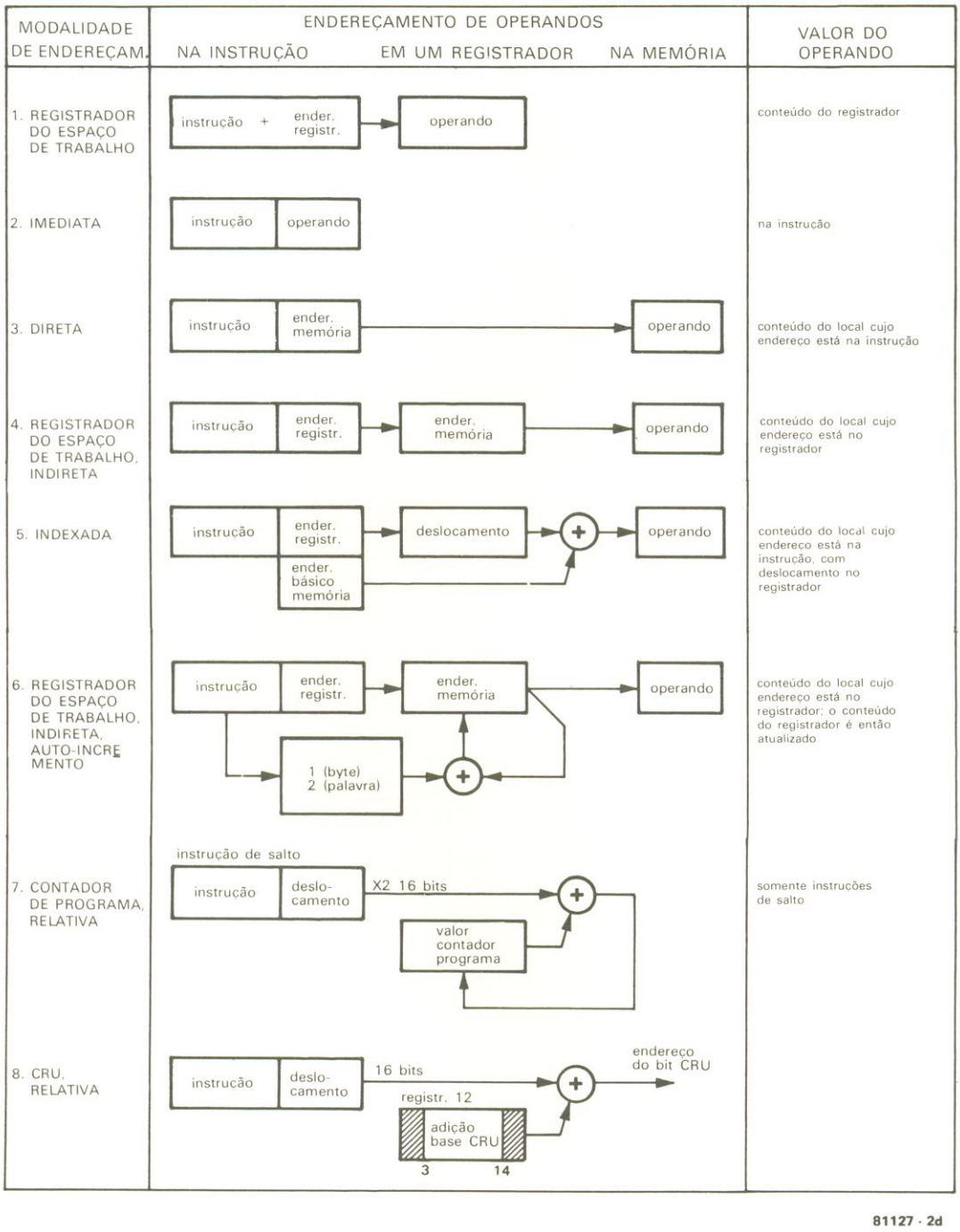
figura 2b — O 68000 também oferece as modalidades "pós-incremento" e "pré-decremento", extremamente úteis quando se manipula grandes blocos de dados.

2c



81127 - 2c

figura 2c — O 16000 exibe algumas modalidades exclusivas, entre as quais os endereçamentos "relativo de memória" e "indexado em escala". Como este último pode ser usado com qualquer das outras modalidades que endereçam operandos na memória, torna-se uma ferramenta poderosa.



81127 - 2d

Conjuntos de instruções

Quanto mais instruções, melhor, alguém poderia pensar. Isto, porém, não é sempre verdade, rigorosamente falando: tudo depende de quão "poderosas" são as instruções, em primeiro lugar. Só para dar um exemplo, na transferência de blocos o 8086 oferece as instruções "repetição", "comparação" e "decremento", ao passo que o Z8000 possui uma única instrução de "comparação, decremento e repetição". Cada processador possui seus pontos fortes e fracos; o 8086, por exemplo, é o único a oferecer o "ajuste ASCII" para soma e subtração.

A tabela 4 fornece uma comparação aproximada dos vários conjuntos de instruções; é claro que um quadro mais completo e

figura 2d — O 9900 possui as modalidades básicas usuais, além de outras que estão relacionadas especificamente à sua arquitetura.

2E

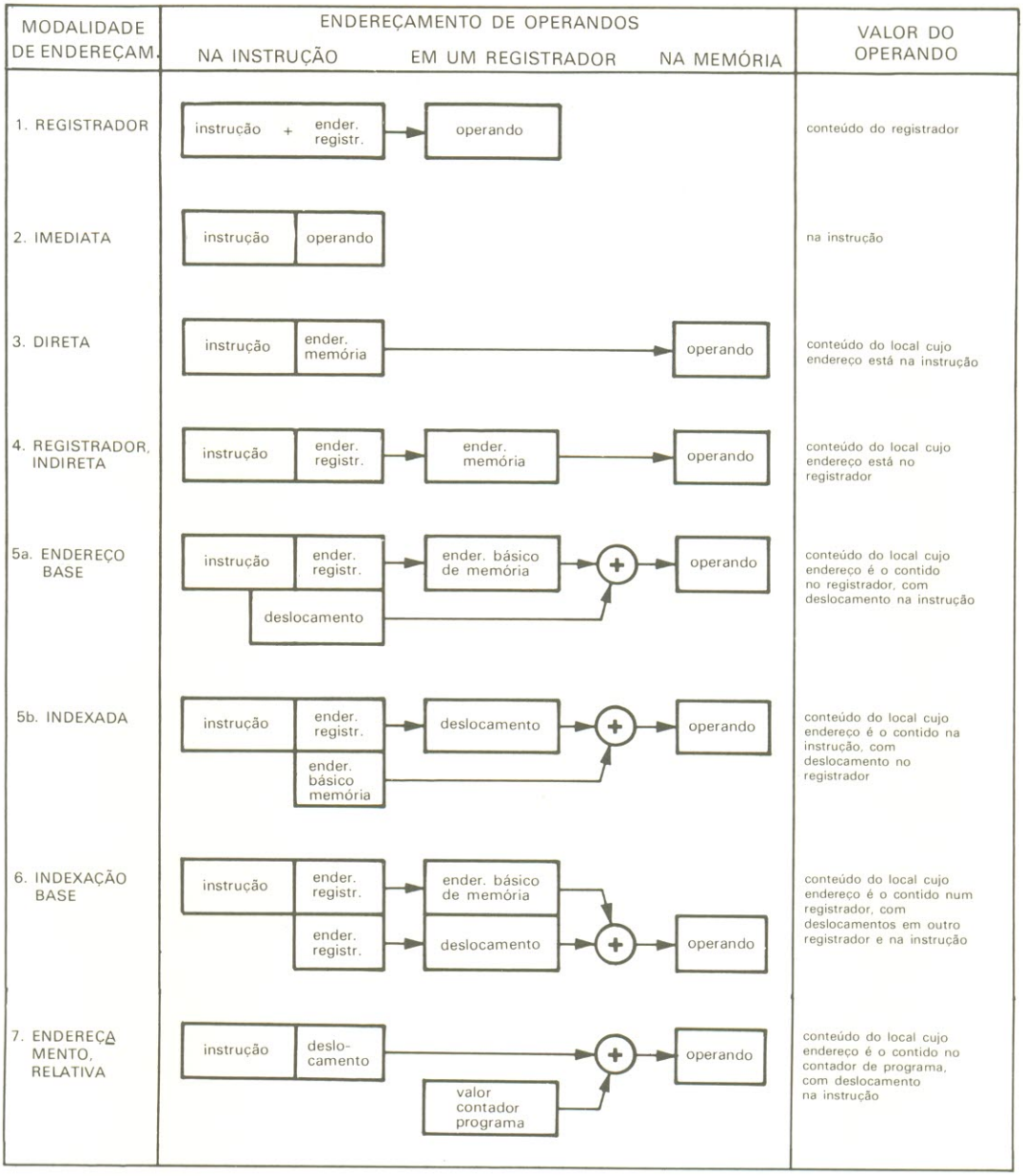


figura 2e— À primeira vista, o 8001 e 8002 parecem oferecer menos modalidades de endereçamento que os demais processadores. No entanto, algumas delas (tais como incremento e decremento) estão incluídas no conjunto de instruções.

detalhado só será obtido consultando-se a literatura dos próprios fabricantes. Alguns processadores têm instruções em linguagem de máquina que são fáceis de memorizar; certos *assemblers* são mais poderosos que outros; e alguns conjuntos de instruções são mais adequados a linguagens de programação de maior nível (Pascal, por exemplo) que os demais. Existem, em suma, opções para todos os gostos, de amadores e profissionais; mas não é objetivo desta série aprofundar todos esses detalhes. ⏮

tabela 3

Comparação entre os vários conjuntos de instruções

	INTEL 8086	MOTOROLA 68000	NATIONAL 16032	TEXAS 9900	ZILOG 8001
TRANSFERÊNCIA DE DADOS					
movimentação: aplicação geral	X	X	X	XX	13 (B/P/PD)
imediata a reg.	X	X	X	X	13 (B/P/PD)
imediata a mem.	X	X	X		XX
de/para registr. dedicados (acum., ender., reg., status programa, etc.)	XX (acum.)	X (CCR)		(XX CRU = I/O)	
	XX (reg. segm.)	XX (SR)		XXX (indic. esp. trabalho)	
	XX (EA/indic.)	X (USP)			
	XX ("flags")	XX (An)		X (SR)	
		XX (SP/An)		X (másc. int.)	
mov. reg. múltiplos		X			
pilha: "push"	XXXX				XX
"pop"	XXXX				XX
preservação reg.			X		XX
restauração reg.			X		
outras: permuta dados	XX	X			
limpeza		X			XX
permuta bytes		X		X	XX
carreg. ender.	X		X	X	
transcreve bytes	X				XX
TRANSFERÊNCIA DE BLOCOS E MANIPULAÇÃO DE STRINGS					
* repetição	X				
* movimentação	X		XX		(n.a.)
carregamento	X				XXXX
armazenagem	X				
movim. e repetição			(X)		
* comparação	X		XX		XXXX
compar. e repetição			(X)		8
varredura	X				8
transcrição	X				
transcr. e repetição					XX
transcr., teste					XX
transcr., teste e repet.					XX
* salto de *string*			X		XX
ENTRADA/SAÍDA					
* *entrada*	XX	memória	memória	X (CRU)	XX
entrada e incr/decr.	veja 8089				XXXX
entr., incr/decr. e repetição					XXXX
entrada especial					XX
entrada esp. e incr./decr.					XXXX
entr. esp./incr./decr./repetição					XXXX
* *saída*	XX	em	em	X (CRU)	XX
saída e incr./decr.	veja 8089	mapeado	mapeado		XXXX
saída, incr./decr. e repet.					XXXX
saída especial					XX
saída esp. e incr./decr.					XXXX
saída esp., incr./decr. e repet.					XXXX
* *outras* dados periféricos (8 bits)		X			
* *registr. comunicação*					
teste bit CRU				X	
determ. bit CRU				X	
limpeza bit CRU				X	
ARITMÉTICA					
* *soma*	XXX	XXXX	XX	XXX	XXX
soma c/ transporte	XXX		X	(X: 9940)	XX
soma decimal		X	X		
ajuste dec. p/ soma	X	(n.a.)			X
ajuste ASCII p/ soma	X				
incremento de um	XX			X	
incremento de dois				X	
incremento de "n"					XX
ender. soma		X	X		
* *subtração*	XXX	XXXX	X	XX	XXX
subtração c/ "vem um"	XXX		X		XX
subtr. decimal		X	X	(X:9940)	
ajuste dec. p/ subtr.	X	(n.a.)			(X)
ajuste ASCII p/ subtr.	X				
decremento de um	XX			X	
decremento de dois				X	
decremento de "n"					XX
mudança sinal	X	X	X	X	XX
mud. sinal, decimal		X			
ender. subtração		X			
* *multiplicação* s/ sinal	X	X	X	X	
multiplicação, c/ sinal	X	X	X		XX
ajuste ASCII p/ multip.	X				
* *divisão* s/ sinal	X	X	X	X	
divisão, c/ sinal	X	X	X		XX
ajuste ASCII p/ div.	X				
ampliação sinal	XX	X	XX		XXX
aval. função periódica			X		
módulo F periódica			X		
resto			X		
* *comparação*	XXX	XXX	XX	XXX	XXXXX
verif. R		X	X		
compar. endereço		X	X		
* *valor absoluto*			X	X	

tabela 3 (cont.)

	INTEL 8086	MOTOROLA 68000	NATIONAL 16032	TEXAS 9900	ZILOG 8001
LÓGICA					
* *E*	XXX	XX	X	X	XX
* *OU*	XXX	XX	X	X	XX
* *OU exclusivo*	XXX	XX	X	X	XX
* *inversão*	X	X	X	X	XX
* teste "flags"/CC	XXX	(n.a.)		(X CRU = I/O)	XX
teste operando		X			XXX
teste e determ.		X			
ROTAÇÃO E DESLOCAMENTO					
* *desloc.* esq. lógica	} X	X	X	} X	XXX
desloc. esq. aritmética		X	X		XXX
desloc. dir. lógica	X	(X) ≈ SLL	(X) ≈ SLL	X	XXX
desloc. dur. aritmética	X	(X) ≈ SAL	(X) ≈ SAL	X	XXX
desloc. lóg. dinâmica			(X) ≈ SLL		XXX
desloc. arit. dinâmica			(X) ≈ SAL		XXX
* *rotação* à direita	X	X	X	X	XX
rot. dir. p/ transp./amp.	X	X			XX
rotação à esq.	X	X	(X) ≈ RR		XX
rot. esq. p/ transp./amp.	X	X			XX
rot. dígito esq.					X
rot. dígito dir.					X
MANIPULAÇÃO DE BITS					
* *teste de bits*		X	X		XXXX
teste e alter. bit		X			
teste e limp. bit		X			
teste e set bit		X			XX
compar. "1s" corresp.				X	
compar. "Os" corresp.				X	
local. 1º bit set.			X		
* *Set.* "1s"				X	
Set. bits corresp.			X	XX	XXXX
Set. bit CRU				(X = I/O)	
Set. bit			XX		
* *reset* bits corresp.			X	XX	XXXX
reset bit CRU				(X = I/O)	
reset bit			XX		
* *inversão* bit			X		
* extração *campo bit*			XX		
inserção campo bit			XX		
conversão indic. campo bit			X		
CONTROLE DE PROGRAMA					
* *chamada* sub-rotina	XXXX	XX	XX	XX	XX
retorno da chamada	XXXX	X	X		X
oper. amp. (def. us.)			XX	X	
execução (instr., var.)				X	
chamada sistema			X		X
* chamada *interrupção*	XXX				
retorno da interrupção	X	XX	XX		X
* *salto/ramif.* incondicional	XXXXX	XX	XX	XX	
salto/ramif. condicional	16	X	14	12	4
ramificação múltipla			X		
* *laços* condicionais	XXX	X	X		
salto do laço	X				
CONTROLE DO PROCESSADOR					
* *bits controle*, limpeza	XXX		X		XX
bits controle, set	XXX	X	XX		XX
bits controle, inversão	X				X
bits controle, movim.			XX		XXXXX
requis. multi-micro					X
set multi-micro					X
reset multi-micro					X
teste multi-micro					X
* parada, espera	XX	X	X	X	X
NOP		X	X		X
reset (disp. externos)		X		X	
escape (p/ disp. ext.)	X				
reinício				X	
barramento clock	X				
preced segmento	X				
"trap"		X	X		
"trap" excesso		X			
clock deslig.				X	
clock ligado				X	
ponto ruptura			X		

Obs.: O número de "x" indica as variações existentes de um determinado tipo de instrução; quando as variações são muitas, o "x" é trocado por um número. Esta relação pretende apenas fazer um apanhado geral; para mais detalhes, recomenda-se recorrer aos manuais dos fabricantes. Convém observar, ainda, que várias instruções recebem nomes diferentes; por exemplo, o que foi aqui denominado "ampliação sinal" pode constar, no conjunto oficial de instruções, como "MSB ampliado", "conversão de byte em palavra", e assim por diante.

O uso de dois projetores de *slides*, em conjunto com este circuito, permite "fundir" imagens na tela em várias velocidades. Graças à sua versatilidade, porém, controla por computador o ângulo de acionamento de quaisquer dispositivos, aos pares. Com o programa adequado, aciona até 4 relés independentemente, além de oferecer uma entrada de 8 bits para que possa receber dados dos equipamentos aos quais está conectado

Controle de slides pelo micro

O circuito proposto foi concebido a partir da idéia de se projetar um controlador para projetores de *slides* que pudesse, por sua vez, ser controlado por um computador — qualquer computador — e exibisse o recurso do *fading*, ou seja, que colocasse e retirasse as imagens da tela de forma gradual. Para isso, foi necessário recorrer à decodificação de endereços por arquivos e ao controle automático do acendimento e apagamento progressivo das lâmpadas do projetor. Considerou-se necessário, além disso, que os dois projetores pudessem ser acionados para a frente ou para trás de forma independente — o que exigiu do circuito o acionamento separado de quatro relês.

Uma vez incorporados todos esses recursos, tínhamos em mãos uma interface capaz de controlar vários outros equipamentos, além de projetores de *slides*. Pareceu bastante lógico, então, o acréscimo de um portal de entrada com 8 bits, que permitisse o envio de mensagens pelo equipamento sob controle. Com isso o circuito tornou-se realmente universal, como veremos.

Diagramas de blocos

A figura 1 fornece uma visão "esquemática" de todo o sistema. O barramento completo de endereços (AO...A15), assim como as conexões necessárias do barramento de dados, são levados diretamente ao decodificador de endereços. Este produz quatro sinais $\overline{CS}$, que selecionam unidades memorizadoras de 8 bits, sendo três de saída e uma de entrada. A gravação das memórias de saída e a leitura da de entrada são feitas através do barramento de dados.

Os quatro relês são controlados por meio de duas linhas pertencentes a dois portais de saída; as outras linhas desses portais foram aproveitadas na programação dos dois contadores. Estes, sincronizados com a freqüência da rede mediante um detector de passagem por zero, formam o verdadeiro coração do circuito — já que proporcionam a defasagem necessária e geram os pulsos de disparo para os triacs. Um estágio especial de saída permite que esses triacs sejam disparados praticamente nos pontos nulos da freqüência da rede.

Os estágios de saída ficam eletricamente isolados dos de controle através de fotoacopladores e foram dispostos de modo que possam ser ligados a diferentes fontes de CA. As duas fontes devem ficar, obviamente, em fase ou anti-fase. O esquema da figura 2 mostra a etapa dos contadores com mais detalhes, embora ainda de forma simplificada. Convém observar que a terminologia empregada nessa figura (e daqui para a frente, no artigo) — tal como "apagamento" e "acendimento progressivo" ou "velocidade de atenuação" — refere-se estritamente a lâmpadas. No caso de motores, por exemplo, ela deve ser substituída por outra: "redução" e "aumento progressivo da velocidade" ou "taxa de redução (ou aumento) de velocidade", respectivamente. Na verdade, o jargão técnico correto seria "redução ou aumento do ângulo de disparo", mas consideramos que poderia provocar alguma confusão.

O contador 1 é carregado com a velocidade de atenuação pelo computador e faz uma contagem regressiva. Assim que a posição "O" é atingida, um pulso de *clock* é enviado aos contadores 2 e 3, através do controle de lapso de tempo, enquanto o contador 1 recebe novamente o conteúdo da unidade de memória (o que permite alterar a velocidade de atenuação durante o acendimento ou apagamento progressivo). Os contadores 2 e 3, ambos do tipo 4516, estão ligados em cascata, formando assim um contador composto (chamado de "contador 2/3"), cujo sentido de contagem pode ser invertido por meio da linha $U/\overline{D}$.

Durante o acendimento progressivo da lâmpada, esse contador é carregado, através de um pulso no terminal PE, com os bits 1111 1111, e comutado para contagem regressiva via $U/\overline{D}$. Durante o apagamento progressivo, o contador 2/3 vai para 0000 0000, mediante um pulso de *reset* aplicado em RST, sendo comutado para contagem normal através de $U/\overline{D}$.

O contador 4, por sua vez, é disparado pelo detector de passagem por zero, carregado com o conteúdo do contador 2/3 e passa a contar regressivamente, a partir do valor desse conteúdo. Assim que atinge a posição "O", sua saída $\overline{ZD}$ (detecção de zero) é ativada, fazendo com que o gerador de disparos envie um pulso ao triac correspondente. Ao mesmo tempo, a saída de *clock* é inibida. Quando o detector de passagem por zero enviar outro pulso o processo se repetirá da mesma forma e assim indefinidamente. Enquan-

também chaveia por fase outros dispositivos

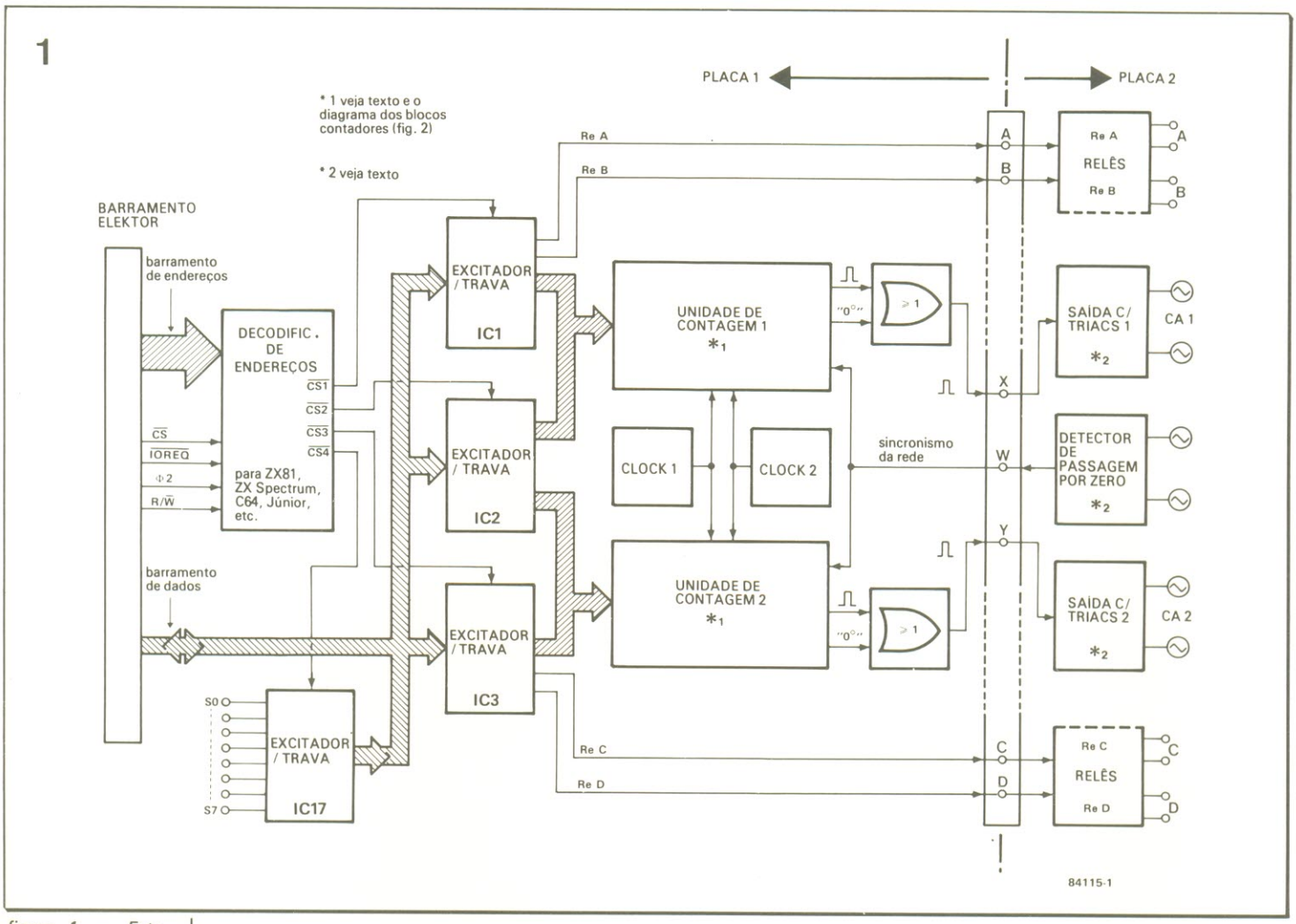


figura 1 — Este diagrama de blocos fornece uma boa visão do funcionamento de todo o circuito.

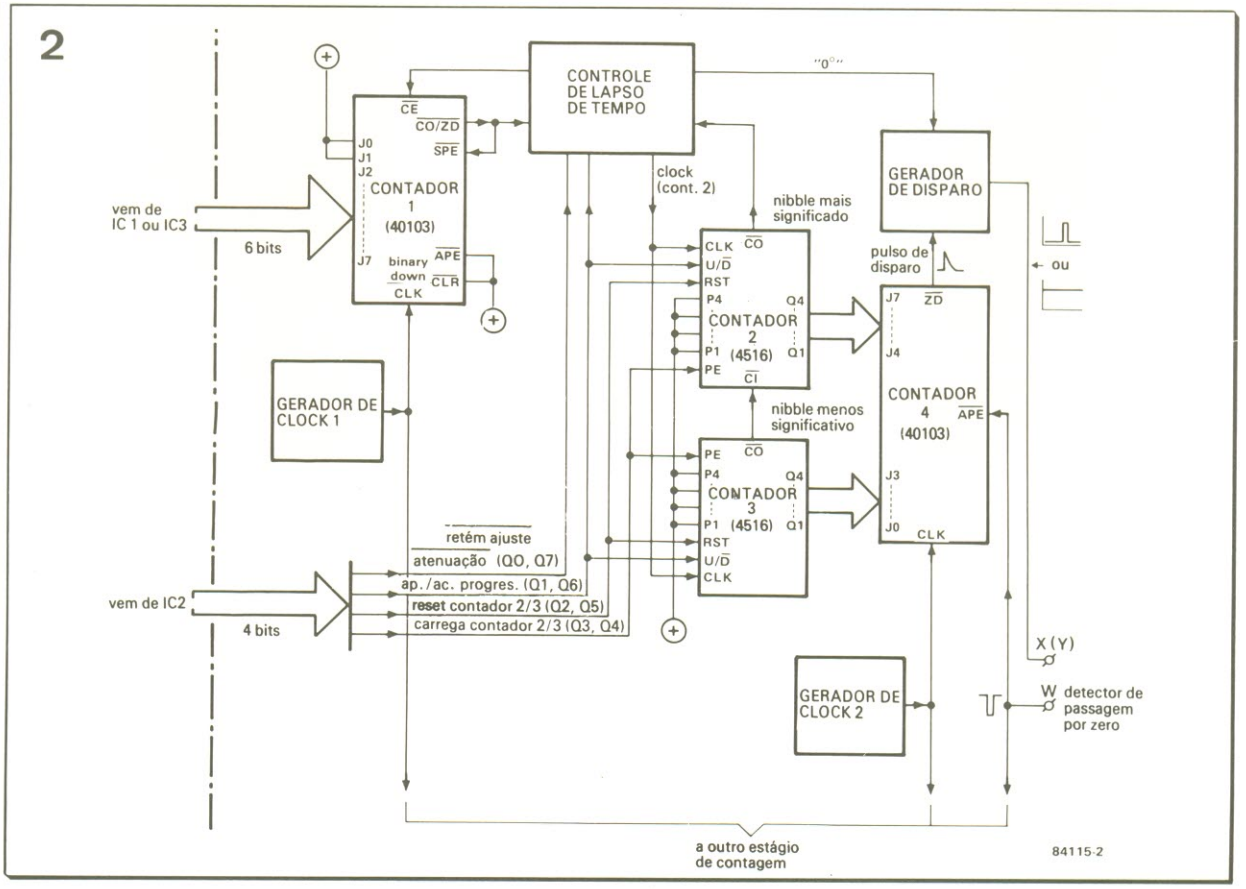


figura 2 — As unidades de contagem da figura 1 consistem de três contadores interligados, cuja função está ilustrada neste esquema.

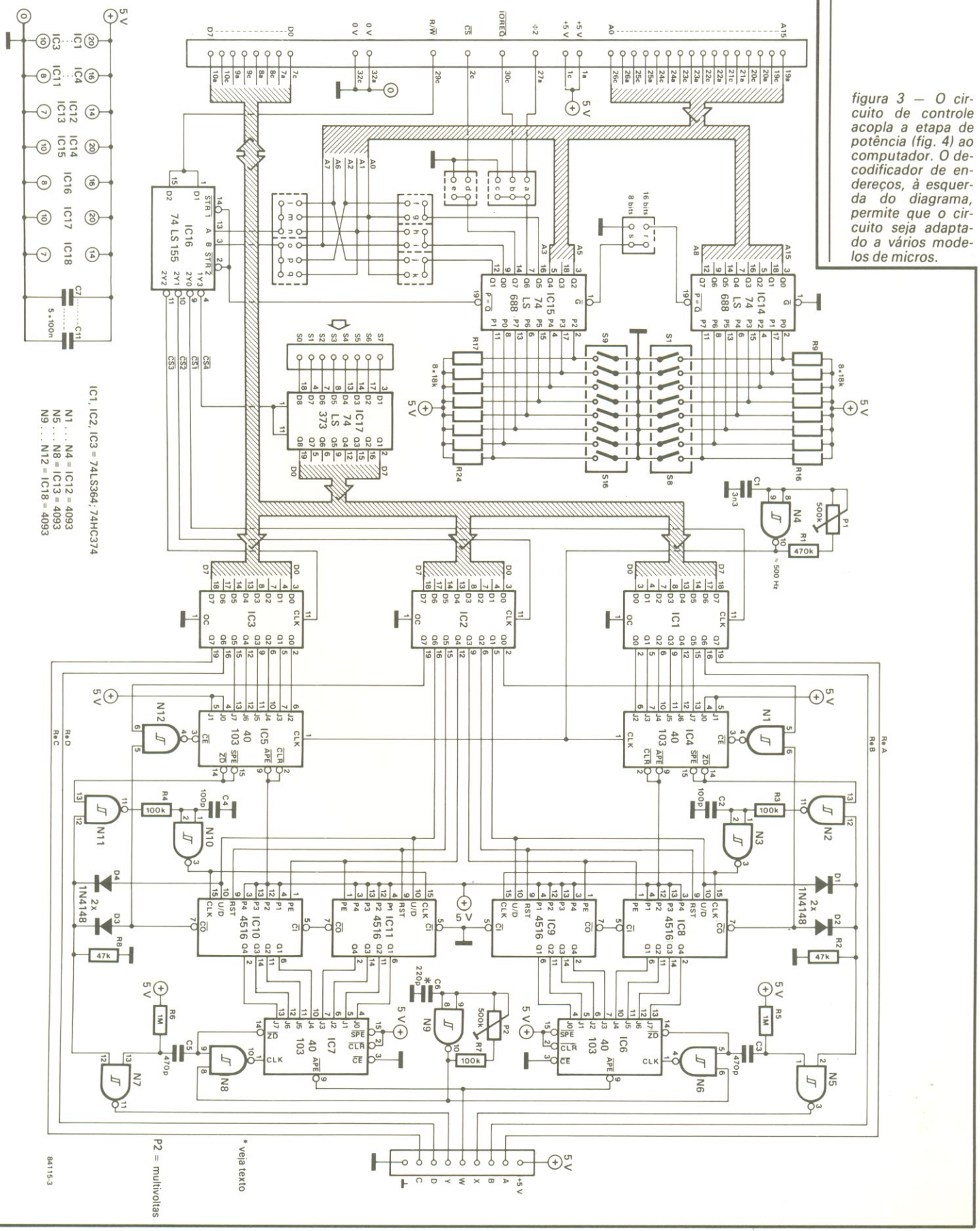


figura 3 — O circuito de controle acopla a etapa de potência (fig. 4) ao computador. O decodificador de endereços, à esquerda do diagrama, permite que o circuito seja adaptado a vários modelos de micros.

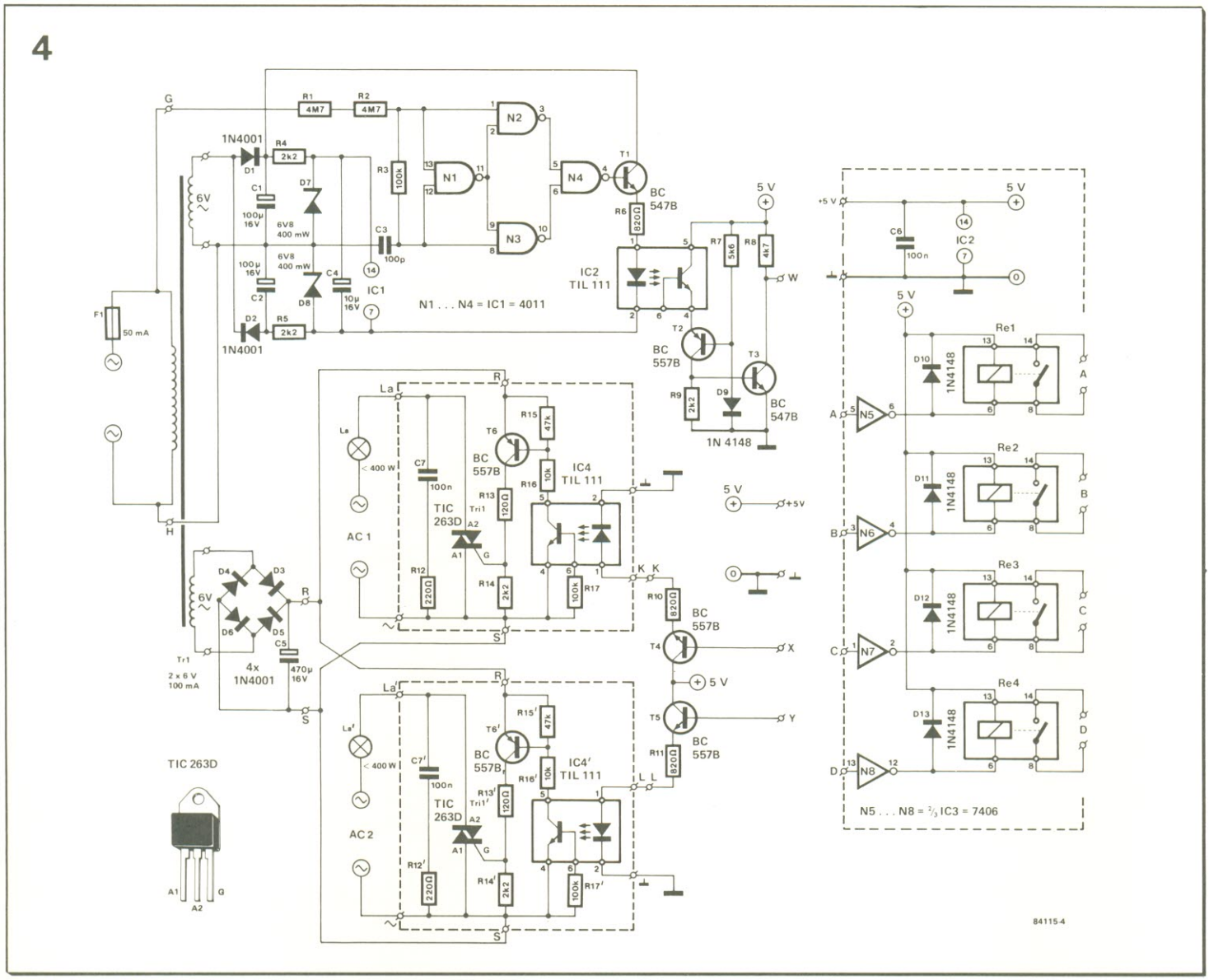


figura 4 — Além dos TRIACs e componentes associados, a etapa de potência contém ainda o detector de passagem por zero e os 4 relês com seus excitadores. Na placa, esta etapa pode ser dividida em quatro partes.

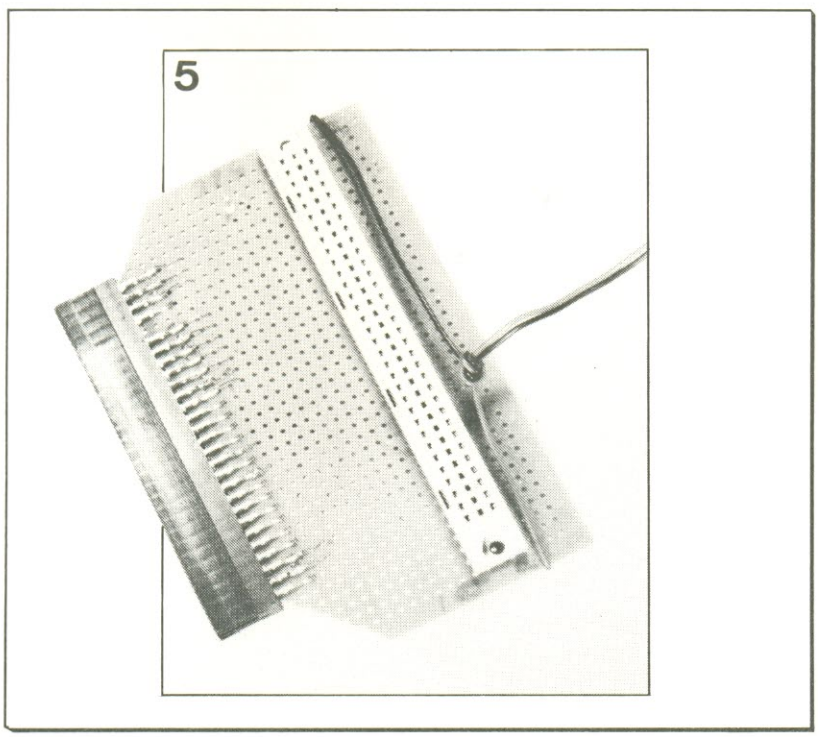


figura 5 — Foto do adaptador que serve de interface entre o circuito de controle e o computador adotado. No caso, vê-se o adaptador usado para o ZX Spectrum.

to isso, o conteúdo do contador 2/3 continua sendo alterado, é claro, à medida em que recebe o *clock* do contador 1.

Em suma, o contador 1 funciona como um gerador de *clock* programável para o contador 2/3, ao passo que o conteúdo deste último é carregado no contador 4, a fim de determinar o ângulo de disparo. O controle de lapso de tempo foi incluído para garantir que a lâmpada permaneça acesa após o acendimento progressivo e apagada depois do apagamento progressivo, até que um novo programa seja introduzido; e também para que a lâmpada não apague prematuramente, no início do apagamento progressivo.

Passando aos esquemas

O circuito da placa de controle pode ser visto na figura 3, enquanto o de potência aparece

na figura 4. Começando pela figura 3, temos IC17, que é um portal de entrada acionado por $\overline{CS4}$ (falaremos mais adiante do decodificador de endereços para os vários tipos de computadores). Os três portais de saída são formados por IC1...IC3 e o número do portal corresponde ao do CI. As saídas Q6 e Q7 de IC1 e IC3 prestam-se ao controle dos relês, ao passo que as saídas Q0...Q5 dos mesmos integrados servem para programar as velocidades de atenuação dos contadores 1 e 2, respectivamente.

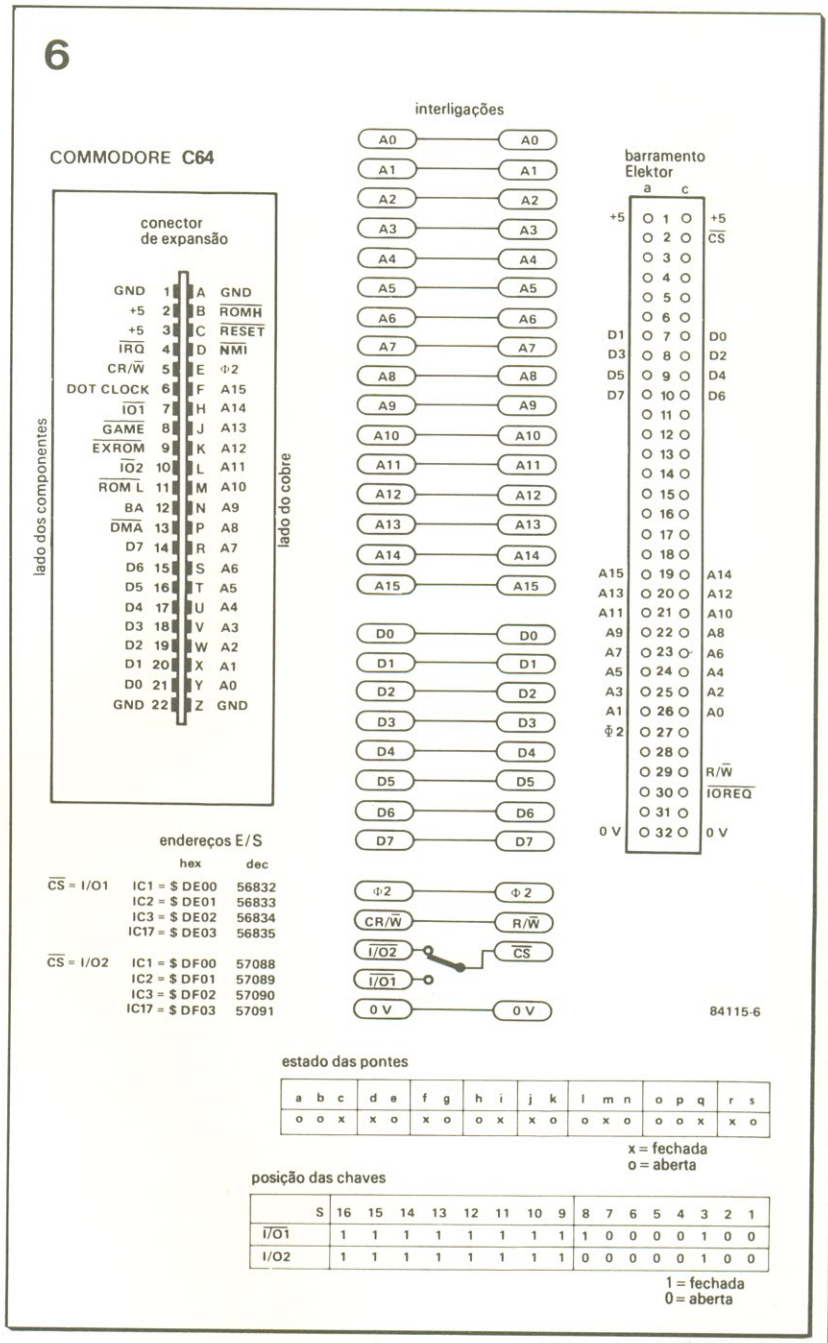
Eis a relação dos demais estágios da figura 3, em comparação com os blocos representados na figura 2 (com a parte referente à 2ª unidade de contagem entre parênteses):

— contador 1 = IC4 (IC5)
— contador 2/3 = IC8/IC9 (IC10/IC11)
— contador 4 = IC6 (IC7)
— controle do lapso de tempo = N1...N3, D1, D2, R2, R3, C2 (N10...N12, D3, D4, R4, R8, C4)
— gerador de disparos = N5, R5, C3 (N7, R6, C5)
— oscilador de *clock* 1 = N4, R1, P1, C1
— oscilador de *clock* 2 = N9, R7, P2, C6

O controle dos contadores 1 e 2 é feito por IC2, que reserva suas saídas Q0...Q3 para o primeiro e Q7...Q4 para o segundo. Observe que a linha "0°" da figura 2 assume o nível lógico 0 sempre que o ângulo de chaveamento é de 0° (equivalendo, portanto, à potência máxima); nesse caso, a saída de N5 (ou N7) fica no nível lógico 1 durante todo o semiciclo seguinte.

Na etapa de potência ilustrada pela figura 4, a fonte de alimentação para o detector de passagem por zero é composta por D1, D2, D7, D8, C1, C2, C4, R4 e R5. O detector propriamente dito é formado por N1...N4, R1...R3 e C3 e se encarrega de acionar o fotoacoplador IC2 (que proporciona a necessária isolação elétrica), através de T1 e R6. O sinal que deixa IC2 é "modelado" em pulsos adequados aos contadores pelo estágio em que estão T2, T3, R7...R9 e D9.

A fonte de alimentação para os estágios dos triacs (que, como os contadores, são idênticos) é consituída por D3...D6 e C5. Os fotoacopladores IC4 e IC4' são excitados por T4 (T5) e R10 (R11). Quanto aos pulsos de disparo na saída desses fotoacopladores, são regenerados



estado das pontes

a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s
o	o	x	x	o	x	o	o	x	x	o	o	x	o	o	o	x	x	o

x = fechada
o = aberta

posição das chaves

	S	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
I/O1		1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
I/O2		1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0

1 = fechada
0 = aberta

figura 6 — Endereços de E/S, pinagem do conector de expansão, interconexões necessárias com o barramento Elektor, estado das pontes de fio e posições das chaves — parâmetros válidos aqui para se utilizar o circuito com o micro Commodore C64 *e seus compatíveis.*

tabela 1 — Estado das pontes de fio quando é usado o computador Júnior.

tabela 2 — Posições das chaves para o caso do computador Júnior.

TABELA 1

	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o	p	q	r	s
barramento Elektor (Júnior)	x	o	o	o	x	x	o	o	x	x	o	o	x	o	o	o	x	x	o

x = ponte fechada
o = ponte aberta

TABELA 2

	chave nº	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
barramento Elektor (Júnior)		x	x	x	o	o	o	x	o	o	o	o	o	x	x	o	o

x = chave fechada
o = chave aberta

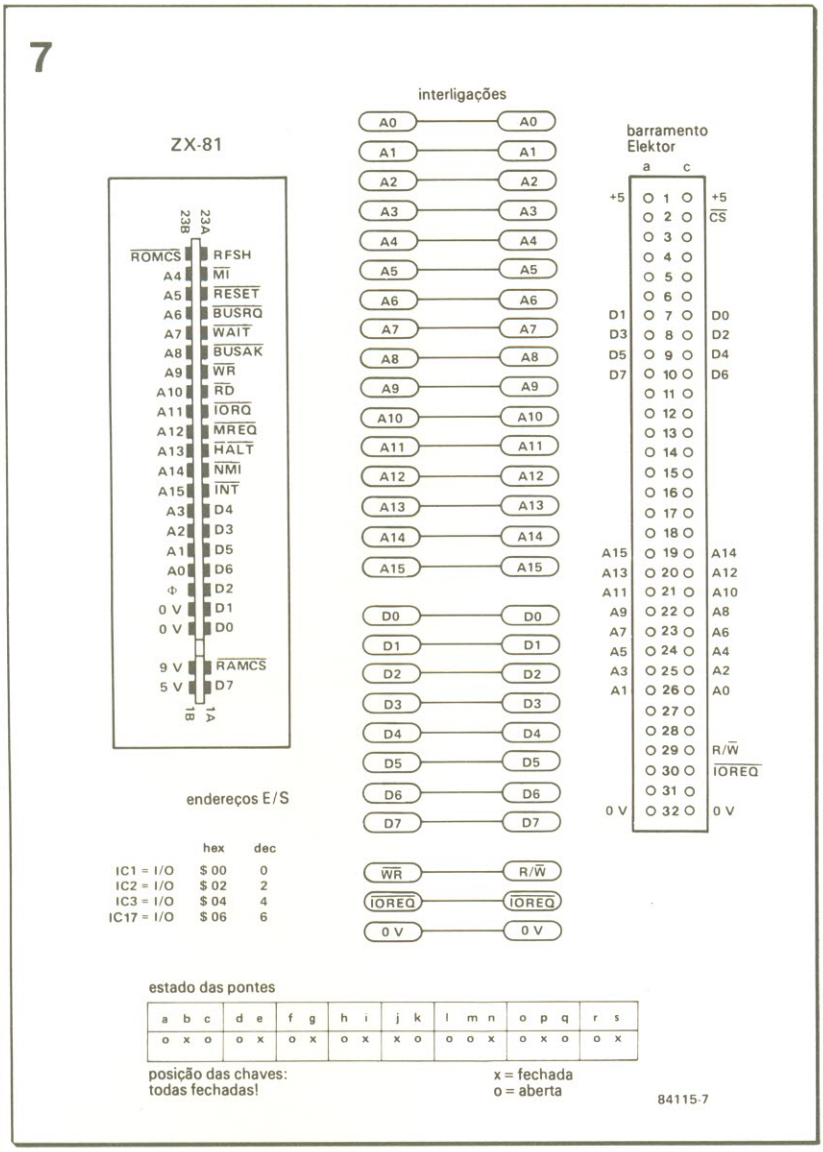


figura 7 — Os mesmos parâmetros da fig. 6, agora relativos ao ZX81 e compatíveis.

por T6 (T6') e R13...R17 (R13'...R17') e em seguida aplicados à porta do triac correspondente. Os triacs adotados são de média potência, do tipo TIC263C, permitindo chavear lâmpadas de até 400 W (a 24 V): nessas condições, a máxima corrente permissível (com cargas resistivas) é $I_{T(rms)} = 25A$.

Os triacs estão protegidos contra surtos espúrios de corrente por C7 e R12 (C7' e R12'). Quando forem usados para chavear lâmpadas de 110 ou 220 V, porém, será preciso incluir um "choque" supressor de 30 a 50 μH em série com as lâmpadas.

Os rêles, controlados por intermédio das portas N5...N8, são do tipo DIP e se encontram protegidos pelos diodos D10...D13. Tais relês são importados, porém encontráveis com relativa facilidade no comércio nacional; são os mesmos, aliás, empregados no "Gravador de cassetes digital", publicado na edição nº 1 de Elektor.

As placas de controle e potência aparecem nas figuras 9 e 10, respectivamente, e não há muito a dizer sobre elas e a montagem. A forma como serão montadas e instaladas vai depender muito da aplicação em vista. De qualquer forma, a placa dos triacs (fig. 10) oferece a possibilidade de ser dividida em quatro partes, para facilitar sua utilização. Além disso, conviria isolar com cuidado as partes expostas das placas em que a tensão da rede estivesse presente; uma boa idéia seria passar uma camada de cola sobre elas, por meio de uma pistola aplicadora.

Endereçamento

Como havíamos prometido, vejamos agora a etapa do decodificador de endereços. Ele consiste em dois comparadores de 8 bits, do tipo 74LS688 (IC14 e IC15), um demultiplexador e decodificador binário de 2 bits, tipo 74LS155 (IC16), uma série de pontes de fio (a...s) e 16 chaves simples (S1...S16) alojadas em duas cápsulas DIP de 16 pinos cada.

Os dois 74LS688 comparam a informação estabelecida pelas chaves com os bits presentes em suas entradas Q0...Q7. Caso os dois conjuntos de dados sejam iguais, as saídas $\overline{P = Q}$ de IC14 e IC15 assumem o nível lógico baixo. Os dois CIs podem ser ligados em cascata, formando um comparador de 16 bits, pelo simples fechamento da ponte "r". Se a ponte "s" for fechada, por outro lado, somente IC15 permanecerá ativo (como um comparador de 8 bits). A saída de IC15 (pino 19) fornece o sinal de *strobe* a IC16.

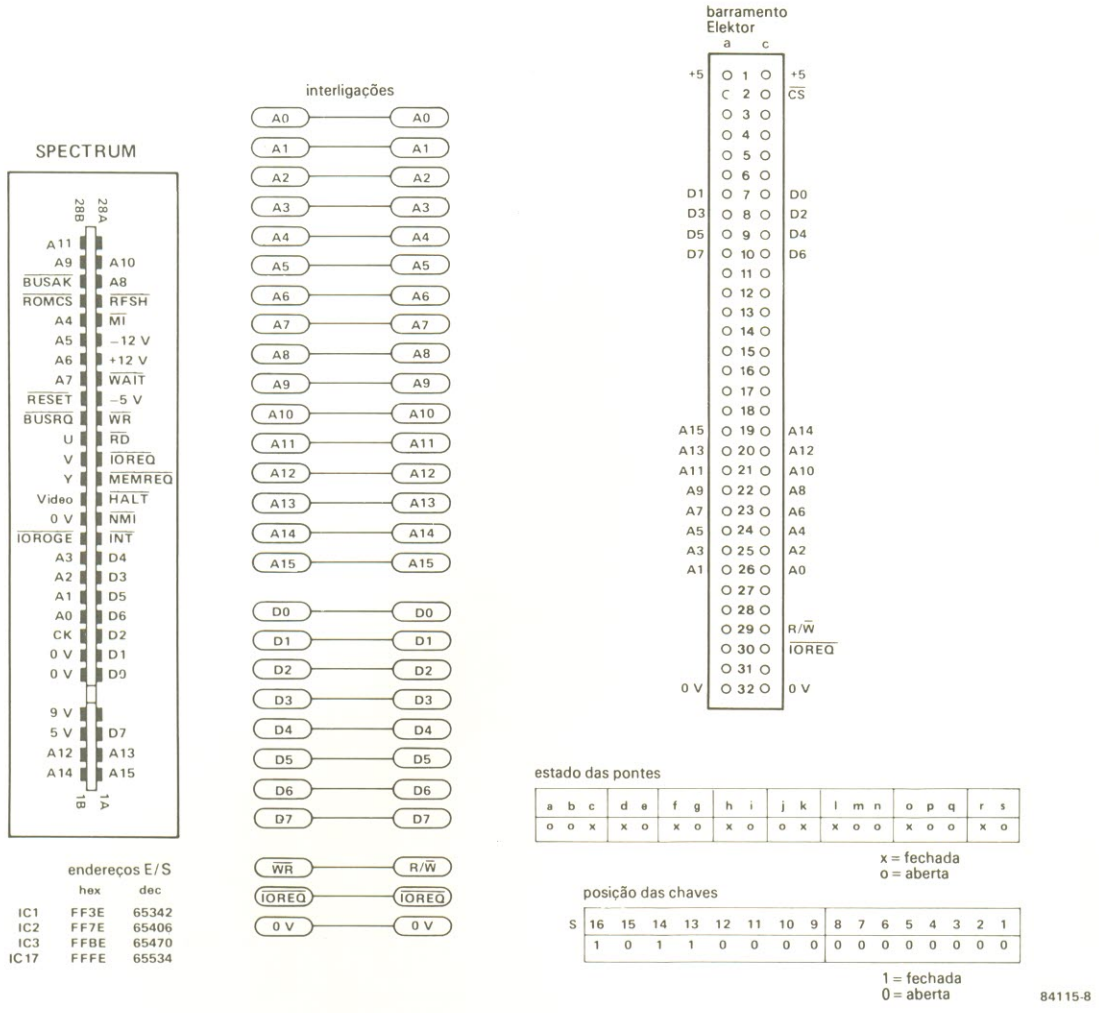
Este, por sua vez, recebe informações de 2 bits através de suas entradas A e B e efetua a comutação dos divisores de dados com essas informações e com o nível lógico presente na linha $R/\overline{W}$ (aplicados aos pinos 1 e 15 de IC16). Caso a linha esteja em "1" e a informação em A/B seja "11", $\overline{CS}4$ torna-se ativa, liberando o circuito para receber dados através de IC17; mas se a linha $R/\overline{W}$ estiver em "0", $\overline{CS}1$ será ativada quando a informação em A/B for "00", $\overline{CS}2$ quando for "10" e $\overline{CS}3$ com "01".

As tabelas 1 e 2 fornecem o estado das pontes de fio e a posição das chaves, respectivamente, que devem ser impostos quando o circuito deve trabalhar com o computador Júnior, da Elektor (que pretendemos lançar em breve, com algumas adaptações). Ele utiliza o microprocessador 6502 e será adotado como primeiro exemplo de endereçamento, para depois passarmos a outros três micros comerciais.

As duas linhas de endereçamento de menor valor vão ligadas às entradas de IC16 por meio das pontes "m" e "q", enquanto a ponte "r" possibilita combinar IC14 e IC15 num único comparador de 16 bits. As linhas de endereçamento A2, A6 e A7 são conectadas ao comparador via pontes "f", "j" e "i", respectivamente. As entradas Q6 e Q7 de IC15 são aterradas por intermédio das pontes "c" e "e", o que pede também o fechamento das chaves S13 e S14. Tudo isso resulta na seguinte decodificação:

— $\overline{CS}1$ pelo endereço E200 (decimal 57856)
— $\overline{CS}2$ pelo endereço E201 (decimal 57857)

8



endereços E/S

	hex	dec
IC1	FF3E	65342
IC2	FF7E	65406
IC3	FFBE	65470
IC17	FFFE	65534

estado das pontes

a b c	d e	f g	h i	j k	l m n	o p q	r s
o o x	x o	x o	x o	o x	x o o	x o o	x o

x = fechada
o = aberta

posição das chaves

S	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

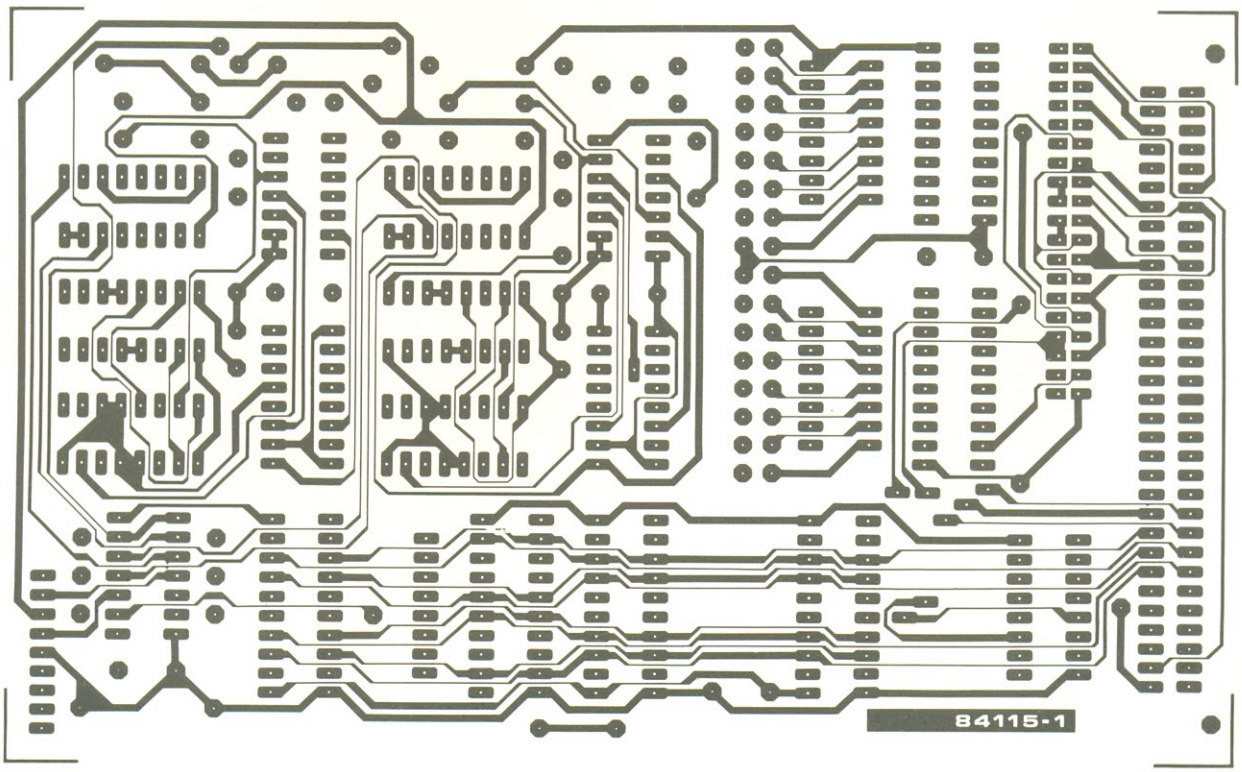
1 = fechada
0 = aberta

84115-8

figura 8 — Idem, para o ZX Spectrum e família.

figura 9 — Placa de circuito impresso para a etapa de controle; observe que é de face dupla, com furos metalizados.

9



— $\overline{CS3}$ pelo endereço E202 (decimal 57858)
— $\overline{CS4}$ pelo endereço E203 (decimal 57859)

Os outros três computadores (com a possível exceção do ZX81, como veremos) requerem um simples adaptador que sirva de interface entre seu conector de expansão e o barramento Elektor. Tal adaptador pode ser feito com um conector macho que encaixe no conector de expansão do micro, um conector fêmea de 64 vias e um pedaço de placa impressa padronizada (daqueles que os ingleses chamam de "Veroboard", com pistas de cobre paralelas). A placa deve ser cortada no tamanho adequado, para que os dois conectores possam ser soldados a ela, e depois pode-se fazer as ligações necessárias entre ambos, através de pedaços de fio isolado. A foto da figura 5 mostra um protótipo feito especialmente para o Spectrum; os dois condutores mais longos formam as conexões de uma fonte externa de +5 V. Dependendo da "folga" de potência existente na fonte do computador, ela mesma poderá fornecer essa alimentação.

As figuras 6, 7 e 8 mostram a pinagem do conector de expansão, as necessárias conexões entre os dois conectores do adaptador, a pinagem do barramento Elektor (conector fêmea de 64 vias), a distribuição de pontes e a posição das chaves para os micros C64, ZX81 e ZX Spectrum, respectivamente (que também valem, obviamente, para todos os compatíveis e assemelhados nacionais).

O Commodore C64, computador pessoal muito comum na Europa, emprega o mesmo mi-

TABELA 3

	D3 (D4)	D2 (D5)	D1 (D6)	D0 (D7)
acesa	0	1	0	1
apagada	1	0	0	1
acendendo	0	0	0	1
apagando	0	0	1	1

tabela 3 — Níveis lógicos correspondentes aos únicos 4 estados práticos operacionais para cada uma das duas lâmpadas.

TABELA 4

	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	dec.	hex
lâmpadas acesas	1	0	1	0	0	1	0	1	165	A5
A ac., B. apag.	1	0	0	1	0	1	0	1	149	95
A apag., B acesa	1	0	1	0	1	0	0	1	169	A9
lâmpadas apagadas	1	0	0	1	1	0	0	1	153	99
lâmp. acendendo	1	0	0	0	0	0	0	1	129	81
A ap., B acend.	1	0	0	0	1	0	0	1	137	89
A ac., B acend.	1	0	0	0	0	1	0	1	133	85
A acend., B apag.	1	0	0	1	0	0	0	1	145	91
A acend., B acesa	1	0	1	0	0	0	0	1	161	A1
lâmp. apagando	1	1	0	0	0	0	1	1	195	C3
A apag., B apagando	1	1	0	0	1	0	0	1	201	C9
A acesa, B apagando	1	1	0	0	0	1	0	1	197	C5
A apagando, B apag.	1	0	0	1	0	0	1	1	147	93
A apagando, B acesa	1	0	1	0	0	0	1	1	163	A3
A apagando, B acend.	1	0	0	0	0	0	1	1	131	83
A acend., B apagando	1	1	0	0	0	0	0	1	193	C1

tabela 4 — Os conjuntos de bits da tab. 3 dão origem a 16 palavras de dados, para se programar o acendimento e apagamento progressivo das duas lâmpadas.

Lista de componentes *(placa de controle)*

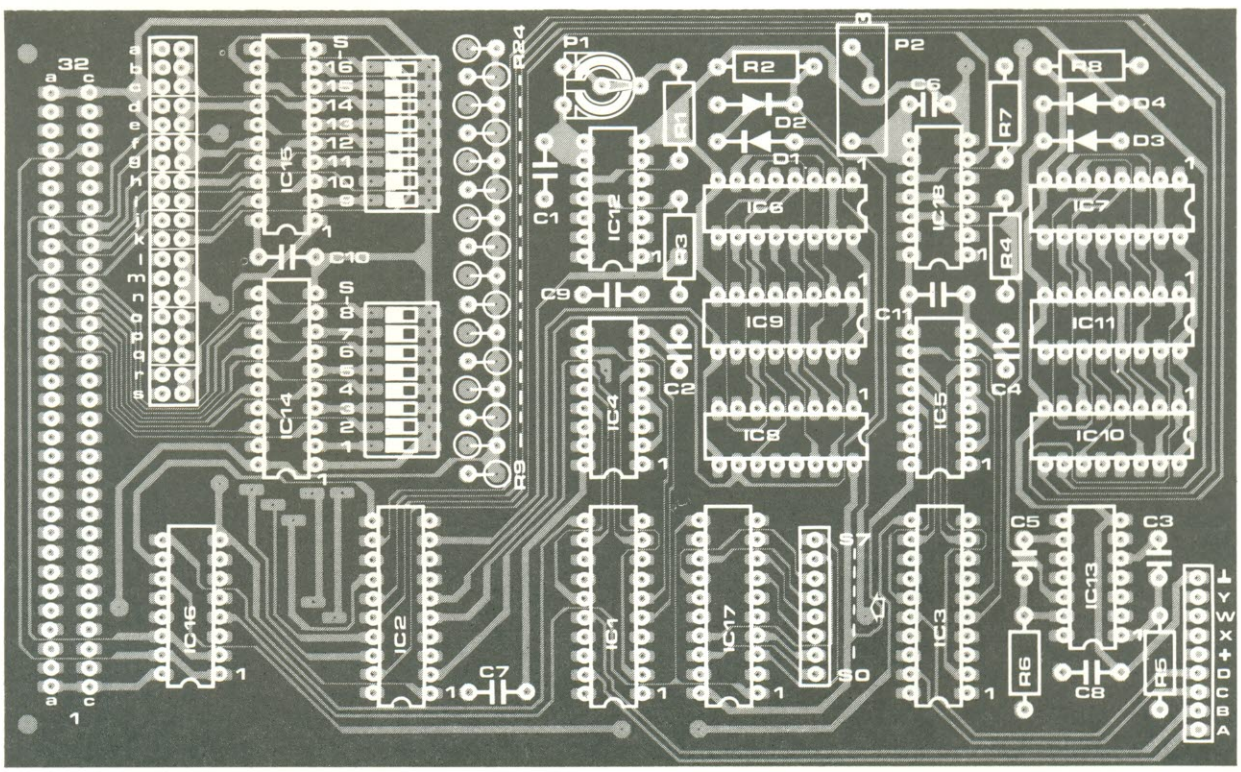
Resistores
R1 — 470 k
R2, R8 — 47 k
R3, R4, R7-100 k
R5, R6 — 1 M
R9... R24-18 k
P1 — trimpot de 500 k
P2 — trimpot multivoltas de 500 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 — 3,3 nF
C2, C4 — 100 pF
C3, C5 — 470 pF
C6 — 220 pF (veja texto)
C7... C11-100 nF

Semicondutores
D1... D4- 1N4148
IC1...IC3 - 74LS364 Ou 74HC374
IC4...IC7-40103
IC8...IC11-4516
IC12, IC13, IC18 — 4093
IC14, IC15 — 74LS688 ou 74HC688
IC16-74LS155
IC17-74LS373

Diversos
2 conjuntos DIP com 8 chaves
Conector macho de 64 vias
Fileira de 17 pinos para circ. impresso
Fileira dupla de 19 pinos para circuito impresso
Placa nº 84115-1

9



croprocessador do computador Júnior (6502). Caso ele seja utilizado sem unidades de disquetes, é possível escolher, com a chave inversora existente no seu adaptador, entre os sinais de saída $\overline{I/O1}$ e $\overline{I/O2}$ — e, consequentemente, entre os endereços DE00...DE03 e DF00...DF03. Caso haja uma unidade de disquetes, a chave deve ser posicionada em $\overline{I/O1}$ e somente o primeiro campo de endereços fica à disposição (a própria chave, nesse caso, pode ser trocada por uma ponte de fio).

Optando pelo ZX81, o adaptador pode ser substituído pelo *buffer* de barramento publicado no artigo "Expansões para a linha Sinclair", da Elektor nº 4 (outubro/86). Nesse caso, os terminais 31a e 29c, na placa do *buffer*, devem ser interligados, a fim de permitir que a linha R/$\overline{W}$ chegue ao controlador.

Programação

O principal objetivo, ao se programar o controlador, é a gravação de dados em IC2, que vai determinar a operação dos dois contadores. O bit da linha de dados D0 corresponde àquele presente na saída Q0 do integrado, o da linha D1 ao de Q1 e assim por diante. Cada uma das linhas impõe uma tarefa específica ao circuito, segundo esta relação (sempre com a parte referente ao 2º contador entre parênteses):

— D0 (D7): caso esta linha vá para o nível "1", ocorre o processo de atenuação automática; caso ela permaneça em "0", prevalece o estado de atenuação selecionado;
— D1 (D6): o estado dessa linha determina se a lâmpada correspondente deve acender (nível "0") ou apagar (nível "1") progressivamente;
— D2 (D5): com esta linha no "1" lógico, é aplicado um *reset* no contador composto 2/3;
— D3 (D4): estando em "1", esta linha faz com que o contador composto 2/3 seja carregado com os bits "1111 1111".

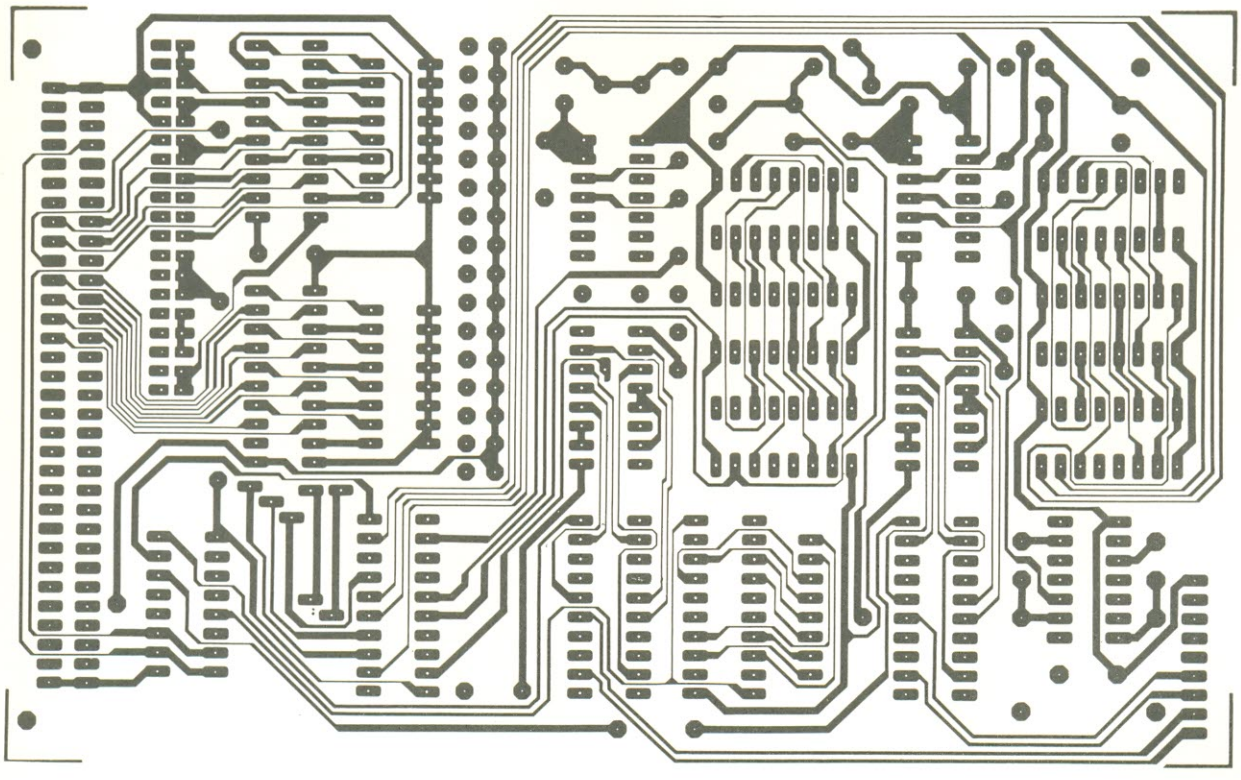
A tabela 3 fornece os quatro possíveis estados de operação das lâmpadas, juntamente com os níveis lógicos correspondentes, nas linhas de dados (acesa e apagada, acendendo e apagando progressivamente). O circuito completo (ou seja, com duas lâmpadas de projetor), portanto, oferece 16 combinações possíveis, que estão relacionadas na tabela 4.

Os programas-exemplo aqui sugeridos foram concebidos de modo a eliminar qualquer possibilidade de confusão nos comandos. Caso você vá montar seus próprios programas, atenção apenas para que eles rodem de acordo com o previsto. Certos refinamentos, como interrupções durante uma atenuação ou inversões de sentido em apagamentos ou acendimentos progressivos, são bastante

TABELA 5

relê A (C) = bit 7	relê B (D) = bit 6	velocidade atenuação bit 5...0	faixa decimal
0	0	x x x x x x	1...63
1	0	x x x x x x	129...191
0	1	x x x x x x	65...127
1	1	x x x x x x	193...255

tabela 5 — Distribuição de bits para o controle dos relês.



10

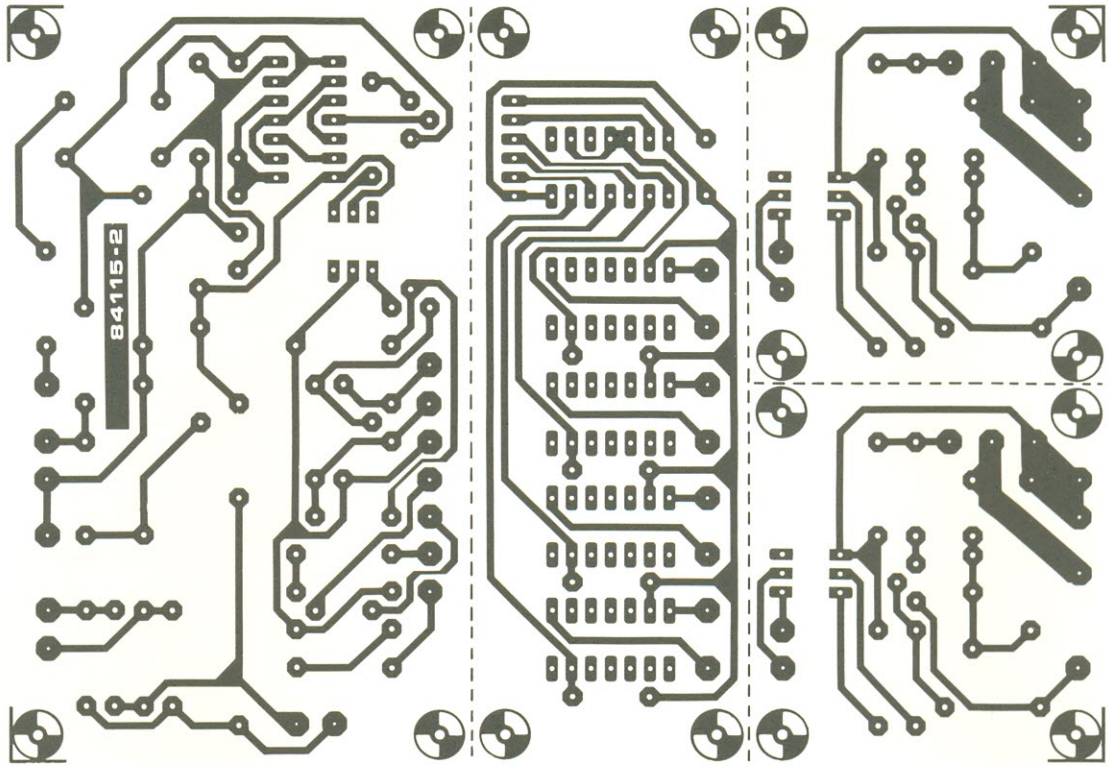


figura 10 — Placa impressa da etapa de potência; esta pode ser cortada em várias partes, que poderão assim ser instaladas no gabinete do próprio equipamento que vão controlar.

Lista de componentes (placa de potência)

Resistores
R1, R2 — 4,7 M
R3, R17, R17' — 100 k
R4, R5, R9, R14, R14' — 2,2 k
R6, R10, R11 — 820
R7 — 5,6k
R8 — 4,7 k
R12, R12' — 220*
R13, R13' — 120
R15, R15' — 47 k
R16, R16' — 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C2 — 100 µF/16V
C3 — 100 pF
C4 — 10µF/16V
C5 — 470µF/16V
C6 — 100 nF
C7, C7' — 100 nF**

Semicondutores
D1... D6-1N4001
D7, D8 — 6,8 V/ 400 mW (zener)
D9...D13 — 1N4148
T1...T5 — BC547B
T6, T6' — BC 557B
Tri1, Tri1' — TIC263D
IC1 — 4011
IC2, IC4, IC4' — TIL 111
IC3 — 7406

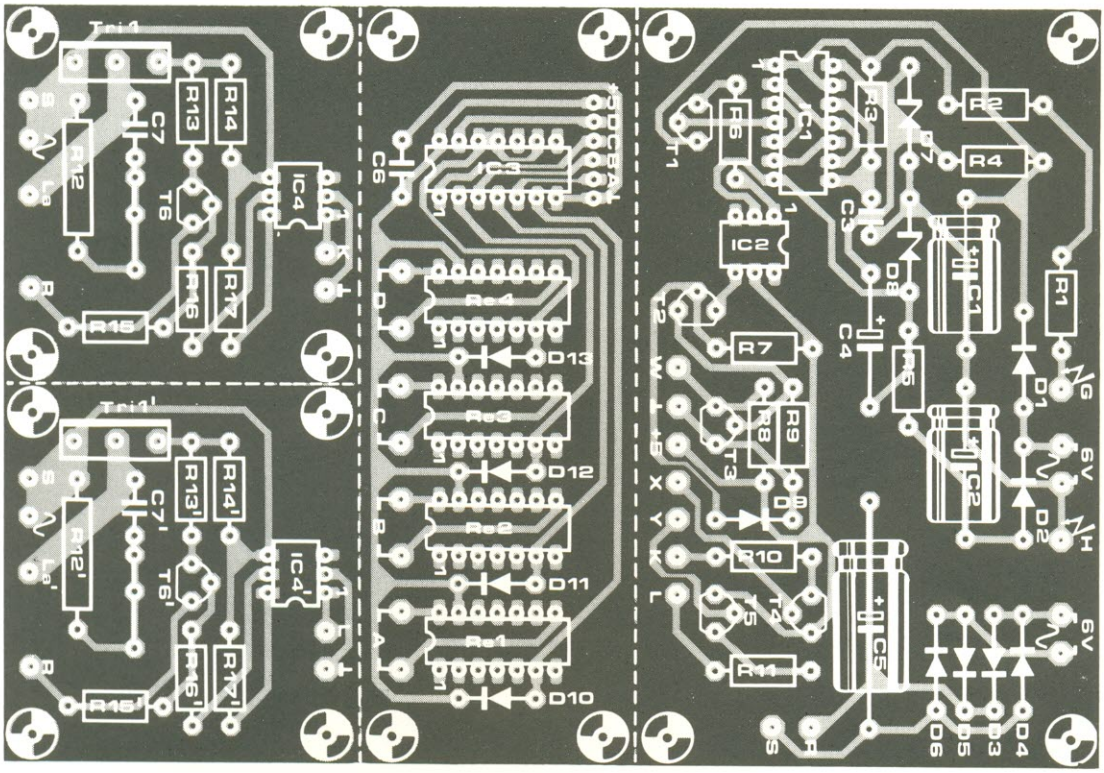
Diversos
Re1...Re4 — relês DIP, 1 pólo NA, bobina 5 V
Tr1-2x6 V, 100 mA
F1 — Fusível lento 50 mA
Porta-fusíveis
Placa nº 84115-2

*1 W para redes de 240 V
** 400 V para redes de 240 V

TABELA 6

```
10 REM control program slide fader
20 DIM P(2):T1=5:A=57856:B=57857:C=57858:AS=10:BS=10
30 PRINTTAB(T1);" main menu :":PRINT
40 PRINTTAB(T1);" 1) setting the fading speed "
50 PRINTTAB(T1);" 2) both lamps on "
60 PRINTTAB(T1);" 3) lamp A on, lamp B off "
70 PRINTTAB(T1);" 4) lamp A off, lamp B on "
80 PRINTTAB(T1);" 5) both lamps off "
90 PRINTTAB(T1);" 6) both lamps coming on "
100 PRINTTAB(T1);" 7) lamp A off, lamp B coming on "
110 PRINTTAB(T1);" 8) lamp A on, lamp B coming on "
120 PRINTTAB(T1);" 9) lamp A coming on, lamp B off "
130 PRINTTAB(T1);"10) lamp A coming on, lamp B on "
140 PRINTTAB(T1);"11) both lamps fading "
150 PRINTTAB(T1);"12) lamp A off, lamp B fading "
160 PRINTTAB(T1);"13) lamp A on, lamp B fading "
170 PRINTTAB(T1);"14) lamp A fading, lamp B off "
180 PRINTTAB(T1);"15) lamp A fading, lamp B on "
190 PRINTTAB(T1);"16) lamp A fading, lamp B coming on "
200 PRINTTAB(T1);"17) lamp A coming on, lamp B fading "
201 PRINTTAB(T1);"18) control of relays "
210 PRINTTAB(T1);"19) Stop.":PRINT:PRINT
220 INPUT" write in choice (1...19)":K
230 IF K>0 AND K<19 GOTO 250
231 IF K=19 THEN END
240 PRINT" invalid value! write in anew! ":PRINT:PRINT:GOTO30
250 ON K GOTO 300,400,500,600,700,800,900,1000,1100,1200
260 ON K-10 GOTO 1300,1400,1500,1600,1700,1800,1900,2000
300 INPUT " write in fading speed of lamp A (1-63):":SA
310 IF SA<1 OR SA>63 THEN GOTO 300
360 POKE A,SA
370 INPUT " write in fading speed of lamp B (1-63):":SB
380 IF SB<1 OR SB>63 THEN GOTO 370
390 POKE C,SB:GOTO 30
400 POKE B,165:GOTO 30
500 POKE B,149:GOTO 30
600 POKE B,169:GOTO 30
700 POKE B,153:GOTO 30
800 POKE B,129:GOTO 30
900 POKE B,137:GOTO 30
1000 POKE B,133:GOTO 30
1100 POKE B,145:GOTO 30
1200 POKE B,161:GOTO 30
1300 POKE B,195:GOTO 30
1400 POKE B,201:GOTO 30
1500 POKE B,197:GOTO 30
1600 POKE B,147:GOTO 30
1700 POKE B,163:GOTO 30
1800 POKE B,131:GOTO 30
1900 POKE B,193:GOTO 30
2000 GOSUB 6000:PRINTTAB(T1);" slide change menu:":PRINT
2010 PRINTTAB(T1);"1) projector A forward "
2020 PRINTTAB(T1);"2) projector A backward "
2030 PRINTTAB(T1);"3) projector B forward "
2040 PRINTTAB(T1);"4) projector B backward "
2050 PRINTTAB(T1);"5) revert to main menu ":PRINT:PRINT
2060 INPUT" write in choice (1...5) ":K
2070 IF K<1 OR K>5 THENPRINT" wrong choice! write a new! ":GOTO2000
2080 ON K GOTO 2100,2300,2500,2700,30
2100 POKE A,(AS+128):GOSUB5000:POKE A,AS:GOTO 2000
2300 POKE A,(AS+64):GOSUB5000:POKE A,AS:GOTO 2000
2500 POKE C,(BS+128):GOSUB5000:POKE C,BS:GOTO 2000
2700 POKE C,(BS+64):GOSUB5000:POKE C,BS:GOTO 2000
5000 FOR X=1TO 25:Y=SIN(X):NEXT X:RETURN:REM delay loop
6000 FOR X=1 TO 24:PRINT:NEXT X:RETURN:REM Clear screen
```

tabela 6 — Este programa de amostra foi escrito para o computador Júnior, mas com o auxílio dos dados fornecidos no artigo poderá ser adaptado a outros micros.



úteis, mas não foram incluídos nos programas exemplificados, a fim de mantê-los numa extensão razoável.

Vamos dar alguns exemplos, começando pelo computador Júnior: imaginando que a lâmpada A deve acender e a B, permanecer apagada, é preciso escrever em IC2 a palavra 1001 0001 (= decimal 145), no endereço E201 (= decimal 57857). A instrução para isso é a seguinte:

POKE 57857, 145

No caso do C64, esse comando seria:

POKE 57089, 145 ou
POKE 56833, 145

Ao programar a velocidade de atenuação e o acionamento dos relês, tenha em mente que estão concentrados em um integrado (IC4 ou IC5). Se os relês não forem necessários, as coisas serão mais simples: bastará escrever, através de um comando POKE, um número decimal entre 1 e 63 em IC1 (ou IC3). Eis alguns exemplos:
— computador Júnior, lâmpada A, velocidade de atenuação média:

POKE 57856, 31

— micro C64, lâmpada B, máxima velocidade de atenuação:

POKE 57090, 1

— ZX Spectrum, lâmpada A, velocidade mínima de atenuação:

POKE 65342, 63

Como se pode ver, quanto menor o número, tanto maior a velocidade. Note, porém, que o comando "POKE nnnnn, 0" não é viável, porque nesse caso o contador 1 deixa de operar (veja a figura 2).

Os dois bits de maior valor ficam sempre ao nível "0" com números decimais situados entre 0 e 63. Na tabela 5 pode-se ver como os relês são controlados; quando se deseja ativar o relê A (IC1) ou C (IC3), um nú-

TABELA 7

```
20 DIM (P2) : T1 = 5 : A = 57088 : B = 57089 : C = 57090 : AS = 10 : BS = 10
or
20 DIM (P2) : T1 = 5 : A = 56832 : B = 56833 : C = 56834 : AS = 10 : BS = 10
```

tabela 7 — Adaptação do programa anterior para o C64; somente a linha 20 sofre alterações.

TABELA 8

```
10 REM programmable slide fader
20 POKE 16519,58
30 POKE 16520,132
40 POKE 16521,64
50 POKE 16522,211
60 POKE 16523,0
70 POKE 16524,201
80 POKE 16516,32
90 LET Y = USR 16519
100 POKE 16523,4
110 LET Y = USR 16519
120 POKE 16523,2
125 CLS
130 PRINT " 1) A on, B off "
140 PRINT " 2) A off, B on. "
150 PRINT " 3) A coming on, B fading "
160 PRINT " 4) A fading, B coming on "
170 PRINT " write in choice: "
180 INPUT K
190 IF K=1 THEN LET X=149
200 IF K=2 THEN LET X=169
210 IF K=3 THEN LET X=193
220 IF K=4 THEN LET X=131
230 POKE 16516,X
240 LET Y=USR 16519
250 GOTO 125
```

tabela 8 — Um programa-amostra de menores dimensões demonstra como o circuito pode ser comandado por um ZX81.

TABELA 9

```
10 REM programmable slide fader
15 OUT 65342,32
16 OUT 65470,32
20 PRINT " 1> A on, B off "
30 PRINT " 2> A off, B on "
40 PRINT " 3> A coming on, B fading "
50 PRINT " 4> A fading, B coming on "
55 PRINT " 5> setting of fading speed "
56 PRINT " 6> Stop. "
60 INPUT " write in choice: "
90 IF K=1 THEN LET X=149
100 IF K=2 THEN LET X=169
110 IF K=3 THEN LET X=193
120 IF K=4 THEN LET X=131
125 IF K=5 THEN GOTO 150
126 IF K=6 THEN STOP
130 OUT 65406,X
135 CLS
140 GOTO 20
150 INPUT " write in fading speed of lamp A (1-63): ";SA
155 OUT 65342,SA
160 INPUT " write in fading speed of lamp B (1-63): ";SB
170 OUT 65470,SB
175 CLS
180 GOTO 20
```

tabela 9 — Mais um programa-amostra, agora demonstrando o controle através do ZX Spectrum.

mero decimal entre 129 e 191 deve ser selecionado. O número correto é calculado somando-se 128 ao valor da velocidade de atenuação desejada. Assim, a instrução no primeiro dos exemplos anteriores ficaria deste jeito:

POKE 57856, 159

Novamente de acordo com a tabela, se apenas o relê B deve ser acionado, basta somar 64 à velocidade de atenuação escolhida. E se tanto o A como o B devem operar, acrescenta-se 192 à velocidade. Em todos os casos, os números decimais 0, 64, 128 e 192 são "proibidos", porque nesses casos os bits 0...5 ficam em nível baixo, inibindo o gerador de *clock*.

Na tabela 6 temos um programa controlado por menu escrito especialmente para os micros Júnior e C64, que permite ler ou programar as várias funções do circuito pela introdução de números de código. A listagem adapta-se perfeitamente ao Júnior, pedindo uma alteração na linha 20 se for usada para o C64 (veja a tabela 7). As linhas 10...1900 podem ser explicadas por tudo o que já foi exposto até aqui; o restante determina o controle automático dos relês.

As tabelas 8 e 9, por fim, fornecem breves programas de amostra para o ZX81 e o Spectrum, na ordem; foram incluídos para demonstrar a diferença de programação entre eles e os outros dois. Como o anterior, esses dois programas também são controlados por menu, sendo um pequeno no caso do ZX81 e dois deles para o Spectrum. As linhas 20...80 da tabela 8 possibilitam o *"poking"* de rotinas em linguagem de máquina na memória, na faixa da linha REM (linha 10, que é portanto alterada antes da primeira rodagem do programa). As linhas 20...40 carregam o acumulador A do processador com o conteúdo do endereço decimal 16516. As linhas 50...60, por sua vez, fazem com que esse conteúdo seja levado ao barramento de dados, enquanto as linhas 70...80 contém o comando RETURN. Note que a função do usuário está explicada no manual de Basic do ZX81 (e de seus compatíveis), assim como o comando OUT aparece no manual de Basic do Spectrum (e similares).

Observações finais

Antes de por o circuito para funcionar, é preciso calibrar os trimpots P1 e P2. O teste do circuito deve ser efetuado, obrigatoriamente, com cargas resistivas, mesmo que na prática ele vá controlar cargas indutivas (como motores, por exemplo). Começa-se, então, posicionando P1 e P2 a meio curso; o ajuste de P1 determina a velocidade de atenuação e isto é uma questão de gosto pessoal.

Já o trimpot P2 deve ser calibrado com o auxílio de um frequencímetro ou osciloscópio, de modo que faça o oscilador N9 trabalhar em 25,6 kHz — isto, para redes de 50 Hz; para outras frequências de rede, é preciso aplicar a fórmula

$$f_o = 512 f_m \text{ Hz},$$

onde f_o é a frequência do oscilador e f_m, a frequência da rede. Mas esse trimpot também pode ser ajustado visualmente, de modo que uma lâmpada que esteja apagando progressivamente por exemplo, só apague realmente no final do processo.

Se o circuito for controlar motores, talvez seja necessário reajustar ligeiramente P2 após os testes. E caso torne-se impossível ajustar P2 nas frequências indicadas, o problema provavelmente estará na diferença dos limiares de disparo de uma marca para outra de CIs; o remédio, então, será aumentar ou reduzir o valor de C6, por tentativa e erro.

Com as informações fornecidas neste artigo, é perfeitamente possível utilizar o circuito juntamente com outros computadores do mercado, além dos mencionados. Basta, antes de mais nada, analisar cuidadosamente a documentação e manuais dos mesmos; em termos operacionais, são necessários quatro endereços livres e a pinagem do conector de expansão. A programação poderá ser desenvolvida com o auxílio dos programas e dicas aqui fornecidos. ◀

Anatomia da gravação digital do áudio

1ª parte

Vem aí uma nova era para a gravação magnética. Através do sistema DAT** (Digital Audio Tape), **os japoneses esperam substituir em breve toda a atual tecnologia dos gravadores cassete — oferecendo em troca um equipamento de altíssima fidelidade, virtualmente imune a ruídos e com uma infinidade de recursos operacionais. É o que veremos nesta matéria em duas partes, estruturada como uma entrevista.

1. FUNDAMENTOS

• *O que é DAT?*

DAT é a sigla de *Digital Audio Tape*, que deu nome a um novo sistema de gravação/reprodução, constituído por fitas especialmente formuladas e um equipamento próprio para o tratamento digital do áudio. Comparado aos sistemas analógicos existentes, o DAT é superior em qualidade sonora, desempenho e recursos; espera-se que ele venha a ser o núcleo tecnológico da era digital do áudio, juntamente com os discos compactos a laser (veja a tabela 1). Assim como os CDs (compact disks) estão tomando o lugar dos LPs analógicos, antecipa-se que as fitas DAT serão, a longo prazo, as sucessoras das atuais fitas cassete.

• *Como é feita a gravação no sistema DAT?*

Em primeiro lugar, o sinal de áudio é amostrado a uma freqüência de 48 kHz. Em seguida, o nível de cada uma dessas 48 mil amostras por segundo é digitalizado em palavras de 16 bits, dando origem a 65536 possibilidades diferentes ($2^{16} = 65536$). Em outras palavras, se o menor nível sonoro do sinal assumir o valor "1", o maior deles deverá receber o valor "65536". Trata-se, em suma, de uma normal conversão A/D de 16 bits, para gravar o sinal na fita sob a forma de dígitos binários. A figura 1 ilustra o processo e o compara à gravação analógica convencional.

• *Como é feita a reprodução do sinal gravado?*

Utiliza-se simplesmente o processo inverso, através de um conversor D/A e um filtro passa-baixas, que dá origem a um sinal analógico idêntico ao original (veja novamente a figura 1).

• *Por que a gravação analógica é inferior ao sistema DAT?*

No método analógico de gravação, o sinal de áudio é registrado diretamente na fita, sob a forma de variações magnéticas. Essas mesmas variações são depois captadas e amplificadas, na hora da reprodução. A qualidade do som, então, é inevitavelmente influenciada pelas características da fita e pelo desempenho das cabeças de gravação/reprodução e do gravador como um todo. Tecnicamente falando, o sistema analógico apresenta as seguintes desvantagens:

— Faixa dinâmica estreita, ou seja, não permite a reprodução de uma ampla gama de níveis de sinal;
— O ruído inerente às fitas analógicas aumenta toda vez que são copiadas;
— As características de freqüência variam de acordo com o nível de gravação (os agudos ficam distorcidos com níveis elevados ao gravar);
— Não é adequado à gravação de baixas freqüências;

tabela 1 — Conversão das fontes de programa (de analógico para digital).

	Analógico →	digital	observações
rádio e teledifusão	transmissão AM/FM		Experimentos com a transmissão via satélite de modalidade B, com elevada qualidade sonora (frequência de amostragem de 48 kHz, 16 bits)
	transmissão de TV		
		som na transmissão via satélite (modalidade A) — a imagem é transmitida analogicamente	
discos	LPs		O sinal de áudio do Laservision é gravado digitalmente, como o do CD O CDV é um disco de 12 cm (como o CD), com 20 m de som digital e 5 m de animação
		CD (disco laser)	
		Som dos discos tipo Laservision (LDD) — imagem reproduzida analogicamente	
		CDV (CD c/vídeo)	
fitas	cassetes de áudio		A DAT permite gravação/reprodução digital com uma fita exclusiva A fita DAT atual usa duas cabeças em um cilindro giratório (daí o nome R-DAT)
		sistema digital de gravação/reprodução por uma combinação de VCR e processador PCM	
		som do vídeo 8 mm (PCM)	
		DAT (fita de áudio digital)	

— Exibe maior distorção, de modo geral.

É claro que todos esses problemas têm sido minimizados com o passar do tempo, mas os técnicos concordam que na forma analógica o sistema já atingiu o máximo desempenho possível.

• *Quais são as características da gravação digital?*

— Em primeiro lugar, a resposta em freqüência é plana por todo o espectro audível;
— A faixa dinâmica é bastante ampla, atingindo praticamente a da audição ao vivo;
— O ruído inerente da fita foi eliminado;
— E, o que é mais importante, não apresenta deterioração do sinal, não importa quantas vezes a fita seja tocada e/ou copiada; a qualidade sonora, garantem os fabricantes, é sempre igual à dos discos compactos a laser.

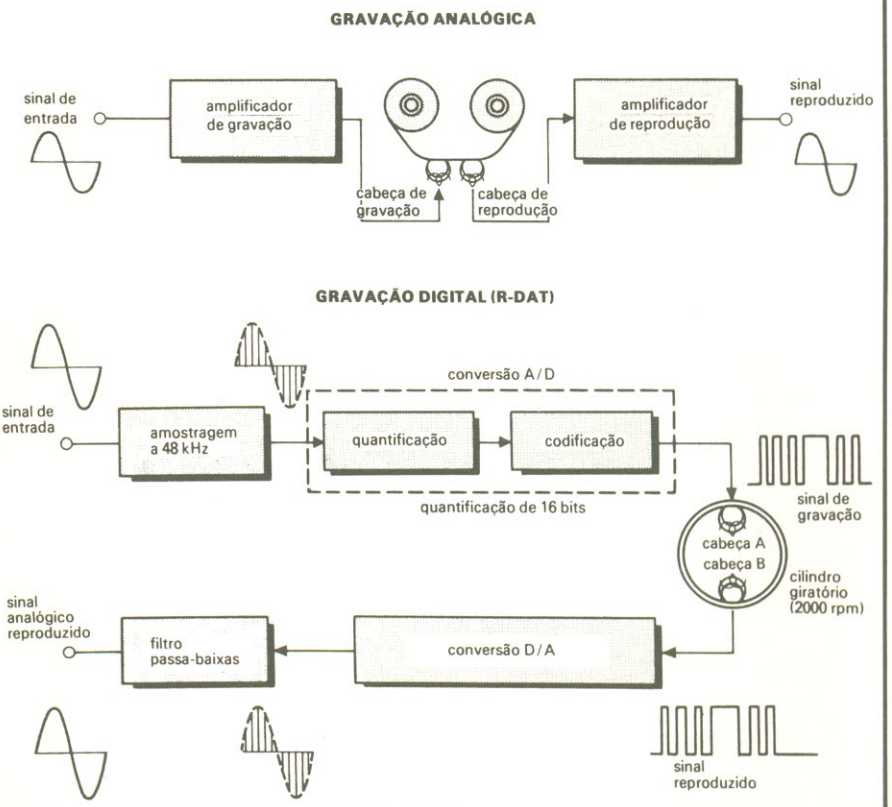
• *Quais as diferenças entre o sistema DAT de gravação e o dos aparelhos de videocassete, que empregam processadores PCM?*

Não há diferenças em termos de resultado, mas diferem no formato e padrão de gravação e no tipo de equipamento, além de no desempenho e operacionalidade (veja a tabela 2 e a figura 2). Sempre que um VCR e um processador PCM *(Pulse Code Modulation* ou modulação por codificação em pulsos) são combinados, o sinal de áudio é convertido em digital através do processador, sendo depois formatado como sinal de vídeo para ser gravado e reproduzido pelo VCR. Comparando-se os dois processos, o DAT resulta superior em formato de gravação, desempenho, funções e operacionalidade.

• *E as diferenças entre o DAT e o sistema PCM do vídeo 8 mm?*

As coisas aqui são diferentes, pois o som digitalizado do sistema 8 mm ocupa uma pista separada (a imagem é gravada analogicamente). Mas como essa pista foi originalmente concebida para permitir a gravação do som da TV ou imagens de apoio, sua qualidade é inferior à do sistema DAT (veja a tabela 3).

figura 1 — Comparação entre os sistemas analógico e digital (R-DAT) de gravação/reprodução do áudio.



	DAT (R-DAT)	processador PCM
canais disponíveis	2	2
frequência de amostragem	48 kHz	44,056 kHz
quantificação	16 bits (linear)	14/16 bits
codificação	binária	binária
resposta em frequência	2 Hz/22 kHz	2 Hz/20 kHz
faixa dinâmica	96 dB ou mais	24 dB, 96 dB ou mais
fator de distorção	0,005% ou menos	0,01 a 0,005%
tempo de gravação	120 m (modalidade básica)	300 m (fita Beta III) ou 480 m (fita VHS 3)
velocidade da fita	8,15 mm/s (modalidade básica)	40mm/s (Beta I); 13,3 mm/s (Beta III); 33,35 mm/s (VHS padrão)
velocidade relativa	3,133 m/s	6,973 mm/s (Beta I); 7 m/s (Beta III); 5,8 m/s (VHS)
largura da fita	3,81 mm (fita DAT exclusiva)	12,65 mm (Beta) 12,64 mm (VHS)
dimensões do cassete (LxPxA)	73 x 54 x 10,5 mm	156x96x25 mm (Beta) 188x104x25 mm (VHS)
cilindro padrão	30 mm	74 mm (Beta II) 33,35 mm (VHS)
rotação do cilindro	2000 rpm	1800 rpm (Beta e VHS)
ângulo de enrolamento da fita	90°	180° (Beta e VHS)
ângulo de azimute das cabeças	±20°	±7° (Beta II) ±6° (VHS)
observações	gravação/reprodução digital empregando fitas e equipamento DAT	gravação/reprodução digital usando um VCR e um processador PCM

tabela 2 — Diferenças entre o sistema DAT e o combinado VCR/processador PCM

• *Quais são, então, as principais vantagens do DAT?*

— Antes de mais nada, o som, que é equivalente ao dos CDs;

— O cassete é menor que o convencional e permite até duas horas de programa contínuo, na modalidade básica (em uma modalidade especial, chega a permitir 4 horas de gravação/reprodução);

— Funções de avanço/retrocesso acelerado e procura de faixas mais rápidas e precisas que o convencional;

— A qualidade sonora não é deteriorada quando a fita é copiada;

— Suas especificações básicas prevêem possibilidades futuras, como a expansão de funções utilizando subcódigos, por exemplo.

• *Que mais poderia ser acrescentado para definir o novo sistema?*

— Sua faixa dinâmica, como já dissemos, é bastante extensa, ultrapassando 96 dB — quase equivalente à de uma audição ao vivo;

— Na gravação digital, a qualidade do som melhora sensivelmente com a elevação da frequência de amostragem e do número de quantificação. No sistema DAT, esses parâmetros correspondem a 48 kHz e 16 bits, respectivamente, possibilitando uma resposta plana entre 5 Hz e 22 kHz — superior até mesmo à resposta de agudos dos CDs;

— O chiado da fita também foi eliminado e a relação sinal/ruído, aumentada;

— A separação entre canais é excelente, chegando a igualar os valores do CD;

— No caso de perda de partes do sinal, na fita, o sistema prevê compensações e correções, de forma que não haja interrupção ou distorção do que foi gravado (recurso que os CDs também possuem);

— As características de gravação não são alteradas, mesmo com flutuações do nível gravado; por fim, inexiste também o ruído de modulação da fita.

• *Como ficaria uma comparação direta entre um cassete DAT e um cassete convencional?*

Essa comparação está resumida, em seus principais parâmetros, na tabela 4. Poderíamos acrescentar que a velocidade de avanço/retrocesso da fita, no DAT, é 200 vezes maior que a de reprodução normal (contra apenas 20 vezes da fita comum). É interessante observar, além disso, a grande diferença entre as velocidades normais de reprodução (8,15 mm/s contra 4,8 cm/s), que resulta em uma boa economia de material (e também de custo, portanto).

• *O que mais pode ser dito sobre o cassete DAT?*

Bem, em primeiro lugar ele foi projetado especialmente para esse sistema e não é compatível com os equipa-

figura 2 — Comparação entre os sistemas de gravação/reprodução DAT e PCM.

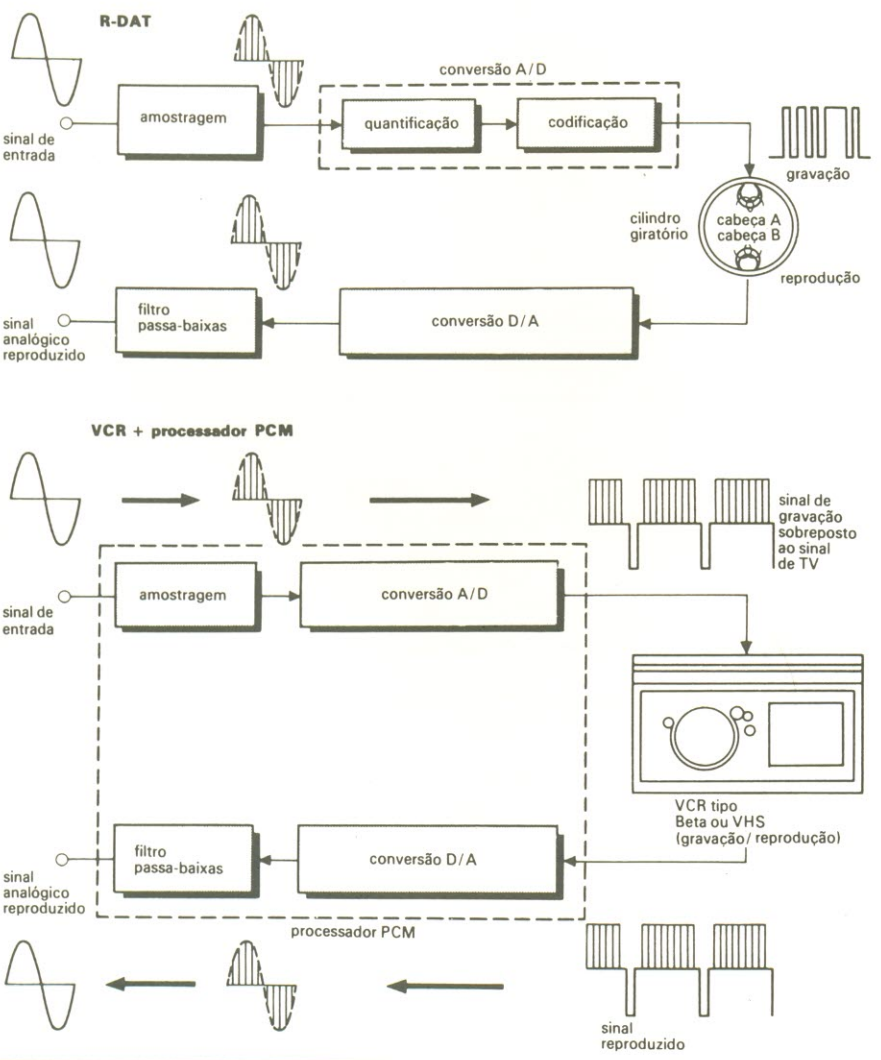


tabela 3 — Diferenças entre DAT e o vídeo 8 mm

	DAT (R-DAT)	PCM do vídeo 8 mm (som)
canais disponíveis	2	2
frequência de amostragem	48 kHz	31,5 kHz
quantificação	16 bits (linear)	8 bits (não linear)
codificação	binária	binária
resposta em frequência	2 Hz/22 kHz	20 Hz/15 kHz
faixa dinâmica	96 dB	80 dB (relação S/R, com redução de ruído)
fator de distorção	0,005%	1% ou menos
tempo de gravação	120 m (modalidade básica)	120 m (modal. SP) 240 m (modal. EP)
velocidade da fita	8,15 mm/s (modalidade básica)	14,345 mm/s
velocidade relativa	3,133 m/s	3,8 m/s
largura da fita	3,81 mm (fita DAT exclusiva)	8 mm (fita de vídeo)
dimensões do cassete (LxPxA)	73 x 54 x 10,5 mm	95 x 62,5 x 15 mm
cilindro padrão	30 mm	40 mm
rotação do cilindro	2000 rpm	1800 rpm
ângulo de azimute	±20°	+10°
ângulo de enrolamento da fita	90°	221° (quando usado como fita de PCM)
observações	gravação/reprodução digital empregando fitas e equipamento DAT	no caso de gravação multi-digital, quando todas as pistas de imagem divididas em 6 partes são utilizadas na gravação digital

mentos analógicos. Suas principais características podem ser encontradas na tabela 5; a figura 3 faz um confronto entre os vários cassetes existentes e a figura 4 mostra um pouco da estrutura externa de um cassete R-DAT. Ele se parece mais com um videocassete, incluindo até uma tampa frontal que protege a fita contra poeira, impressões digitais e arranhões; tudo isso, para ajudar a manter intacto o sinal digital registrado. É bom ressaltar, por fim, que o período de gravação de 2 horas é o limite com a fita atual, que tem 13 micra de espessura; com fitas ainda mais finas, no futuro, esse período deverá aumentar.

• *Existe também o sistema S-DAT; qual a diferença entre ele e o R-DAT?*

Essa nova tecnologia dividia-se, logo que surgiu, em duas tendências: S-DAT, que empregava cabeças estacionárias, e R-DAT, com duas cabeças implantadas em um cilindro rotativo. No primeiro método, a velocidade relativa da fita era determinada de forma que o sinal digital pudesse ser gravado enquanto os elementos magnéticos internos das cabeças eram chaveados. O segundo método adotou um princípio semelhante ao dos gravadores de vídeo, onde a velocidade relativa fita/cabeça é aumentada fazendo com que o cilindro gire a uma velocidade bem maior que a da fita que passa por ele. Feitas as comparações de desempenho, os vários fabricantes decidiram adotar o R-DAT para aplicações gerais, pois supera o S-DAT em tempo de gravação, economia e tamanho.

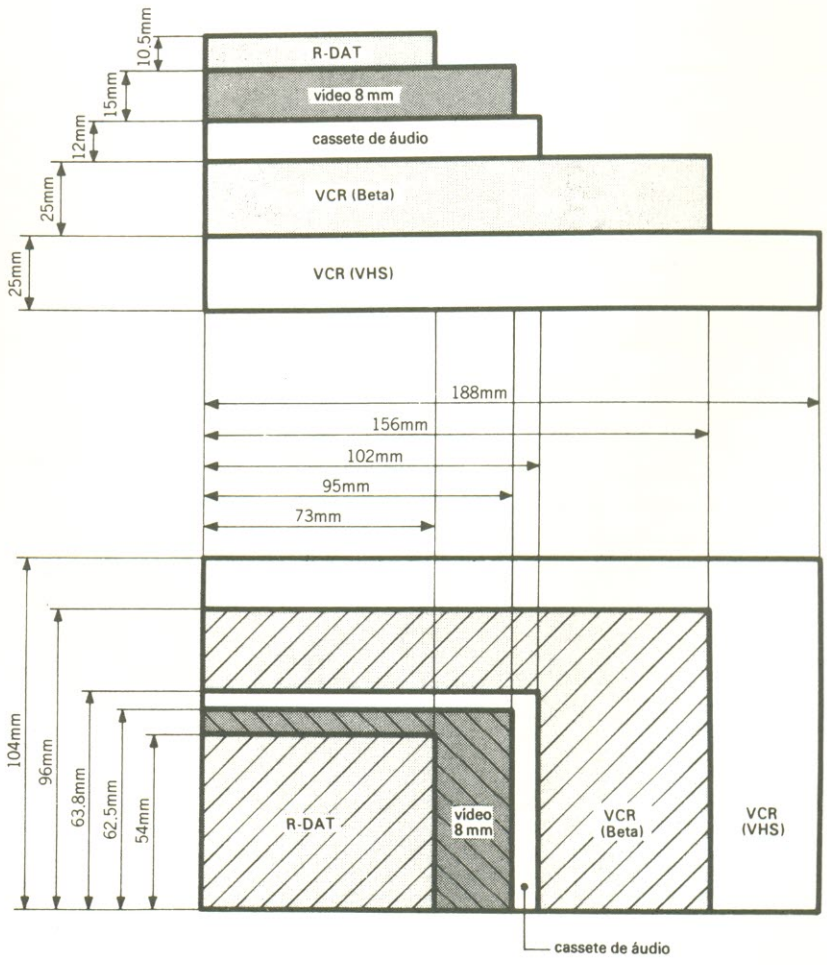
tabela 4 — Diferenças entre DAT e o cassete convencional

	DAT (R-DAT)	cassete de áudio
canais disponíveis	2	2
frequência de amostragem	48 kHz (modalidade básica)	–
quantificação	16 bits (linear)	–
resposta em frequência	2 Hz/22 kHz	25 Hz/20 kHz (com fita de metal)
faixa dinâmica	96 dB ou mais	50/60 dB (c/redução de ruído)
fator de distorção	0,005% ou menos	0,5%
irregularidade de rotação	abaixo do limite mensurável	aproxim. 0,018%
tempo de gravação	2 horas (modalidade básica)	2 horas, no máximo (pista dupla)
largura da fita	3,81 mm	3,81 mm
velocidade da fita	8,15 mm/s (modalidade básica)	aproxim. 4,8 cm/s
largura das pistas	13,591 µm	600 µm
fita utilizada	metálica	metálica ou evaporada
dimensões do cassete (LXPXA)	73 x 54 x 10,5 mm	102,4 x 63 x 12 mm

tabela 5 — Especificações técnicas da fita DAT

parâmetro \ modalide da pista	pista normal		pista ampliada
	velocidade normal	meia velocidade	
largura da fita	3,81 mm		
velocidade da fita	8,15 mm/s	4,075 mm/s	12,225 mm/s
passo da pista	13,591 µm		20,41 µm
ângulo da pista	6°22'59,5''		6°23'29,4''
azimute da cabeça		±20°	
largura efetiva de gravação		2,613 mm	
largura opcional da pista		0,4 mm	
substância magnética	metal		
freio dos carretéis	intertravado com a tampa frontal		
trava da régua lateral	opção para 2 posições (fechada e aberta)		
tempo de gravação c/fita de 13 µm	120 m	240 m	80 m
dimensões	73 x 54 x 10,5 mm (largura x profundidade x altura)		

figura 3 — Comparação entre os diversos tipos de fita cassete.



• *Quais são os padrões estabelecidos para o sistema R-DAT?*

Ele está sub-dividido em seis formatos ou modalidades, como se vê na tabela 6. Quatro dessas modalidades prestam-se a gravação/reprodução e duas apenas reproduzem fitas pré-gravadas (V e VI). De olho no futuro, três das quatro primeiras modalidades já estão prevendo:
— Gravação digital do som de TV transmitido via satélite (BS-2);
— Gravação/reprodução por períodos mais longos (4 horas, no máximo);
— Gravação/reprodução em 4 canais.

• *Algo mais pode ser adiantado sobre as modalidades exclusivas para fitas pré-gravadas?*

Como já dissemos, os fabricantes garantem que a qualidade sonora das fitas DAT equivale à dos discos compactos a laser. As fitas pré-gravadas desse tipo empregam uma frequência de 44,1 kHz (e não de 48 kHz), idêntica à dos CDs — a fim de permitir que os fabricantes produzam simultaneamente fitas DAT pré-gravadas e discos compactos. Além disso, essas fitas poderão ser encontradas em duas versões: pista normal e pista ampliada, esta com velocidade da fita uma vez e meia maior que o padrão, permitindo assim 80 minutos de programa, no máximo.

No próximo número veremos o equipamento DAT por dentro e todos os seus recursos operacionais.

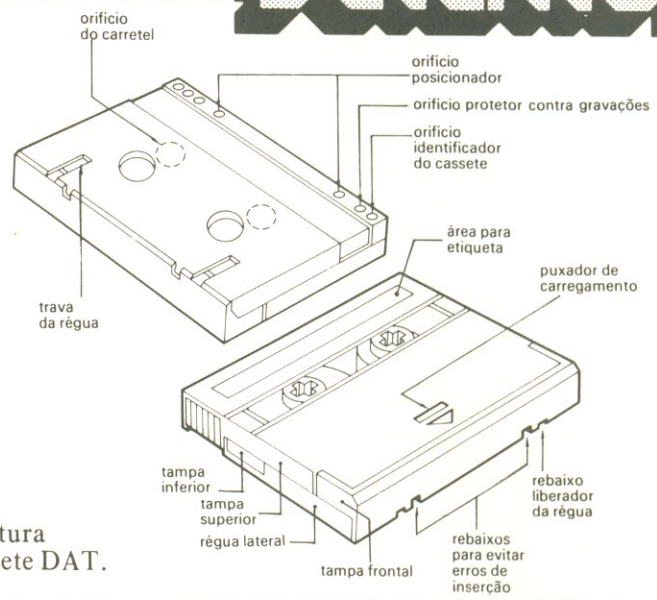


figura 4 — Estrutura típica de um cassete DAT.

tabela 6 — Comparação entre modalidades do sistema R-DAT

modalidade / parâmetro	mod. I	mod. II	mod. III	mod. IV	mod. V	mod. VI
	mod. básica	opção 1	opção 2	opção 3	fita pré-gravada	
		compatível com transmissão via satélite de modalidade A	período ampliado	4 canais	pista normal	pista ampliada
canais disponíveis	2	2	2	4	2	2
frequência de amostragem	48 kHz	32 kHz	32 kHz	32 kHz	44,1 kHz	
quantificação	16 bits (linear)	16 bits (linear)	12 bits (não linear)	12 bits (não linear)	16 bits (linear)	
velocidade de transmissão	2,46 Mb/s	2,46 Mb/s	1,23 Mb/s	2,46 Mb/s	2,4 Mb/s	
capacidade de sub-código	273,1 kb/s	273,1 kb/s	136,6 kb/s	273,1 kb/s	273,1 kb/s	
sistema de modulação	conversão 8 — 10				conversão 8 — 10	
sistema de correção de erros	"Reed Solomon", duplo				"Reed Solomon", duplo	
sistema de localização de pistas	ATF por área dividida				ATF por área dividida	
largura da fita	3,81 mm				3,81 mm	
espessura da fita	13 µm				13 µm	
fita utilizada	pó metálico					óxido
velocidade da fita	8,15 mm/s	8,15 mm/s	4,075 mm/s	8,15 mm/s	8,15 mm/s	12,25 mm/s
velocidade relativa	3,133 m/s	3,133 m/s	1,567 m/s	3,133 m/s	3,133 m/s	3,129 m/s
especificações do cilindro	30 mm, 90° enrolamento				30 mm, 90° enrolamento	
rotação do cilindro	2000 rpm	2000 rpm	1000 rpm	2000 rpm	2000 rpm	
passo da pista	13,591 µm			13,591 µm		20,41 µm
ângulo da pista	6°22'59,5"			6°22'59,5"		
azimute da cabeça	±20°				±20°	
tempo de gravação: (c/ fita de 13 µm) (c/ fita de 10 µm)	120 m 180 m		240 m 360 m	120 m 180 m	120 m 180 m	80 m 120 m
dimensões do cassete (L x P x A)	73 x 54 x 10,5 mm				73 x 54 x 10,5 mm	
observações	para uso geral em gravação/reprodução e fitas pré-gravadas para fins específicos, pode-se selecionar outras especificações no formato padrão, a frequência de amostragem é de 48 kHz é possível gravar digitalmente a modalidade B de transmissão do som via satélite	compatível com a modalidade A de transmissão via satélite (som de TV)	projetada para gravar o som da transmissão alemã via satélite. Com a velocidade da fita reduzida à metade, pode-se gravar por 4 horas seguidas	permite a gravação em 4 canais	para uma melhor produtividade dos fabricantes de fitas pré-gravadas, adotou-se aqui a mesma frequência de amostragem dos CDs (44,1 kHz)	

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "Míni-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

- Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
- Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
- Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
- A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
- Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Elektor — Av. Ipiranga, 1100, 9º andar
CEP 01040 — São Paulo — SP

Troco esquemas e informações técnicas sobre áudio e instrumentos musicais eletrônicos – Manoel Eduardo da Silva; R. Barão do Triunfo, 47, Salvador, BA, CEP 40450.

Vendo coleção de revistas Nova Eletrônica do nº 4 ao 110 (exceto o 16, 87, 97 e 106) e muitos livros de engenharia eletrônica (a maioria importados, em inglês) – sra. Oneide Pereira; R. Guaricana, 367, Curitiba, PR, CEP 81500, fone (041) 266-8528.

Compro CI da família ECL 10116 e também o MS3380; troco o ICL 7106 por um dos dois e aceito oferta de substitutos – João Leite da Silva Neto; Praça D. Pedro II, nº 3-59, Bauru, SP, CEP 17015.

Compro osciloscópio de 2ª mão ou com defeito, CI LM318 ou LM 218, projetos, memórias, interfaces, esquemas etc. das linhas Apple, PC, Macintosh, MSX e TK. E desejo me corresponder com interassados em trocar informações técnicas, peças, utilitários, aplicativos e serviços a respeito desses micros – Geremias; caixa postal 68540, Rio de Janeiro, RJ, CEP 21945.

Vendo e troco diagramas de transmissores de FM para vários quilômetros assim como de vários outros aparelhos eletrônicos; também esquemas e manuais de micros MSX, Apple, CP500, Spectrum e outros. Desejo manter contato com pessoas ligadas ao *hardware* e *software* da linha MSX – Ricardo José Leão de Lima; caixa postal 415, Campina Grande, PB, CEP 58100, fone (083) 321-7296.

Monto e projeto instrumentos de medição por ultra-som, além de medidores vasculares, de fluxo, camadas ou densidade – Ken; fone (011) 495-3797.

Compro as seguintes edições da revista Nova Eletrônica: 1 a 4, 12, 13, 21, 24, 25, 29, 83, 93, 103 – James Magalhães; R. Vale Machado, 1210, apto. 12, Santa Maria, RS, CEP 97100.

Vendo coleção INPUT até o último número lançado, com 20% de desconto sobre o preço atual, incluindo as capas – Adão Silveira; Av. Andarai, 25/22, Porto Alegre, RS, fone (051) 41-8147.

ME-34

Fotolito MILANI S/C-LTDA.

Serviço especializado para CIRCUITOS IMPRESSOS.

EXECUTAMOS:

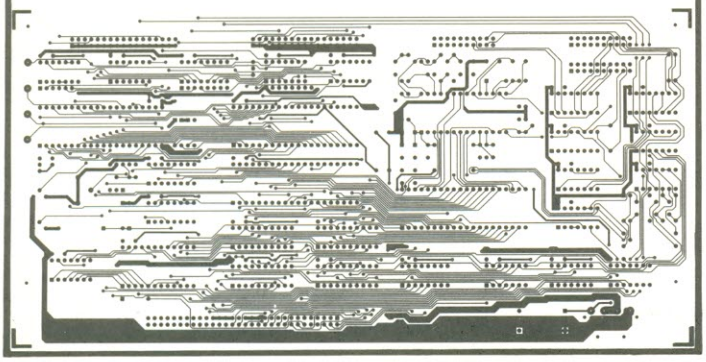
REDUÇÕES, AMPLIAÇÕES, CONTATOS, DESENVOLVIMENTO, FOTOLITO DIRETO DA PLACA FACE SIMPLES E DUPLA FACE.

PRAZO DE ENTREGA:

DE 24 À 36 HORAS.

** PARA MAIORES IMFORMAÇÕES CONSULTE NOSSOS TÉCNICOS.*

RUA MOTTA PAES, 213 - V. IPOJUCA - LAPA - S.P.
TELS.: 872-7561 - 263-4166 [TRONCO CHAVE]



GERADOR ELETRÔNICO (Inversor - Power Verter)

De 150VA à 20KVA., em onda quadrada e senoidal também com saída regulada praticamente sem distorção harmônica.
Fabricamos sob encomenda inversores com qualquer entrada, saída, freqüência e potência, com ou sem carregador de bateria automático para as mais diversas aplicações, inclusive UPS (energia ininterrupta), conversores de freqüência, fontes comuns e chaveadas.

CIRCUITO IMPRESSO

Faça você mesmo seu circuito impresso. Temos para pronta entrega todo material em qualquer quantidade. Completa linha para confecção do fotolito, para sensibilização, gravação, corrosão e acabamento com prata e verniz antioxidante. Únicos no País. Método fotográfico e prático.
Atendemos todo Brasil, via reembolso aéreo.

DISCOVERY ELETRÔNICA LTDA.
RUA AMAZONAS DA SILVA, 378
FONES: 264-0334 e 264-1929
02051 — SÃO PAULO

LIVROS PETIT

CIRCUITOS DE MICROS
- *Apple-TK-CP-IBMPC* ..... Cz$ 470,00

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA
- *Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL* ..... Cz$ 360,00

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO
- *Micro de bancada, p/ prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina* ..... Cz$ 318,00

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES
- *Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odissey* ..... Cz$ 280,00

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES
- *Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE* Cz$ 280,00

ELETRÔNICA DIGITAL
- *Teoria e Aplicação* ..... Cz$ 180,00

APRENDENDO ELETRÔNICA ..... Cz$ 210,00

TRANSMISSOR E GERADOR DE RF ..... Cz$ 350,00

TELEVISÃO
- *Teoria e Consertos-Cores/PB* ..... Cz$ 230,00

TV-CORES E PRETO E BRANCO - CONSERTOS
- *Com esquemas dos modelos estudado* . Cz$ 240,00

RÁDIO - Teoria e Consertos
- *Cis de Audio, FM, AM, OC, HI-FI, Estéreo* Cz$ 250,00

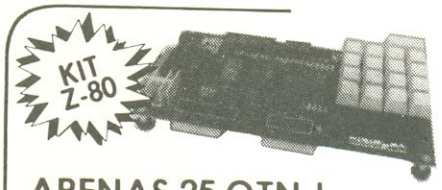
SILK-SCREEN - *P/Eletrônica, camiseta, chaveiros, adesivos, etc* ..... Cz$ 150,00

NOÇÕES DE ELETROTÉCNICA PRÁT. ..... Cz$ 310,00

REFRIGERAÇÃO E AR CONDICIONADO TEORIA PRÁTICA E DEFEITOS . Cz$ 310,00

Atendemos pelo reembolso postal, com despesas postais por conta do cliente, pedidos mínimos de Cz$ 20,00. Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.
CAIXA POSTAL 8414 – AG. CENTRAL
01051 – SÃO PAULO – SP
Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2º - cj. 208 - SP
CEP 01317 – Fone: (011) 36-7597



APENAS 25 OTN !

CHAME A DIGIPLAN

Acompanha manual, teclado c/ 17 teclas, display c/ 6 dígitos, 2K EPROM opcionais, interface paralela e serial

DIGIPLAN
Av. Lineu de Moura, 2050
S. José dos Campos — SP. — Tel (0123) 225970
CEP: 12200 — Caixa Postal: 224

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 227-3277

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 227-3277

A SOLUÇÃO É ... AMPLISON

- Caixa para kit de fonte de alimentação estabilizada
- Caixa para kit de luzes rítimicas e sequenciais
- Caixa para kit de amplificadores mono, stereo e módulo de potencia
- Fornecemos modelos especiais em pequena quantida de, mediante desenho ou amostra
- Prestamos serviços de: zincagem branca, zincagem preta, bicromatização e pintura.
- PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

AMPLISON IND. E COM. LTDA.
Escritório de Vendas e Show Room:
Amplison Representações S/CLtda.
Rua 24 de Maio Nº 188 — Cj. 214
Fone: (011) 223-9442 — SP

COMUNICAÇÃO VIA SATÉLITE

ANTENA PARABÓLICA – TV SATÉLITE AO ALCANCE DOMÉSTICO – Paiva
SATELITE COMMUNICATIONS – 2nd Edition – Prentiss
TROUBLESHOOTING & REPAIRING SATELLITE TV SYSTEMS – Maddox
UNDERSTANDING SATELLITE TELEVISION RECEPTION – Sutphin
SATELLITES TODAY – THE GUIDE TO SATELLITE TELEVISION – Baylin
THE COMPLETE GUIDE TO SATELLITE TV – Clifford
SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS – Maral
TELEVISION DIRECTA POR SATELITE – Mundo Electrônico
THE HOME SATELLITE TV INSTALLATION AND TROUBLESHOOTING MANUAL – Baylin
VIDEO SCRAMBLING & DESCRAMBLING FOR SATELLITE & CABLE TV – Graf
THE HIDDEN SIGNALS ON SATELLITE TV – 2nd Edition – Harrington
THE KU-BAND SATELLITE HANDBOOK – Long
THE SATELLITE TV HANDBOOK – Easton
KU-BAND SATELLITE TV – THEORY, INSTALLATION AND REPAIR – Baylin
LASER SATELLITE COMMUNICATIONS – Katzman
RADIOWAVE PROPAGATION IN SATELLITE COMMUNICATIONS – Ippolito

MÚSICA ELETRÔNICA

EL MODERNO ORGANO ELECTRÔNICO – CIRCUITERIA Y SISTEMAS – Harmosa
LOS ORGANOS ELECTRÔNICOS – Quilez
ELECTRÔNICA Y MÚSICA POP – Goddijn
ELECTRONIC MUSIC SYNTHESIZERS – Horn
BUILD A BETTER MUSIC SYNTHESIZER – Henry
MÚSICA ELECTRÔNICA – Rede
MÚSICA ELECTRÔNICA – Letraublon

RADIOAMADORISMO

MANUAL ARRL 1986 PARA EL RADIOAFICIONADO – A.R.R.L.
SINGLE-SIDEBAND SYSTEMS & CIRCUITS – Sabin
VHF HANDBOOK FOR RADIO AMATEURS – 3rd Edition – Brier/Orr
YAGI ANTENNA DESIGN – Lawson
RADIO DATA REFERENCE BOOK – Jessop
RADIORRECEPTORES – Carr
RECEPTORES CON CIRCUITOS INTEGRADOS – Gueulle
RADIO AFICIONADOS – BANDAS de 27 y 28-30 MHz – Duranton
BEAM ANTENNA HANDBOOK – Orr/Cowan
THE ARRL ANTENNA BOOK – A.R.R.L.
RADIO HANDBOOK – Edicion Española – Orr

MANUAIS

LINEAR DATA BOOK – 1982 – National
SUPPLEMENT LINEAR DATA BOOK – 1984 – National
LOGIC DATA BOOK – 2 Volumes – 1984 – National
LINEAR APPLICATIONS DATABOOK – 1986 – National
TRANSISTOR DATABOOK – 1982 – National
VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK – 1982 – National
MOS MEMORY DATABOOK – 1984 – National
INTERFACE DATABOOK – 1986 – National
SERIES 32000 DATABOOK – 1986 – National
48-SERIES MICROPROCESSORS HANDBOOK – 1980 – National
HYBRID PRODUCTS DATABOOK – 1982 – National
MICROCONTROLLER DATABOOK – 1987 – National
DATA CONVERSION / ACQUISITION DATABOOK – 1984 – National
MICROPROCESSOR PERIPHERAL HANDBOOK – 2 Volumes – Intel

CONSULTE-NOS, TEMOS SEMPRE TÍTULOS NOVOS PUBLICADOS POR EDITORES NACIONAIS OU ESTRANGEIROS.

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz$ 100,00 (VARIG: Cz$ 500,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz$ 10,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 — 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 — Caixa Postal 30.869

DATATRONIX COMPONENTES ELETRÔNICOS M.G. LTDA.
Fábrica: Rod. Fernão Dias, km 888,5
Extrema — M.G.

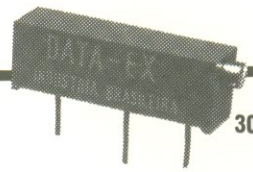
Data Ex

TRIMPOT


3590


3296


3386



3006

Produtos com tecnologia BOURNS®

REPRESENTANTE:
Av. Pacaembú, 746 — 2º andar
São Paulo — SP
Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481


3359

POTENCIÔMETRO DE PRECISÃO

MC
Optoeletrônica

M.C. MICRO CIRCUITOS LTDA.
Vendas
Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481

Conheça a linha atual de led's, display's, barras de led's, infravermelhos, chaves optoeletrônicas, acopladores ópticos (4N25, TIL 111), em constante aprimoramento de tecnologia e desenvolvimento de novos produtos.

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO



Todos os produtos MEGABRÁS levam Certificado de Garantia para 2 anos.

FREQÜENCÍMETROS DIGITAIS
FD 725-250 MHz
FD 726 CT-250 MHz
Com cristal envelhecido e acondicionado em câmara térmica com controle proporcional de temperatura.
Saída padrão de 4 MHz.

MEGABRÁS - INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780
Fone: (011) 511-9888 - São Paulo - SP

LABORATÓRIOS ELETRÔNICOS COMPACTOS

COM UM PEQUENO INVESTIMENTO VOCÊ TERÁ UMA GRANDE FACILIDADE NA REALIZAÇÃO DE EXPERIMENTOS DE ELETRÔNICA ANALÓGICA E DIGITAL. SÃO SEIS VERSÕES DIFERENTES, DE MODO A ATENDER AS NECESSIDADES DE TODOS AQUELES QUE DE ALGUM MODO ESTÃO ENVOLVIDOS COM A ELETRÔNICA.

MINILAB DIGITAL	MINILAB ANALÓGICO
SUPERLAB DIGITAL	SUPERLAB ANALÓGICO
HIPERLAB DIGITAL	HIPERLAB ANALÓGICO

TODAS AS UNIDADES POSSUEM SOQUETES UNIVERSAIS QUE PERMITEM A REALIZAÇÃO DE MONTAGENS SEM USO DE SOLDA E CADA LABORATÓRIO CONTÉM DIFERENTES TIPOS DE DISPOSITIVOS, TAIS COMO:

LINHA DIGITAL	LINHA ANALÓGICA
- ANALISADOR LÓGICO	- VOLTÍMETRO DIGITAL
- FREQUENCÍMETRO	- FREQUENCÍMETRO
- GERADOR DE ONDAS QUADRADAS	- GERADOR DE FUNÇÕES
- TESTE DIGITAL	- TESTE DE SEMICONDUTORES
- CONTADOR/DECODIFICADOR	- CARGA ATIVA
- INDICADORES LÓGICOS	- INDICADORES DE NULIDADE
- CHAVES DE DADOS	- REFERÊNCIAS DE TENSÃO
- ALARME SONORO	- AMPLIFICADOR DE ÁUDIO
- FONTES FIXAS	- FONTES FIXAS/AJUSTÁVEIS

CIRCUITOS IMPRESSOS
CONVENCIONAIS E PROFISSIONAIS
- PROCESSO FOTOGRAFICO
- FUROS METALIZADOS
PROTÓTIPOS E PRODUÇÃO SERIAL
COM ATENDIMENTO RÁPIDO

global

GLOBAL ELETRÔNICA LTDA.
Rua da Glória, 465 - Boa Vista
50.060 - Recife - PE
Fones: (081) 222-1502 / 222-1808
CGC: 09.017.856/0001-44

titronix

O seu distribuidor de confiança

Capacitores eletrolíticos

TOWA

Capacidade: 0,47 a 4.700 μF
Extensão de trabalho: 10v a 450 v.
Tolerância: 20%



TITRONIX
DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO NO BRASIL

titronix

R. Eurico Rangel, 40 — CEP 04602 — Campo Belo — São Paulo —
FONE: 543-4766 Telex: (011) 31889

SONORA INFORMÁTICA Ltda.

REVENDEDOR AUTORIZADO ZIROK VIDEOSAT II

1 — O sistema VIDEO SAT II é composto por:
01 — Antena parabolica AVS 2,4
01 — Receptor VSR-2 ou VSR-3
01 — Conversor VDC-2 ou VBC-3
01 — LNA de 85 graus
01 — Conector LNA/Conversor
Cabos conversor/receptor com 20m Balun

Manuais de instalação

A instalação do sistema VIDEOSAT II e simplificada e pode ser realizada por pessoa sem conhecimento especifico de eletrônica. O refletor da antena em fibra de vidro, o mesmo material utilizado para fazer iates de luxo, carros esportivos, apresente alta durabilidade sendo imune a corrosão como os metais e excelente resistência a choques mecânicos. Sua construção em apenas três petalas propicia montagem rápida e fácil de uma antena de grande desempenho. Os receptores VIDEOSAT II da série VSR tem indicador de sinal eletrônico do tipo "bar-graph" e permitem que uma unica antena seja ligada a vários receptores (VSR-3).

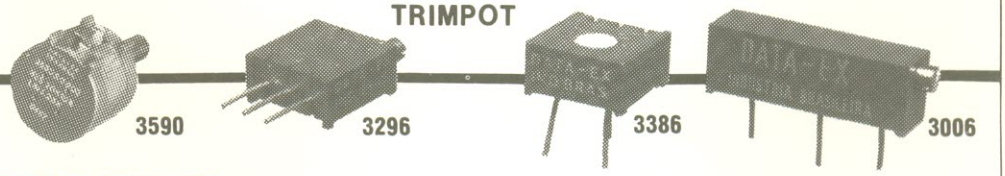
Loja 1 — Rua Santa Ifigenia, 194 — fones: 227-8533/227-8010
Loja 2 — Rua Santa Ifigenia, 313 — fone: 220-0309
Show Room — Rua Santa Ifigenia, 194 1º andar — fone: 227-8790
Escritório de Vendas — fone: 229-7810



Data Ex

DATATRONIX COMPONENTES ELETRÔNICOS M.G. LTDA.
Fábrica: Rod. Fernão Dias, km 888,5
Extrema — M.G.

TRIMPOT



Produtos com tecnologia BOURNS®

REPRESENTANTE:
Av. Pacaembú, 746 — 2º andar
São Paulo — SP
Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481



POTENCIÔMETRO DE PRECISÃO

MC
Optoeletrônica

M.C. MICRO CIRCUITOS LTDA.
Vendas
Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481

Conheça a linha atual de led's, display's, barras de led's, infravermelhos, chaves optoeletrônicas, acopladores ópticos (4N25, TIL 111), em constante aprimoramento de tecnologia e desenvolvimento de novos produtos.

THOR

PC/XT

O nome do PASSADO

O design do PRESENTE

A tecnologia do FUTURO



HARDWARE

GABINETE CENTRAL

Placa central
Microprocessador INTEL 8088 de 16 bits, com clock de 4.77 mhz, memória RAM com 640 kbytes, 8 slots para colocação de placas de expansão, sendo 7 "fullsize" e 1 "halfzise". Soquete para insersão do coprocessador 8087 (opcional). Na configuração básica ficam livres 6 slots, pois 1 é ocupado pela placa controladora de vídeo e o outro pela placa multi-interface.

Placa controladora de vídeo
2 saídas para vídeos com entrada composta, uma de média resolução e outra de baixa resolução, 1 saída RGB, para monitores policromáticos de alta resolução. Gerador de caracteres de vídeo com 256 caracteres no padrão BRASCII e conector para caneta ótica (light-pen).

Placa multi-interface
Controla até dois leitores de disco flexível dupla face e dupla densidade, contém 1 interface paralela no padrão CENTRONICS, 2 saídas seriais sendo a 2º opcional, relógio de tempo real com bateria de back-up e conector para "joystick", mouse.

Fonte de alimentação
A fonte é de 195 watts com capacidade para alimentar o THOR PC/XT em sua expansão máxima. A fonte é chaveada para 110 ou 220 volts.

Teclado
O teclado possui 84 teclas e está no padrão QWERTY, com 15 caracteres de buffer.

PLACAS DE EXPANSÕES

As seguintes placas de expansões poderão ser instaladas no THOR PC/XT:
— controlador de disco rígido.
— placas emuladoras de terminal IBM (HIRMA).
— placa de comunicação remota com mainframe IBM.
— placas de rede local.
— placa GPIB — IEE488.
— conversor AD/DA
— placa EGA.

MONITOR DE VÍDEO

Também fabricado pela ATS Tecnologia nas versões fósforo verde e âmbar

O monitor APOLO II, de 12" monocromático possui controles frontais de brilho e contraste e tela antireflexiva — com entradas composta e RGB.

SUPORTE AO USUÁRIO

Os produtos ATS são fornecidos através de seus revendedores autorizados, que além do auxilio nos projetos das configurações adequadas, estão capacitados a dar suporte necessário ao usuário, tanto em hardware como em software. Sem contar com a garantia de 6 meses, dado pela própria ATS Tecnologia.

COMPATIBILIDADE

THOR foi criado para ser totalmente compatível com a linha IBM-PC*/XT.

ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda
Alameda dos Jurupis, 896
Indianópolis — São Paulo — SP
CEP 04088 — Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS

ATS TECNOLOGIA

SOM EM ALTA FIDELIDADE NOVIK

para você montar



MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.



A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK