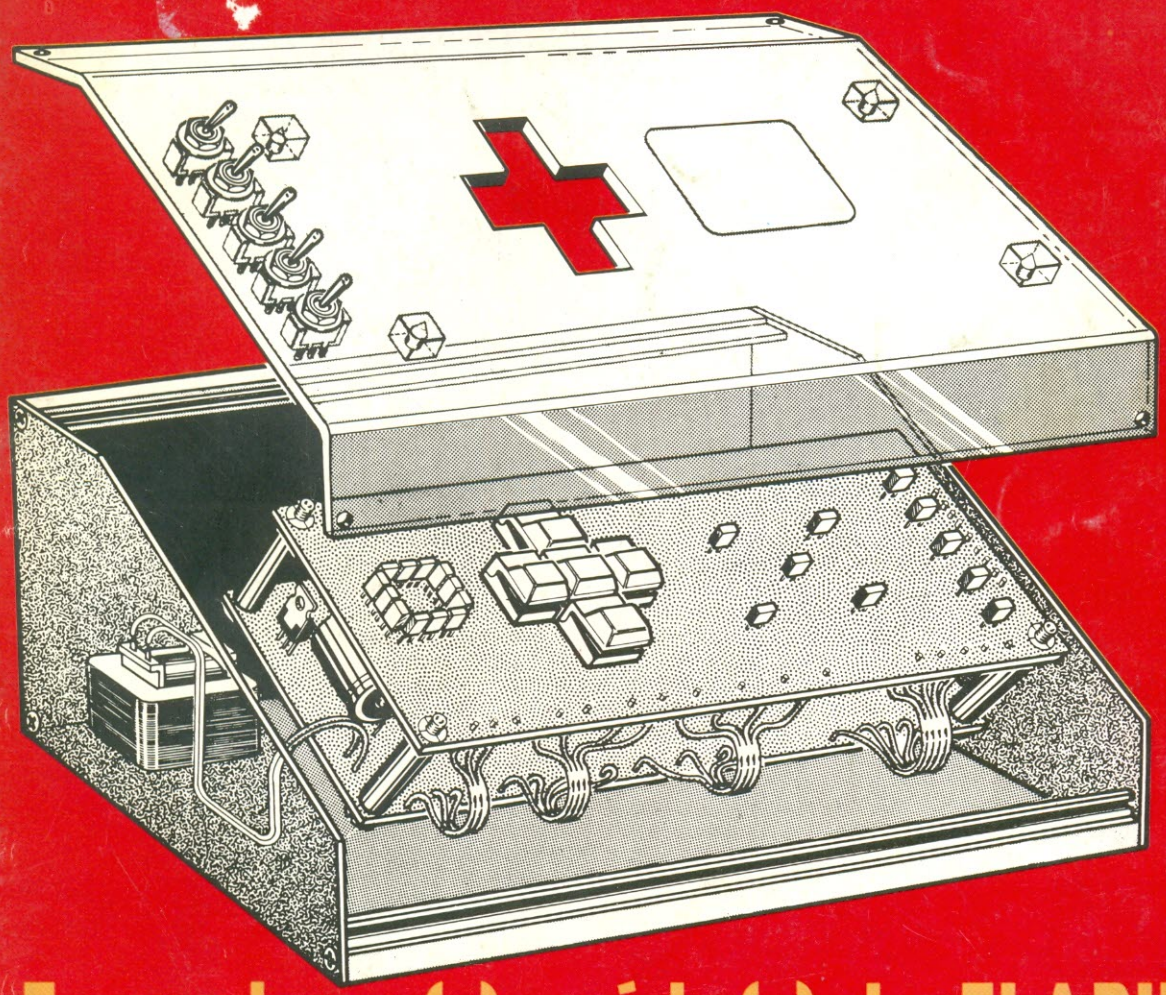
nº 29/30
dezembro 1988/
janeiro 1989

edição dupla

elektor eletrônica

Cz$ 2.800,00



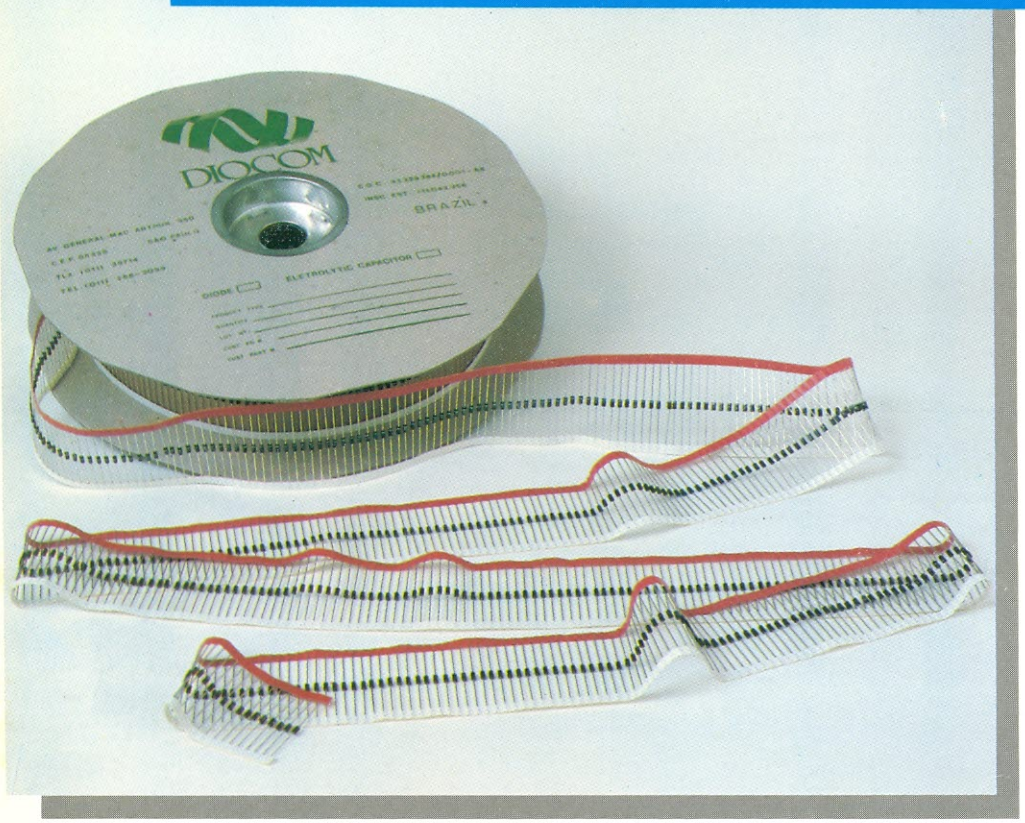
Encontre a(s) saída(s) do ELABIRINTO

Pré-amplificador com VU de LED's

E-DADs: os discos graváveis de áudio

Introdução aos microprocessadores

DIODO RETIFICADOR
DE USO GERAL 1N4001 a 1N4007



CARACTERÍSTICAS GERAIS

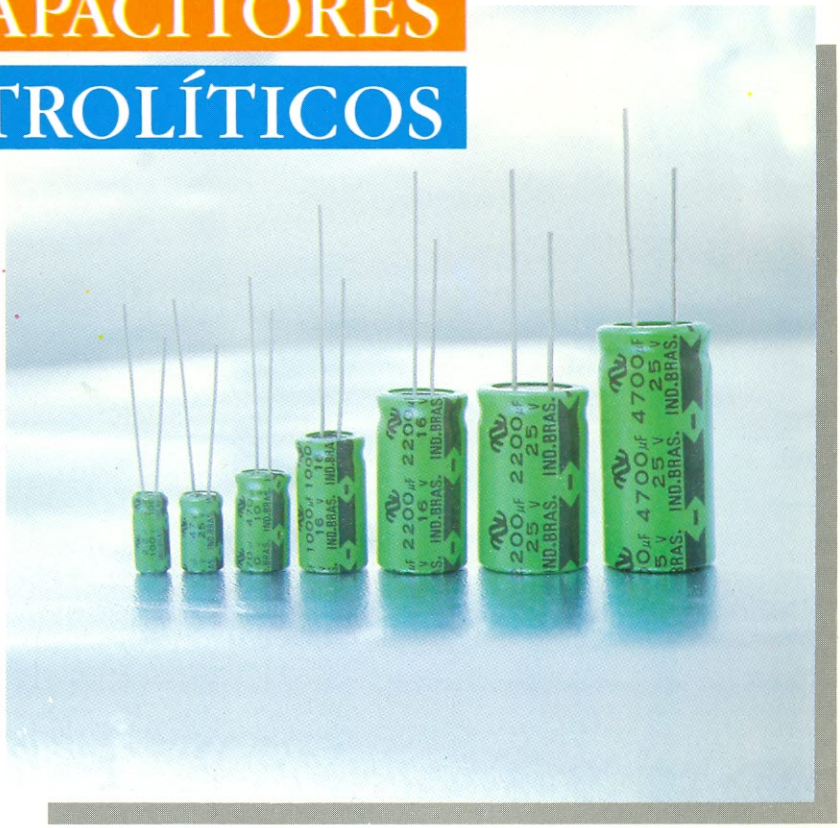
- Moldado em resina epóxi
- Baixo custo
- A junção da pastilha com os terminais é feito pelo processo de fusão
- Baixa corrente de fuga
- **Alta corrente de surto**
- Excelente resistência mecânica
- Fácil limpeza, freon, álcool isopropílico, cloroteno e solventes similares

CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS

- Encapsulamento: JEDEC DO-41
- Terminais: Axiais estanhados - Cumpre soldabilidade conforme MIL- STD 202 Método 208
- Polaridade: O catodo é indicado pela Banda Branca
- Máxima Temperatura do terminal para propósito de solda: 300°C / 10s / terminal 9,5 mm (3/8") com tensão 2,3 Kg (5 LBs).
- Peso Unitário: 0,3 grama (0,012 onça)

CAPACITORES
MINIATURA UNILATERAL ELETROLÍTICOS

- Terminais radiais
- Espectro de tensão nominal: 6,3 a 100 VCC
- Espectro de capacitância: 0.22 a 10.000 μ F
- Temperatura de operação: -25 a 85°C
- Tolerância da capacitância: ± 20%
- Baixo fator de perdas
- Baixa corrente de fuga
- Diâmetro: ∅5 a ∅25mm



DIOCOM

DIOCOM - IND. E COM. LTDA.
Av. General Mac Arthur, 950 - Jaguaré
CEP - 05338 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 268-3099
Telex: 1181196 DIOM BR - Fax (011) 268-6645

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas 45
Selektor 73
Índice geral de 1988 97

Tecnologia

Introdução aos microprocessadores 22
Se você acha que ficou para trás na tecnologia dos computadores, aqui está uma boa oportunidade de acertar o passo com ela

O santo graal da ciência 41
Uma incursão ao mundo da teoria da computação, com ênfase especial em um de seus maiores dilemas, até hoje insolúvel: "P = NP ?"

E-DADs: os discos graváveis de áudio 73
Depois dos discos compactos a laser (os CDs), os japoneses voltam a atacar com LPs de áudio que podem ser gravados e tocados como as fitas magnéticas

MONTAGENS

Encontre a(s) saída(s) do ELABIRINTO 13
Um jogo sensacional, que reproduz com realismo a sensação de estar perdido em um labirinto de verdade

Vocoder ELEKTOR: o detector de sons surdos e sonoros 31
Embora o codificador funcione sem ele, é indispensável em aplicações profissionais, pelo fato de reproduzir com perfeição as consoantes do tipo surdo

Idéias 57
Oito sugestões para música e efeitos sonoros

O trio de ouro: a) Pré-consonant 69
Este é o primeiro de uma trinca de circuitos especiais para o tratamento e indicação de sinais de áudio. Ele tem a função de pré-amplificador fonográfico

O trio de ouro: b) Consonant 77
Segundo da série, este amplificador de controle dispõe de controles de tonalidade, filtros corretores e frequências de transição comutáveis

O trio de ouro: c) Luminant 89
Fechando a trinca, este é um inédito indicador de níveis com LEDs, capaz de medir simultaneamente os valores médio e de pico dos sinais



Outro final de ano, outra edição especial de Elektor; e, como sempre, reservamos coisas muito especiais para esta oportunidade. A primeira delas, que com certeza chamará a atenção de muitos montadores, é o nosso "trio de ouro" — um sistema de três circuitos que podem ser usados juntos ou em separado e que constitui um meio termo entre dois sistemas já publicados pela Elektor: o Preco e o Prelúdio. Não poderíamos deixar de falar, é claro, do *vocoder*, que com o detector de sons surdos e sonoros pode ser agora considerado um equipamento realmente profissional. Além disso, em oposição à onda de videojogos, estamos apresentando o Elabirinto — um jogo auto-suficiente, que não depende de computadores, e que exige muita paciência, atenção e memória. Em suma, muito assunto para quem gosta de passar os meses mais quentes com seu *hobby* predileto.

elektor eletrônica
Elektor Edição Brasileira

Ano III
Número 29/30
Dezembro/88
Janeiro/89

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Rua Santa Efigênia, 184 - 2º andar
(011) 228-7464
CEP 01207 - S. Paulo - SP

Diretora executiva: Helena Orlinski
Editor: Juliano Barsali
Arte: Carlos Alberto Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann
Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino
Comercial: EVM - Empresa de Serviços e Marketing S/C Ltda.
Rua Xavier de Toledo, 181 - 4º andar,
cj. 41 e 42 - (011) 412-2625
CEP 09000 - Sto. André - S. Paulo
Assistente Administrativa: Marli Mantovani
Assinaturas: Nilza Bueno do Nascimento
Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour
Editor técnico: J. Buiting
Diretor técnico e coordenação internacional: K.K.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 Ltda., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
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: Frilla Artes Gráficas

Fotolito: Scat Fotolito

Impressão: Canadian Post - Tel. (011)703.9368

Distribuição: Fernando Chinaglia Distribuidora S.A.

elektor 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

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 kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

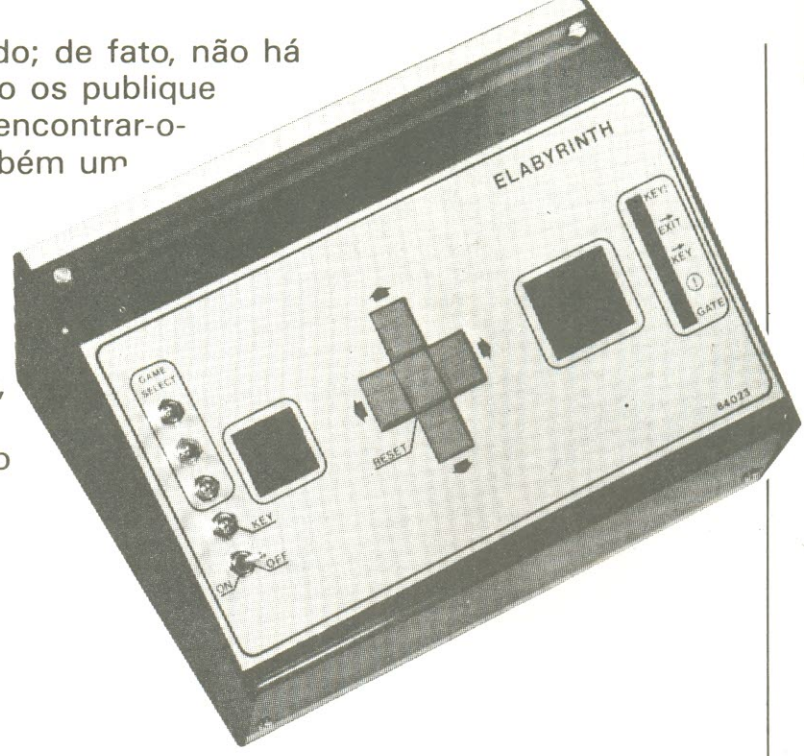
Utilização de U e não de V:
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt". Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

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 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 na 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.

Convivemos com os labirintos desde cedo; de fato, não há uma revista ou suplemento infantil que não os publique regularmente, no estilo "ajude-o-ratinho-a-encontrar-o-caminho-até-o-queijo". Costumam ser também um dos problemas favoritos das revistas de quebra-cabeças para adultos. Na versão eletrônica, já apareceram sob a forma de vários circuitos simples e pouco ambiciosos — pelo menos até agora. O Elabirinto combina *hardware* e *software*, além de não permitir que se tenha uma visão global de seu traçado, representando assim um dos maiores desafios desde o tempo de Teseu.



Encontre a(s) saída(s) do ELABIRINTO

Os seculares labirintos, como todos devem saber, são formados por uma complexa rede de passagens e corredores, apresentando normalmente um único percurso possível da entrada até a saída, oculto entre muitos caminhos "falsos". Quando são apenas quebra-cabeças desenhados em papel, torna-se uma tarefa relativamente simples descobrir esse percurso, graças à visão "panorâmica" — que permite não só observar todo o traçado de uma só vez, como também evitar os becos sem saída. A situação é bem diferente quando se está "dentro" de um labirinto real, feito com paredes (ou cercas vivas, como em alguns jardins europeus).

Nesse caso, dependemos apenas da memória para saber onde já estivemos e por onde ainda não passamos. E sempre que deparamos com uma passagem fechada, é preciso antes descobrir de onde viemos para só então tentar outro caminho. Em suma, os labirintos verdadeiros são bem mais complexos, mas também muito mais interessantes que os quebra-cabeças de mesmo nome (desde que não estejamos perdidos dentro de um deles, é claro...). Para que a versão eletrônica faça jus à fama dos labirintos, ela deve seguir o modelo real e não o de papel; um dos pré-requisitos mais importantes, portanto, consiste em impedir que o jogador tenha acesso à planta do traçado, em qualquer circunstância. Esse detalhe precisa ser mantido em segredo e só conhecido aos poucos, como nos casos reais, à medida que se vai "avançando" pelo labirinto.

Como se joga?

Entrar no Elabirinto é quase como enfrentar a coisa ao vivo; mas o jogador não é simplesmente abandonado ao seu destino, pois recebe algumas dicas durante o percurso — uma espécie de fio de Ariadne eletrônico, em outras palavras. Pode-se escolher entre oito traçados diferentes, gravados em uma memória EPROM tipo 2716, um dos quais foi reproduzido na figura 1. De acordo com a premissa estabelecida, o jogador não vê a planta completa, mas em compensação tem um painel de controle à sua disposição — veja a figura 2.

Para andar pelo labirinto escolhido é preciso utilizar os botões de deslocamento centrais desse painel: com S1 dá-se um passo para a esquerda, enquanto S2 faz o mesmo para a direita, S4 para diante e S3 para trás; e pode-se voltar ao início a qualquer momento com S6, que serve principalmente para tirar o jogador de impasses. Mas interessante mesmo é o visor quadrado formado pelos LEDs D1...D12, que representa as paredes que circundam o jogador a cada passo (exatamente como ocorre em um labirinto real); só é possível mover-se então na direção em que há LEDs apagados, ou seja, por onde não há paredes.

Um pequeno exemplo vai ajudar a esclarecer esse engenhoso achado dos projetistas. Imagine o jogador em alguma passagem não especificada, com uma planta idêntica à da figura 3; se ele resolver seguir a direção indicada pelas setas, o visor vai mostrar a sequência ilustrada na figura 4. Note que a passagem foi dividida em pequenos blocos ou segmentos, representando cada um dos passos dados pelo jogador.

No primeiro segmento da esquerda, acendem as "paredes" superior e inferior de LEDs (fig. 4a); avançando para a direita com S2, o

visor mostra a mesma situação (fig. 4b). Um passo mais para a direita, porém, e a situação se altera, mostrando os LEDs esquerdos e inferiores acesos (fig. 4c). Como não é mais possível avançar para a direita, segue-se para a frente com S4 e chega-se a um ponto em que só há uma parede à esquerda (fig. 4d). Prosseguindo na mesma direção, surge uma outra parede à frente (fig. 4e), que obriga a virar para a direita (fig. 4f); outro passo para a direita e o visor aparece como na figura 4g, que mostra o último segmento da passagem escolhida.

Com isto deixamos claro a função mais importante do painel; mas, como se vê pela figura 2, há vários outros elementos que exigem explicação. Começando pelas chaves S7...S9, servem para selecionar um dos oito labirintos armazenados na EPROM; a chave liga/desliga é S10, ao passo que S5 decide se o jogo inclui ou não a chave de *handicap* (que será explicada mais tarde). Cinco LEDs (D13...D17) formam uma espécie de mapa grosseiro do labirinto, para indicar de tempos em tempos e de modo aproximado a seção em que o jogador se encontra.

No canto direito, por fim, temos outra fileira de LEDs, cuja função é sinalizar os mais variados eventos do percurso. Um dos perigos com que o jogador vai se defrontar é a possibilidade de cair em armadilhas ocultas, como veremos daqui a pouco; isto é indicado pelo LED D18. Se na busca pela chave o jogador enveredar pela direção correta, D19 vai acender em certos pontos do labirinto; e se ele acertar o percurso em direção à saída, será avisado por D20 em momentos estratégicos. Toda vez que a chave for encontrada ou que a opção do *handicap* não for escolhida, a informação será dada por D21. Para encerrar, D22 avisa que o jogador está parado diante da porta que só pode ser ultrapassada com o auxílio da chave.

Além de mostrar as posições das paredes, o visor composto por D1...D12 tem uma função adicional, que não foi citada: assim que o jogador consegue escapar do labirinto, todos esses LEDs passam a piscar simultaneamente.

1

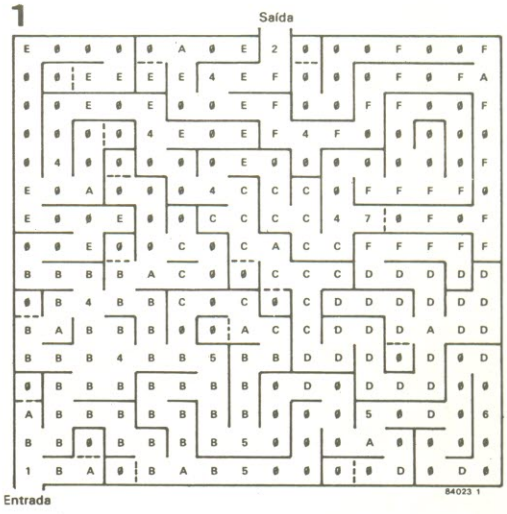


figura 1 - Traçado de um dos 8 labirintos programados na EPROM. As linhas tracejadas representam "armadilhas" distribuídas ao longo do percurso, ao passo que as letras são códigos referentes a informações adicionais, fornecidas por um jogo separado de LEDs.

2

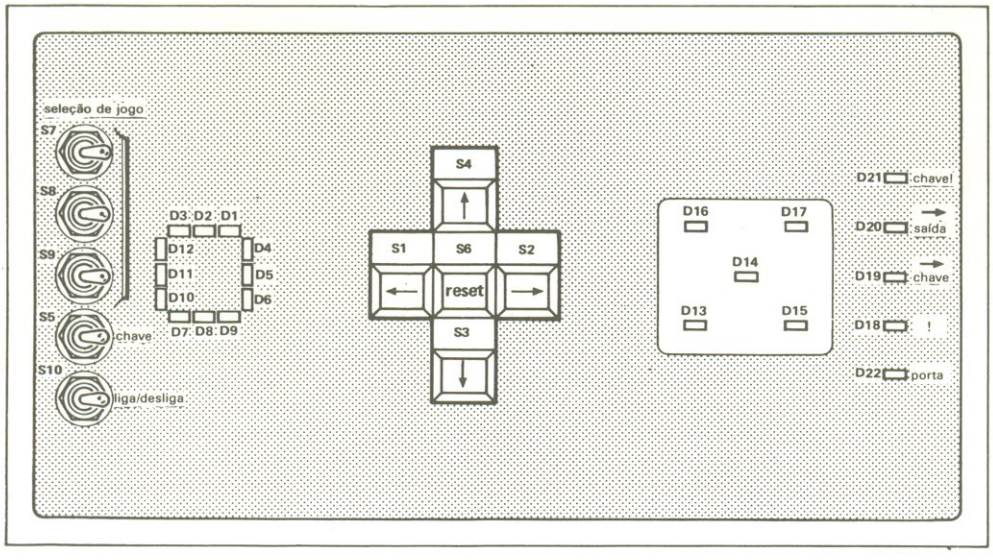


figura 2 - O painel de controle do protótipo original tinha este aspecto. Os botões de deslocamento e reinício foram instalados no centro; numa das extremidades estão os 12 LEDs que delimitam as paredes do labirinto, juntamente com as chaves de controle geral, enquanto na outra ficam as luzes sinalizadoras.

"Construindo" labirintos

Devido à natural complexidade do projeto, estamos fazendo uma análise gradual, que permita assimilar sem traumas toda a tecnologia nele envolvida. Isto nos leva de volta à primeira figura, que mostra um dos traçados labirínticos gravados na EPROM; esse e os outros sete labirintos estão reunidos na tabela 1, sob a forma de uma listagem hecadecimal.

O exemplo da figura 1 é constituído por 256 blocos (num arranjo de 16×16), cada um dos quais ganhou um endereço de 8 bits na memória. Quatro desses bits definem a posição das paredes do bloco; cada um deles pode assumir o nível "1" ou "0", em correspondência à presença ou ausência de parede, respectivamente. A figura 5 exemplifica esse princípio com dois blocos adjacentes.

A grande maioria dos blocos compartilha uma ou mais paredes com um ou mais blocos contígüos. Mesmo assim, cada bloco precisa ser definido individualmente, ou seja, uma parede comum a dois blocos deve ser programada em ambos; caso contrário, o jogador poderia, digamos, passar do bloco A para o B (figura 5), mas não de B para A. Essa parede de "mão única" não seria nada realista, não é mesmo?

Sobraram ainda quatro bits para cada endereço, que têm dupla finalidade. Em primeiro lugar, fornecem dados adicionais ao jogador através de luzes, quando ele entra em determinados blocos; os LEDs em questão são D13...D17 e D18...D22, representados no painel da figura 2. As posições relativas aos valores hexadecimais que fornecem essas informações extras estão claramente ilustradas na própria figura 1 (letras de A a F e números de 1 a 9). A segunda função dos quatro bits adicionais é introduzir determinados "perigos" ao longo do percurso.

Obstáculos compulsórios e opcionais

Foram previstos dois tipos diferentes de obstáculos neste jogo, já comentados anteriormente: armadilhas e a chave de *handicap*. As primeiras estão representadas na figura 1 por meio de linhas tracejadas; embora pareçam becos sem saída comuns, essas linhas atuam como diodos, ou seja, podem ser ultrapassadas mas depois é impossível dar meia volta. Não deixa de ser irritante, é verdade, mas a

3

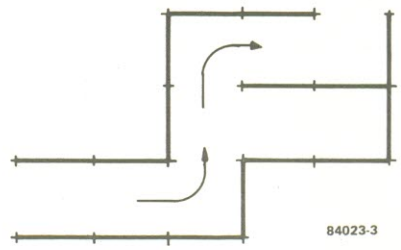


figura 3 - Seção típica de um labirinto.

4

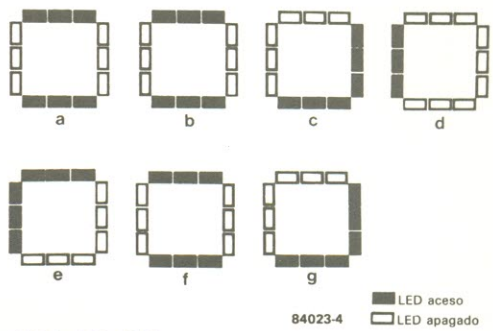
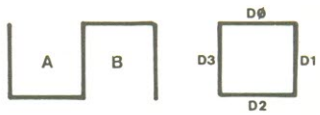


figura 4 - O visor dos LEDs D1...D12 apresenta esta sequência à medida que o jogador avança pelo percurso da figura 3, no sentido indicado pelas setas.

5



A = 1110
B = 1011

figura 5 - Programação dos blocos: a sequência dos bits é sempre "esquerda-embaixo-direita-topo", correspondendo a D3...D0 (e considerando que "0" = ausência de parede e "1" = presença de parede).

6

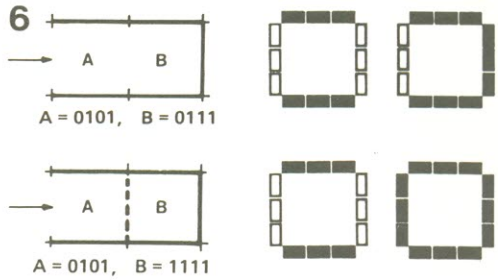


figura 6 - Outra pequena seção do labirinto, com a indicação correspondente do visor. O caso superior representa um "beco sem saída" e o inferior, uma "armadilha".

maioria delas é precedida de um aviso luminoso; assim, caso o jogador vá parar na beira de um desses abismos, D18 acende (mas nem sempre!). Se o jogador decidir ignorar o aviso, ficará irremediavelmente preso na armadilha.

O princípio de atuação das armadilhas pode ser visto na figura 6. O desenho superior mostra um beco sem saída normal e a respectiva indicação do visor, caso o jogador passe do bloco A para o B; nada de estranho acontece, como se pode ver, e o jogador tem a liberdade de voltar por onde veio. Já no desenho inferior existe a presença de uma armadilha entre os dois blocos; o visor fornece uma indicação idêntica para o bloco A, mas assim que o jogador dá um passo para a direita todas as paredes acendem subitamente em torno dele. É a indicação segura de que ele caiu numa armadilha; a única forma de escapar dela é apertar o botão de *reset* ou reinício e voltar para a entrada do labirinto.

O truque por trás dessas paredes de mão única é bastante simples: basta programar a posição correspondente à linha tracejada como uma parede para o bloco B e deixar de fazê-lo para o bloco A.

Vejamos agora como funciona a chave de *handicap*, que pode ser incluída opcionalmente através de S5. Esse obstáculo está baseado em

TABELA 1

```
HEXDUMP: 1000,1800
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
000: 1C B5 A6 0F B4 A4 B5 55 05 06 0F 05 D6 0C D5 06
010: B8 B6 0F BC B3 BA BC 54 06 0A 0C A4 03 09 06 0A
020: AA B8 B5 B3 BC B3 BA BA 0A 09 02 59 05 D5 02 6A
030: 0F B9 B5 B6 B9 B5 B2 BA 09 D5 03 DC D5 D6 0A 0A
040: BC B5 B4 40 B4 B4 53 B9 B6 DC D6 DA 0F DA 09 D3
050: B8 A6 B8 B3 BA 0A 0F A4 C3 CA D9 D3 D8 A0 D4 D6
060: 0F B9 40 B4 B3 C9 05 C3 0F CA DD D5 D3 DA D9 D2
070: BC B5 B3 B8 A4 C5 06 0F C8 C1 C7 DC D5 D3 DE DB
080: 09 05 E6 0F 08 C4 03 C8 A3 CC C6 F9 F5 F5 F3 FE
090: EC 05 01 E7 0A 0B CD C2 CC C2 48 75 05 F5 05 F2
0A0: E8 04 A6 0C 03 0C 44 C3 CA CB 0A FC F5 F5 F6 0A
0B0: 0A 4A 0A 0F 0C 03 09 E5 03 0E 09 03 0C 06 0A FA
0C0: 0A 0A 09 0F 48 E5 05 E7 FC 41 F5 06 0A 0B 0A 0A
0D0: 0A 09 E5 05 E3 0C 04 E5 F3 0C 06 FA F9 05 03 FA
0E0: 0A 0F E5 E6 EF EA 49 E5 F6 0A 0A 09 F5 05 F5 A2
0F0: E9 05 05 03 09 A1 05 E7 2B 0F 09 05 F5 05 05 F3
100: 1C B5 05 B4 06 DC 07 DE 0D D6 13 D0 14 20 20 1E
110: BA 0D B6 0A BA 09 D4 A1 D6 0A, 85 F6 20 47 1E F0
120: 08 B5 01 B2 A8 0F 0A 0F 03 DA 10 0D C9 11 D0 09
130: 0B 0C 0F 48 C3 0F C8 45 05 D2 EE 85 FB 85 FA 85
140: BC A1 04 01 C7 CA CA 0F D6 DA 4C CA 1C A2 02 A0
150: EB EC 03 EE CD A1 C0 A5 02 FA 5C 1E 20 8E 1D D0
160: EF E9 04 01 44 06 0A 0C 05 F2 F6 20 F9 1D 60 20
170: 08 A6 E9 05 03 09 03 48 F6 FA 85 FE 20 5C 1D C9
180: EA 09 E4 06 EC 05 05 03 FA FA B1 FA 85 F9 A9 7F
190: 2B ED 03 09 01 A5 0F FD F1 F3 CC 1D 88 F0 0D A5
1A0: FA 20 CC 1D 88 F0 05 A5 F9 20 CC 1D A9 00 8D 81
1B0: 1A A0 03 A2 00 A9 FF 8E 82 1A E8 E8 2D 80 1A 88
1C0: D0 F5 A0 06 8C 82 1A 09 80 49 FF 60 48 84 FC 4A
1D0: 4A 4A 4A 20 DF 1D 68 29 0F 20 DF 1D A4 FC 60 A8
1E0: B9 0F 1F 8D 80 1A 8E 82 1A A0 7F 88 10 FD 8C 80
1F0: 1A A0 06 8C 82 1A E8 E8 60 A2 21 A0 01 20 B5 1D
200: 1C B4 B4 B4 B6 BC B5 D4 D4 D5 D5 D4 D5 D5 D6
210: B8 B3 B8 B1 B2 BA B9 B7 DA D9 D5 D6 DA DC D6 DA
220: BA BC B0 B5 B2 B8 B5 45 D1 D4 D5 D3 DA DA DA DA
230: BA BA 5A CC C5 C6 CC C6 CE 0A DC D5 D3 DB DA DB
240: B8 B3 B8 C8 C7 C8 C3 C9 C3 02 09 05 05 05 02 0E
250: B9 B5 B2 C8 C5 C3 0C A4 05 01 04 04 46 0C 02 0A
260: BC B5 B3 CA CC C6 02 0A CC C5 C4 06 09 03 08 02
270: B8 B5 B6 C8 C3 CA 01 03 C8 C6 C8 C2 0C 06 09 D2
280: E8 06 08 C8 C5 C1 C5 C4 C0 C2 CB CA 0A 09 04 F3
290: 5A 09 00 CA CC C5 C6 C9 C2 48 05 02 09 06 8A FE
2A0: 08 07 0B CA C8 C6 CA CC C3 CA 0C 02 0C 43 0A FA
2B0: 0A 0C 06 CA CA CA C8 C1 C7 CA 0A 09 01 06 09 02
2C0: 09 03 0A C9 C1 C1 C1 C5 C5 C3 09 05 05 02 FE 4A
2D0: EC 04 E0 01 E5 05 06 0A A8 55 F6 6E FE 09 F3 FA
2E0: 0A 0A 08 05 05 06 E8 03 F9 F6 FA F9 F2 08 F5 F3
2F0: E9 03 E9 05 E5 03 09 E5 55 F3 F9 F5 F3 F9 F5 27
300: 14 05 06 0C 04 05 05 B5 D5 04 06 0C 04 D4 06 DC
310: 00 06 0A 0A 08 B4 05 04 06 0A 0A 0A 0A 08 02 08
320: 02 08 B1 03 08 02 0E 0A 0A 0A 09 03 0A 0A 08 00
330: 02 09 05 05 B3 0A 0A 0A 09 01 05 05 03 0A 08 00
340: 00 B5 05 05 04 01 01 01 04 05 05 04 05 03 0A 08
350: 02 0C 05 05 40 05 05 06 4A 4C 06 08 04 05 02 08
360: 5A 09 05 06 0A CC C5 C0 C1 C2 0A 0A 0A 0E 09 02
370: 00 04 04 02 08 C2 CC 80 C6 CB 09 03 0A 08 06 08
380: 00 00 50 02 0A C8 70 2F C0 C6 0C 05 00 01 02 08
390: 00 00 00 02 08 C2 C9 90 C3 CA 0B 0C 00 06 0A 08
3A0: 00 01 00 01 40 C1 C5 C3 AC 43 0E 08 00 02 08 00
3B0: 00 04 A0 04 02 0F 04 05 01 0F 08 31 01 03 0A 08
3C0: 02 0A 0A 0A 0A 0F 09 A5 04 04 02 0F 05 05 A2 08
3D0: 02 09 0F 03 0A 09 05 A6 0A 0A F8 05 A4 05 02 08
3E0: 00 06 0C E4 01 05 05 03 09 03 08 07 0A 0C 03 08
3F0: E2 08 02 08 04 04 04 E4 F4 04 02 0F 02 08 04 F0
400: 1E 0C 05 A4 07 AC 05 0F 0C 06 DC 05 44 05 A5 06
410: BA 0F BC B1 B5 B0 B5 04 03 0A A8 0F D9 56 0F 03
420: B8 B5 B0 B5 54 B2 0C 01 54 41 D3 0C D7 08 D5 D6
430: BA 0F B8 B6 BA B8 03 0F 09 07 0C D2 0C D1 06 0A
440: BA A8 B3 B9 B3 B9 A4 01 07 0D 02 09 50 06 08 D2
450: BA BA 0C 05 05 06 0F 0E 0C 0F 08 06 0A 08 A2 0A
460: B9 B3 08 05 A4 01 05 03 A8 05 00 01 43 0A 0F 0A
470: 0F A5 02 0F 42 CC 0F CC C1 C7 58 05 46 09 05 03
480: 0C 05 41 06 AA AA CE C9 54 A5 C3 CC 51 06 0C 06
490: EA ED E5 02 0A C9 C0 A5 C2 CC C5 42 0C 42 0A 0A
4A0: E8 07 0E 0B 08 06 08 C6 0F 5A 0C 03 4A FA FA 0F
4B0: E9 46 08 0F 0B 4A 0A 09 04 03 09 45 82 FA F9 A6
4C0: 4C 41 A3 0C 0F 0A 09 54 A1 05 0F 0C 42 F9 F5 F3
4D0: 4A 2E 0C E3 EC 01 E6 09 04 07 0E FA F9 F5 F6 0F
4E0: 08 02 A8 05 E3 0F 0A 0E 6B 0C 03 F8 F6 FC A1 F2
4F0: EB EB 09 E5 05 E3 09 41 05 41 05 F3 F9 F3 FD F3
500: 1C 05 05 54 46 0E 0D B5 D4 05 05 06 DD 05 D6 0E
510: 09 05 06 0B 0A 08 B5 06 0A 0C 05 00 05 06 08 02
520: 0C B4 00 B5 01 B2 0C B3 0A 0A 0F A0 06 08 A2 0A
530: 08 03 0A 0D 06 B8 01 05 41 01 D6 D8 D3 0A 0F DA
540: AA 0D A1 04 A2 5A 0C A4 05 06 0B 4A 0D D0 05 02
550: 08 A5 06 0F 0A 0A 0A 09 0F 08 05 00 05 00 06 0B
560: 0F 0C 02 0C 01 02 08 05 C4 C0 C5 00 05 03 0A 0F
570: 0C 03 0A 09 0F 0A 0B CD C2 4A CD 03 0D 04 A1 03
580: 0A 0D 01 04 A4 50 C5 C6 C8 C1 C6 CC 07 09 05 06
590: A8 05 06 EA CF 08 C6 0B 0C 07 C8 03 0C 05 07 09
5A0: 0F 0C 01 00 04 03 C9 67 8A CD C3 0D F0 05 05 F6
5B0: AC E2 0C E3 0A 0C 04 05 00 07 0E 0D 01 05 06 0A
5C0: 0F 0A 08 06 0A 08 01 06 09 07 08 F4 07 0A 0A FA
5D0: 0C E1 02 E9 03 0A 0C 00 07 FC 03 FA 0F A2 F9 03
5E0: 0A 0C A1 0F 0C 02 0B 08 05 03 0C F1 05 F0 A4 06
5F0: EB 0B 05 E5 03 09 05 01 05 45 03 2D F5 01 03 0F
600: 1C 05 05 04 05 05 05 04 05 05 07 0D 05 05 05 06
610: 0A 0C 05 01 05 07 0D 01 05 05 04 05 04 07 0E 0A
620: 0A BB BC 07 0D 05 04 07 0D 05 03 0D 01 D4 D2 0A
630: 0A BC B2 0C 07 0D 01 04 05 05 04 05 06 DA D8 02
640: 0A 0A 0A 0A 0C 05 05 A1 07 0D 01 06 0A 1A 0A 0A
650: 0A 0A 0A 0A 0A 0C 05 05 05 06 0A 0A 0B 0A 0A
660: 0A 0A 0A 0A 0A 0A CC 05 05 C6 0A 0A 0A 0E 0A 0B
670: 08 02 0A 0A A8 03 0A 2C 26 0F 0A 0A 08 32 08 06
680: 5A 0A 0A 0A 0E 0C 03 28 23 0E 0A 0A 0B 0A 0A 0A
690: 0A 0B 08 03 0A 0A CD 01 05 C2 0A 0B 6E 0A 0A 0A
6A0: 0A 0E 0A 0C 02 09 05 05 06 09 03 0C 02 4A 4A 0A
6B0: 08 02 0B 0A 09 07 0D 05 A1 05 05 03 0A 0A 0A 0A
6C0: 5A 0A 0C 01 55 05 05 05 05 05 05 03 0A 0A 0A
6D0: 0A EA E9 05 04 07 0D 05 05 06 0D 04 05 F3 FA 0A
6E0: 0A E9 E7 0D 51 05 05 04 05 01 07 09 05 F5 F3 0A
6F0: 09 05 05 05 05 05 01 05 05 05 05 05 05 05 03
700: 14 B4 B4 B4 B4 B4 A4 04 04 D4 D4 D4 04 D4 04 D4
710: B0 B0 A0 B0 B0 A0 0F A0 A0 50 A0 D0 50 00 00 00
720: B0 A0 0F 50 A0 0F A0 A0 0F A0 0F A0 0F A2 D9 D6
730: B0 B0 A0 A0 10 A0 10 50 A0 60 A0 D0 A0 D2 0E 0A
740: B0 B0 A0 0F A0 C0 A0 D0 A0 0F 50 A0 A0 0F 08 02
750: B0 00 A0 A0 A0 A0 0F A0 D0 A0 A0 0F A0 A3 0A 0A
760: 00 A0 0F A0 0F A0 A0 A0 0F A0 A0 02 0C 01 02
770: 00 00 A0 00 A0 C0 A0 0F A0 A0 A0 0F A0 0B 0E 0A
780: 00 00 00 A0 0F A0 C0 A0 C0 A0 0F A0 00 0C 01 03
790: 00 00 00 00 A0 00 00 00 10 00 A0 A0 02 09 05 06
7A0: E0 00 00 00 00 00 00 00 00 A0 0F A0 0C 05 02
7B0: 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 8A 0A FE 0A
7C0: 0A 09 00 03 09 00 03 09 41 00 41 03 0A 09 01 03
7D0: 0A 0C 01 05 E4 01 05 06 0D 01 05 46 09 04 F4 06
7E0: 0A 09 05 05 01 05 04 01 07 2D 05 01 07 0B 0A 0A
7F0: E1 05 05 07 0D 05 E1 05 05 F5 05 05 05 05 03 F9
800: FF
```

tabela 1 - Listagem hexadecimal do programa gravado em EPROM, correspondente aos oito labirintos possíveis.

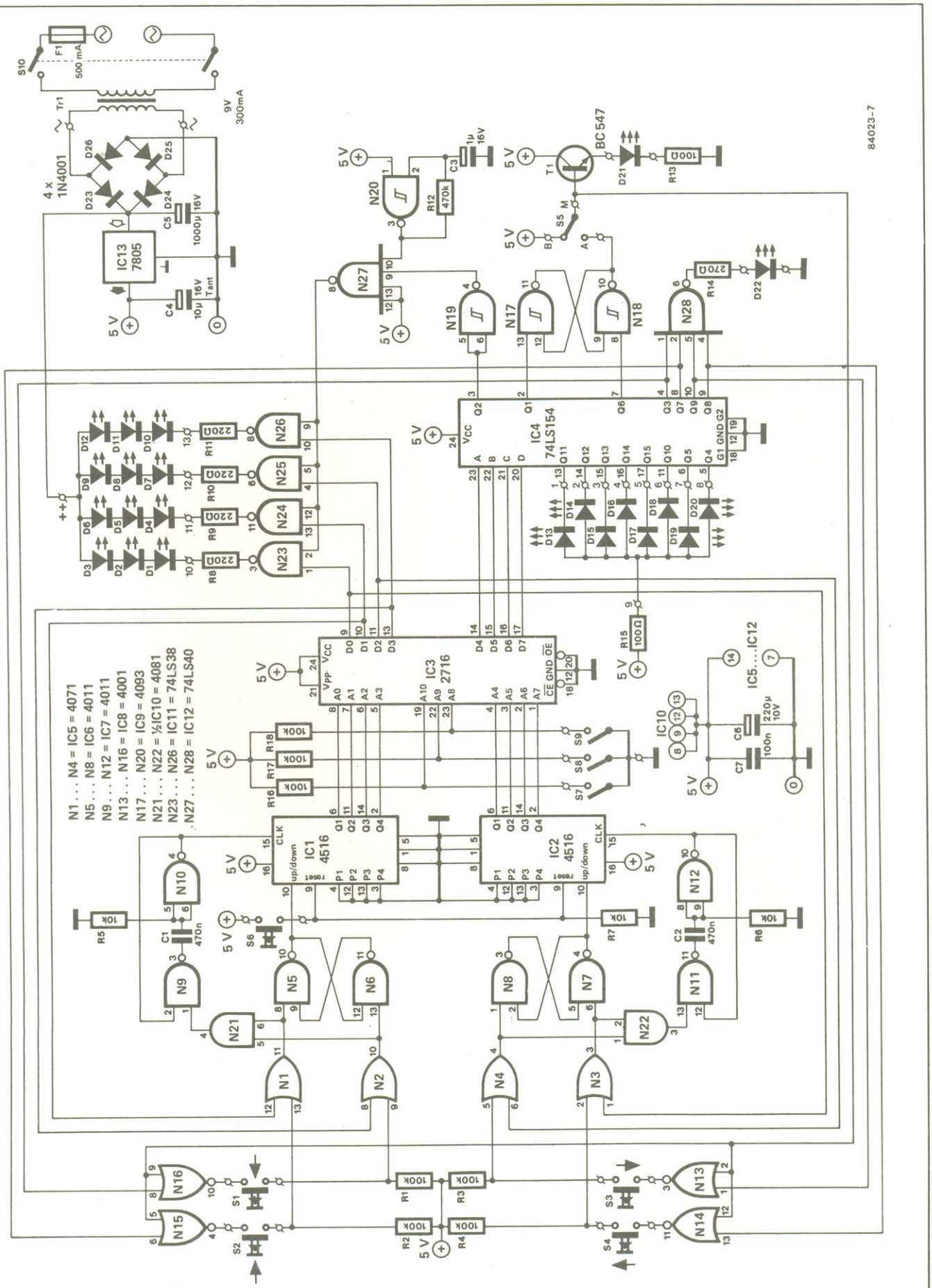
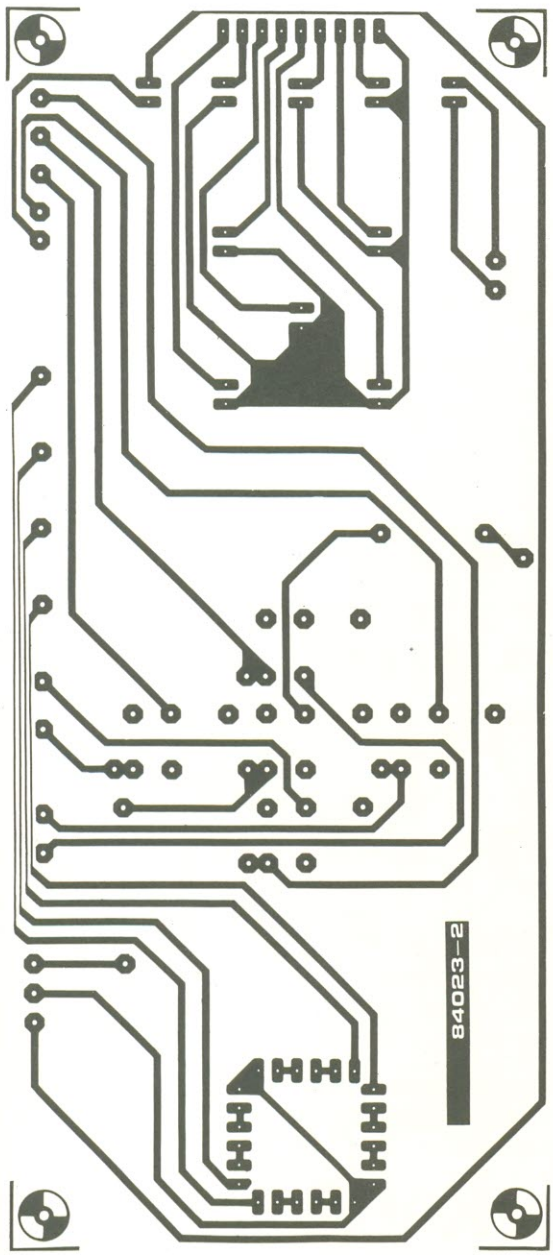


figura 7 - Circuito completo do Elabirinto, que utiliza uma EPROM tipo 2716.



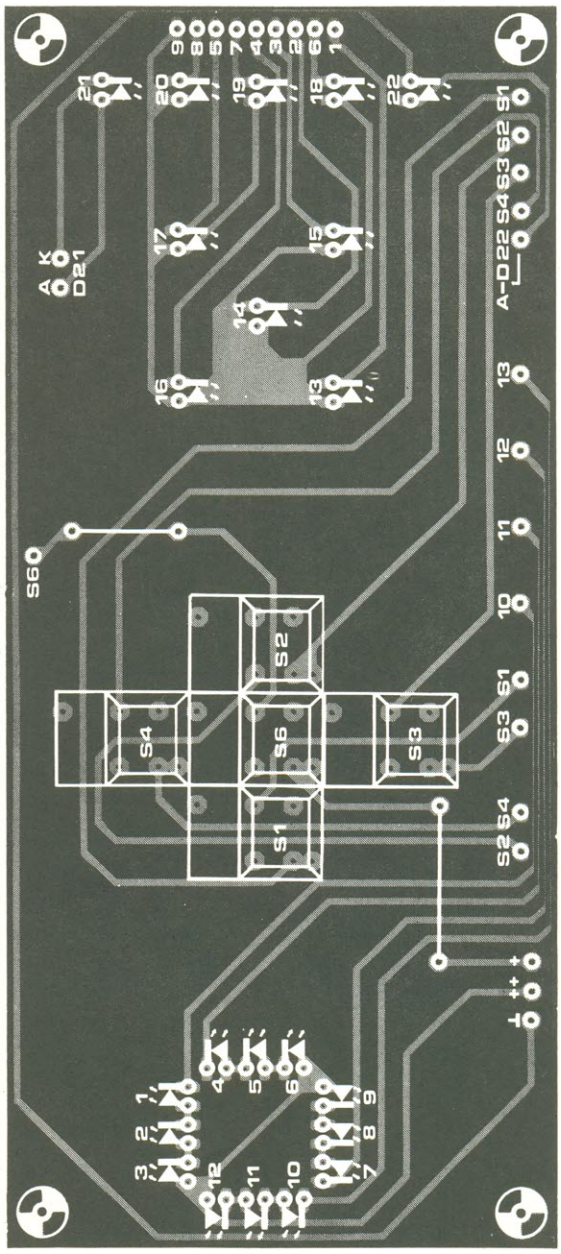


figura 8 - Todos os botões de deslocamento, chaves e LEDs são montados nesta placa de controle.

Lista de componentes

Resistores
R1...R4,
R16...R18 - 100 k
R5...R7 - 10 k
R8...R11 - 220
R12 - 470 k
R13, R15 - 100
R14 - 270
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C2 - 470 nF
C3 - 1 µF/16 V
C4 - 10 µF/16 V (tântalo)
C5 - 1000 µF/16 V
C6 - 220 µF/16 V
C7 - 100 nF

Semicondutores
D1...D22 - LEDs comuns
D23...D26 - 1N4001
T1 - BC 547
IC1, IC2 - 4516
IC3 - 2716
IC4 - 74LS154
IC5 - 4071
IC6, IC7 - 4011
IC8 - 4001
IC9 - 4093
IC10 - 4081
IC11 - 74LS38
IC12 - 74LS40
IC13 - 7805

Chaves
S1...S4, S6 - contato momentâneo, um pólo
S5 - paralela, um pólo
S7...S9 - um pólo, duas posições
S10 - geral, dois pólos, duas posições

Diversos
F1 - fusível lento, 500 mA
Tr1 - trafo de 9...12 V/300 mA
Placas nº 84023-1 e 84023-2

uma "porta" e na chave correspondente, que na figura 1 aparecem respectivamente um pouco à direita do centro (linha tracejada ao lado do número 7) e no canto inferior direito (número 6). Claro é possível programar outras portas e chaves, embora um conjunto já dê bastante o que fazer.

Quando o jogador se defrontar com a porta (condição indicada pelo acendimento de D22), ele só poderá cruzá-la se já estiver de posse da chave. Caso contrário, deverá antes procurar por ela, auxiliado por D19, que acende nos momentos adequados para orientá-lo no caminho certo. Ele não poderá evitar essa busca, pois os projetistas tiveram o cuidado de fazer com que a porta sempre barre uma das passagens do percurso que leva à saída do labirinto.

Uma vez encontrado o bloco visado, D21 avisa ao jogador que ele já tem a chave em suas mãos. Ele pode então se dirigir novamente para a porta, agora com a segurança de que terá passagem livre. A forma de atuação da dupla porta-chave é bastante simples, mas será melhor compreendida já no contexto global do circuito.

9

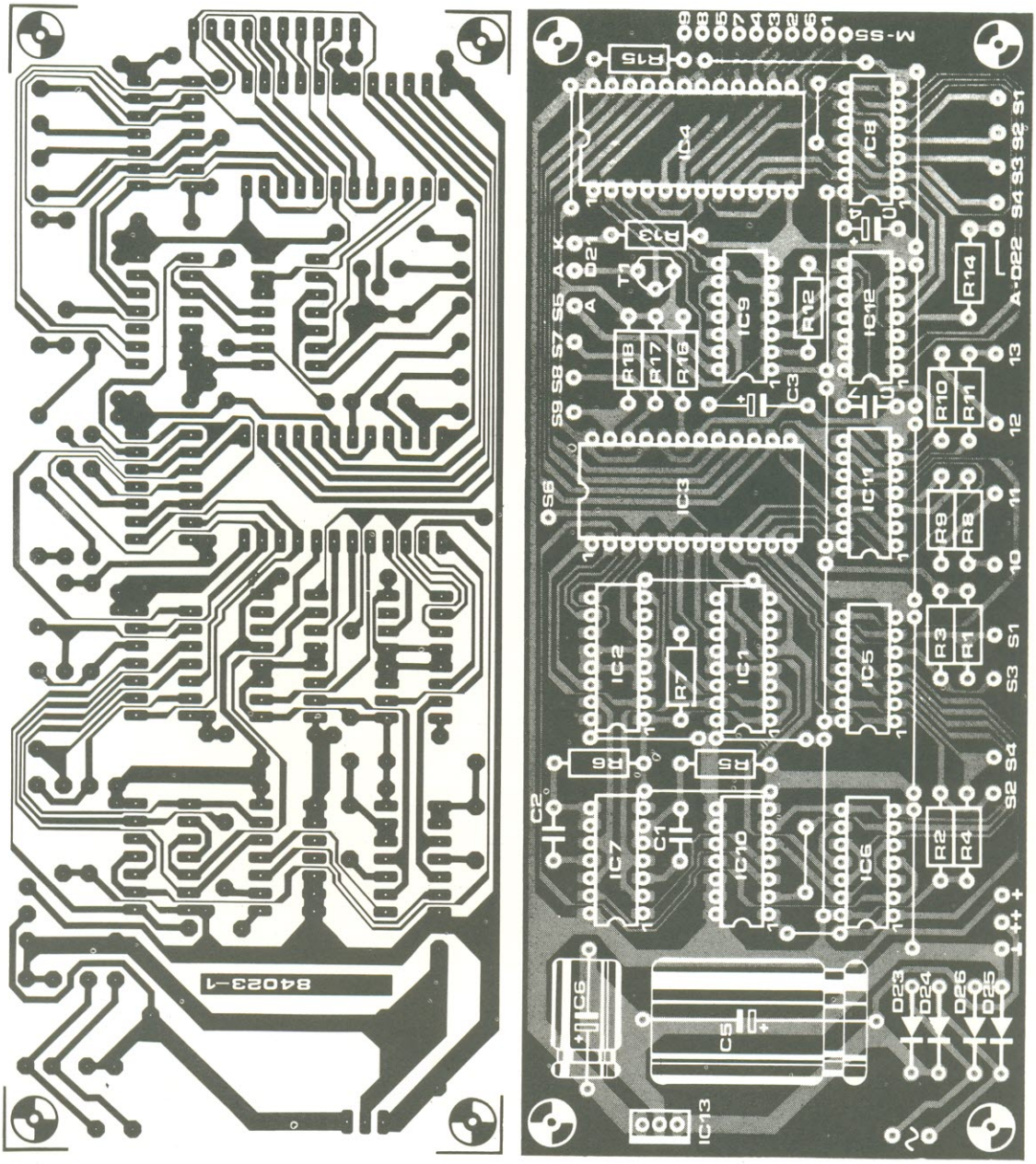


figura 9 - Esta outra placa destina-se ao "cérebro" do sistema.

O esquema completo

O circuito inteiro do Elabirinto, incluindo sua fonte de alimentação, pode ser visto na figura 7. Ele está baseado, como dissemos, em uma EPROM tipo 2716 (IC3), capaz de armazenar 2048 bytes. Repare que foram aproveitadas todas as onze linhas de endereçamento: os três bits superiores (A8...A10) permitem selecionar um dos 8 labirintos disponíveis, enquanto os oito inferiores foram divididos em dois grupos, cada um deles obtendo dados a partir de um contador bidirecional (IC1 e IC2).

O contador superior de 4 bits controla o movimento horizontal, deixando o vertical a cargo do inferior. É evidente que isto não deve ser entendido ao pé da letra; na verdade, há uma matriz formada pelos dois contadores quando selecionam percursos gravados na memória. O jogador tem a impressão, dessa forma, de se deslocar pelas coordenadas de um plano bidimensional.

Os contadores são controlados de um modo ligeiramente diferente do usual. De fato, é preciso que o nível lógico no pino 10 defina o sentido da contagem (progressiva ou regressiva), antes que o pulso de *clock* chegue ao pino 15. Por esse motivo, os botões S1 e S2 (assim como S3 e S4) são intermediados por um biestável RS composto por N5 e N6 (ou N7 e N8). As redes constituídas por N9...N12 garantem

que o sinal de *clock* só vá alcançar os contadores quando o pino 10 estiver no nível correto.

O botão de reinício, S6, é usado para levar a zero os dois contadores simultaneamente, fazendo o jogo recomeçar a partir da entrada do labirinto. Eis porque todos os jogos sempre começam na posição correspondente aos endereços 0000 0000; a saída pode se encontrar em qualquer posição.

Os botões de movimentação ficam bloqueados através de N1...N4, quando a disposição das paredes assim exige; tal providência evita que o jogador atravesse paredes. Imagine, a título de exemplo, que existe uma parede na parte superior de um determinado bloco, caso em que o contador deve ser impedido de incrementar sua contagem. O bit de dados menos significativo (D0, pino 9 de IC3) encontra-se então no nível lógico 1; esse nível é transmitido até a porta OU N3, bloqueando assim qualquer ação da chave S4, que corresponde ao movimento para cima (ou para a frente, na planta do labirinto).

As saídas D4...D7 (pinos 14...17) da EPROM são usadas para comandar o demultiplexador IC4 — o qual excita, entre outras coisas, os LEDs que fornecem as informações adicionais. Uma ou mais "portas" podem ser introduzidas no labirinto utilizando-se os pinos 4, 8, 9 e 10 do 74LS154; cada uma dessas saídas é levada até uma porta NOU. Quando o jogador tem seu caminho barrado pela "porta", o demultiplexador envia um nível baixo até a porta NOU correspondente; a outra entrada da mesma irá receber um nível alto ou baixo, dependendo de a chave ter sido encontrada ou não.

Caso ela tenha sido localizada pelo jogador, essa entrada terá um nível alto e a saída, portanto, será baixa. Mas se ela não tiver sido encontrada, porém, a saída será alta e o jogador ficará impedido de se mover nessa direção, já que o botão correspondente estará bloqueado. Repare que no labirinto ilustrado pela figura 1 foi introduzida uma única "porta"; note também que, com um nível baixo em qualquer um dos pinos 4, 8, 9 ou 10 de IC4, a saída da porta NE N28 será alta, fazendo acender o LED D22.

Diversos valores hexadecimais programados na memória têm a função de especificar a informação extra que é sinalizada pelos LEDs D13...D22. São eles: B...F para D13...D17; A para D18; 5 para D19; 4 para D20; e 6 para D21, que indica o local da chave (veja a tabela 2). Conforme nos mostra a figura 1, cada um desses caracteres em hexa foi programado em diversos pontos do labirinto. Quando o jogador passa por um desses blocos, seu código hexadecimal é remetido ao demultiplexador na forma binária; uma das saídas de IC4 vai então para o nível baixo e o LED relevante acende.

TABELA 2

1	ENTRADA
2	SAÍDA
3	PORTA ←
4	CAMINHO P/ SAÍDA (→ SAÍDA)
5	CAMINHO P/ CHAVE (→ CHAVE)
6	CHAVE!
7	PORTA →
8	PORTA↑
9	PORTA↓
A	PERIGO!
B	CANTO INFERIOR ESQUERDO
C	PARTE CENTRAL
D	CANTO INFERIOR DIREITO
E	CANTO SUPERIOR ESQUERDO
F	CANTO SUPERIOR DIREITO

B...F = posições do jogador no interior do labirinto

tabela 2 - Significado dos caracteres hexa de informação, no labirinto da figura 1.

Toda vez que o jogador tem uma parede ao seu redor, a saída apropriada da memória (pino 9, 10, 11 ou 13) encontra-se no nível alto. Esse sinal vai para uma das quatro portas NE N23...N26, que aciona os LEDs daquela parede. Enquanto não for achada a saída do labirinto, o visor dos LEDs D1...D12 irá funcionar normalmente, dessa forma. Mas assim que o jogador conseguir "escapar", o pino 3 de IC4 assumirá um nível baixo, permitindo que o sinal produzido pelo oscilador N20 atinja as portas N23...N26; em resposta, todas as "paredes" do visor vão piscar ao mesmo tempo.

Montando o Elabirinto

Todo o circuito, incluindo a fonte, é montado em duas placas de circuito impresso, uma destinada ao "cérebro" do sistema e a outra, à parte de comando. Essas duas placas aparecem em tamanho natural, vistas pelos dois lados, nas figuras 8 e 9. A primeira delas, apesar de conter maior número de componentes, não apresenta grandes dificuldades, exigindo apenas o cuidado usual de toda placa. A outra, como se vê, foi projetada de modo a servir diretamente como painel de controle, abrigando somente os botões de deslocamento e os LEDs sinalizadores.

Os botões usados no projeto original são de tipo europeu, com quatro terminais cada; não há problema algum em usar modelos nacionais de dois terminais, podendo-se até manter o *lay-out* como está. Os LEDs poderiam ser, em princípio, de qualquer cor e formato, mas o jogo fica mais realista com modelos retangulares na posição de D1...D12, que formam as paredes do labiritno.

As duas placas devem ser interligadas em nada menos que 25 pontos. Isto soa mais complicado do que realmente é, já que todos esses pontos estão claramente identificados e aproximadamente alinhados em ambas as placas, quando estas são sobrepostas. Além disso, o uso de cabos multiveias facilita bastante a tarefa e dá um aspecto mais profissional ao aparelho.

O protótipo europeu foi montado segundo as orientações da figura 10, que mostra um gabinete "ergonômico" com a frente inclinada e um painel todo em acrílico (que deve ter, de preferência, a mesma cor dos LEDs utilizados). As placas já sobrepostas e separadas por espaçadores foram fixadas no

10

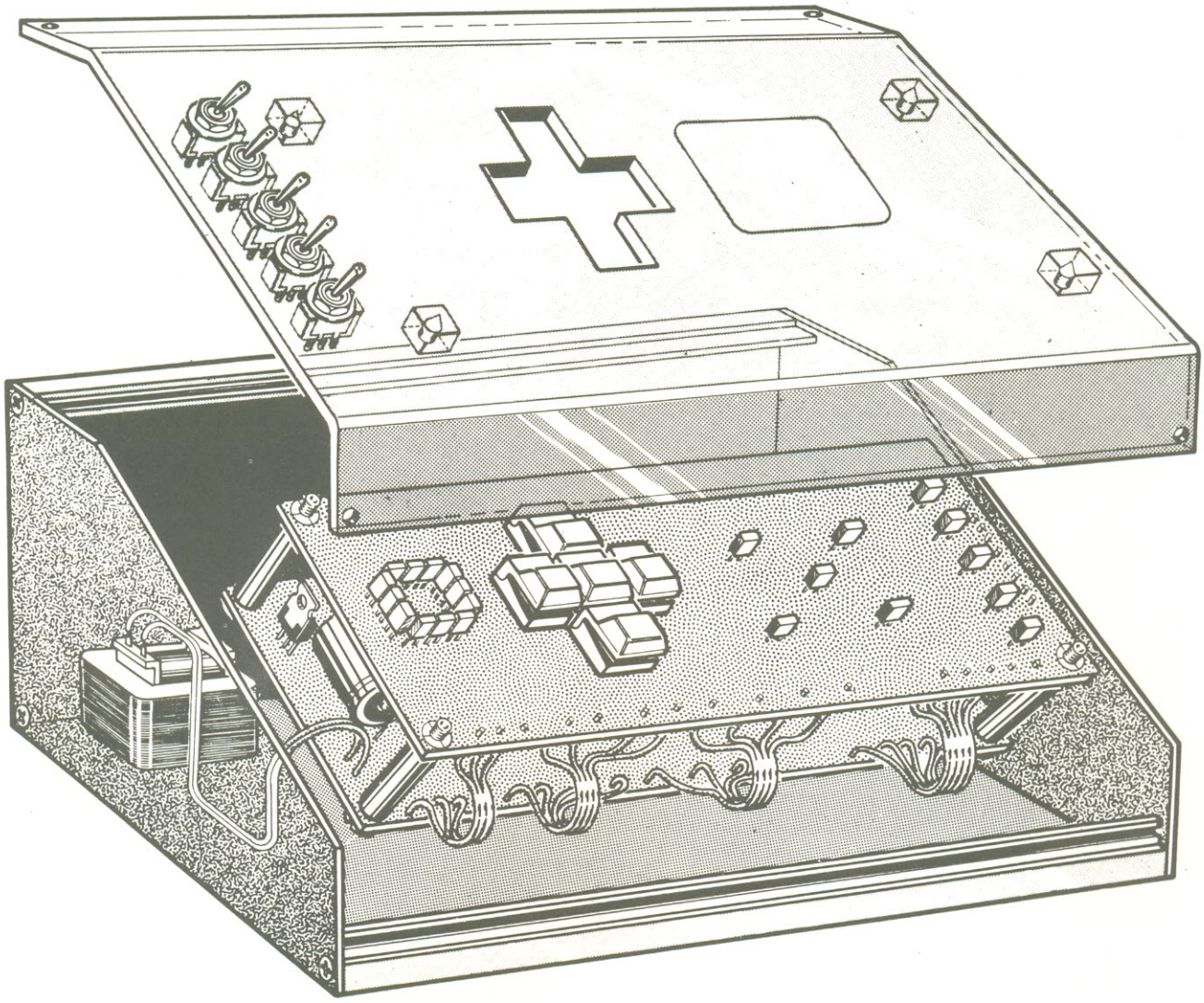


figura 10 - Sugestão de como implementar o circuito em um gabinete "ergonômico". O painel pode ser de metal ou acrílico vermelho, com aberturas feitas nos pontos apropriados.

próprio painel frontal, através de pequenos calços parafusáveis. Esse painel previu também aberturas para os botões de comando S1...S4 e S6, assim como para as chaves selecionadoras S5 e S7...S10, que foram montadas diretamente nele. A única peça externa foi o transformador de alimentação, fixado ao fundo da parte traseira do gabinete.

Conclusão

O Elabirinto é sem dúvida um jogo complexo; mas convenhamos que se fosse mais simples representaria um desperdício de tempo e dinheiro, já que se tornaria logo previsível e tedioso. De quaquer forma, aí vai uma dica para os novatos: as primeiras jogadas podem ser simplificadas traçando-se um mapa do percurso sobre papel quadriculado; mais do que isso iria estragar a graça do jogo. E boa sorte no papel de Teseu.

Eis aqui uma segunda chance para quem acha que "perdeu o bonde" da tecnologia e que os microprocessadores são difíceis demais de entender hoje em dia. Escrito numa linguagem simples, este artigo exige apenas os conhecimentos "normais" de lógica digital para explicar os mecanismos de *hardware* e *software* comuns a todos esses dispositivos.

Introdução aos microprocessadores

Aquilo que chamamos de microprocessador não passa de um processador extremamente compacto; este, por sua vez, faz parte dos computadores ou de quaisquer outros sistemas de processamento de dados. Assim, antes de explorar os meandros do microprocessador, é preciso entender o princípio de operação dos computadores e a função dos processadores nos sistemas de computação.

O computador é basicamente uma máquina usada para se processar informações. Os dados são entregues a ele e o resultado do processamento aparece em sua saída; as operações que devem ser efetuadas com esses dados são reunidas em uma sequência de instruções conhecida como "programa".

Complexidade à parte, a maior diferença entre um computador e uma simples calculadora de bolso reside justamente na programação. Esta possui uma série de funções matemáticas pré-programadas, que podem ser chamadas através de teclas, tais como seno, exponencial e logaritmo, assim como as funções aritméticas básicas (soma, subtração, divisão e multiplicação). O computador, por outro lado, dispõe apenas dessas funções aritméticas básicas e de funções lógicas manipulativas ("se x > y, então..."), que precisam ser incluídas passo a passo no programa. Essa característica, porém, torna o computador infinitamente mais versátil que qualquer máquina de calcular.

De fato, enquanto as calculadoras têm sua operação restrita às funções disponíveis no teclado, os computadores são capazes de efetuar praticamente qualquer manipulação de dados ou operação matemática, bastando que seus programas sejam montados com a sequência correta de instruções.

Um típico sistema de computação, de qualquer porte, é normalmente composto por quatro unidades básicas (figura 1):

1

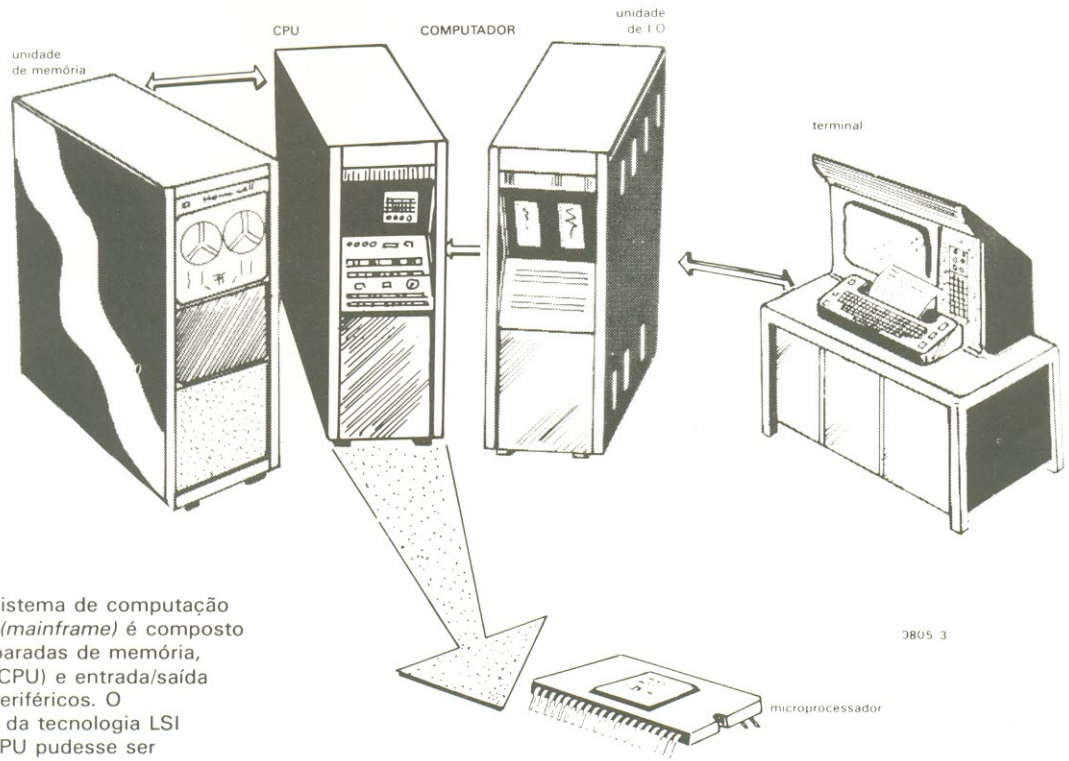


figura 1 — Um sistema de computação de grande porte *(mainframe)* é composto por unidades separadas de memória, processamento (CPU) e entrada/saída (I/O), além dos periféricos. O desenvolvimento da tecnologia LSI permitiu que a CPU pudesse ser integrada num único CI — o microprocessador.

2

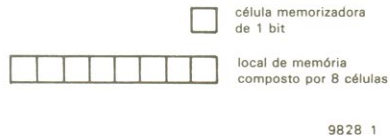


figura 2 Representação simbólica de uma célula memorizadora e de um local constituído por oito dessas células.

3

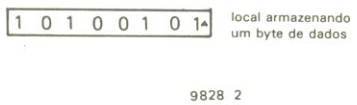


figura 3 — Exemplo de como um byte (palavra de 8 bits) é armazenado em um local da memória.

4



figura 4 Simples analogia da memória com um sistema de arquivo. Os locais correspondem a gavetas; os endereços, aos números gravados nas mesmas; e os dados, às pastas arquivadas.

5

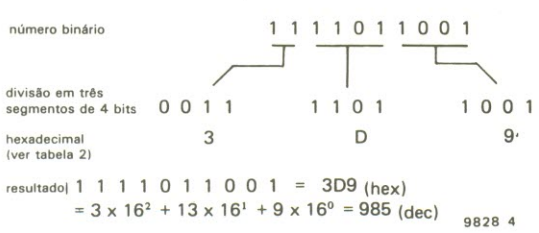


figura 5 — Como se faz a conversão de um número binário em hexadecimal e de hexa para decimal.

1. Uma unidade central de processamento (UCP ou CPU), que realiza as operações aritméticas e as diversas operações lógicas com os dados (comparação, manipulação e deslocamento), de acordo com as instruções contidas no programa.

2. Unidades de memória, para armazenar dados e programas. A mesma memória pode ser usada tanto para os dados como para os programas, especialmente nos microcomputadores; as máquinas de grande porte costumam armazená-los em unidades separadas de memória.

3. Uma ou mais unidades de entrada/saída (E/S ou I/O), também chamadas de "periféricos", para que a CPU possa receber e fornecer dados; de acordo com o tipo de computador, podem ser acionadores de discos rígidos e/ou flexíveis, sistemas de fita magnética, unidades de discos óticos, impressoras, plotadoras, "mouses" ou modens.

4. Uma unidade separada — que também pode ser considerada parte da estrutura de entrada/saída (outro periférico, portanto) — para a preparação e/ou verificação de programas e dados: é o conjunto formado pelo terminal de vídeo e pelo teclado. Esta unidade e as de E/S podem ser combinadas, especialmente em aplicações em que há interação direta do usuário com a máquina — tal como no caso de canetas óticas, sistemas de reconhecimento de voz, sintetização de fala e assim por diante.

Um pouco de história

Muitos de vocês já devem ter visto, ao menos uma vez, fotografias daqueles velhos computadores valvulados e talvez tenham ficado imaginando o porquê de toda aquela aparente complexidade. O motivo está simplesmente na tecnologia de que os engenheiros dispunham na época. Após algumas tentativas iniciais de montar computadores operando com a notação decimal (ou seja, com os números de 0 a 9), eles logo perceberam que não era uma solução prática, eletronicamente falando, em especial quando se tratava de grandes sistemas de computação. Ao mesmo tempo, descobriram que seria muito mais simples fazê-los operar no sistema numérico binário, que emprega somente os dígitos 1 e 0 — uma correspondência natural para as condições elétricas de "ligado" e "desligado".

Pois bem, mas os computadores (mesmo os pioneiros) devem manipular e estocar grandes quantidades de informação; e para armazenar um dígito do sistema binário é preciso dispor de um circuito eletrônico capaz de assumir dois estados distintos, correspondentes aos valores 0 e 1. Tal circuito é o nosso conhecido biestável ou *flip-flop*. Como a manipulação e armazenagem de dados em grande quantidade exigem um número equivalente de biestáveis e considerando que na época cada biestável era constituído por um duplo triodo, não é de estranhar que os computadores a válvula fossem, digamos, tão "incômodos".

Naqueles dias, cada uma das quatro unidades do computador podia ocupar uma sala inteira, dependendo da complexidade do sistema. A introdução dos transistores possibilitou a implementação de computadores bem menores e, mais tarde, com o desenvolvimento dos circuitos integrados TTL e MOS, foi possível fazer máquinas ainda mais compactas. Por fim, com o aperfeiçoamento crescente das tecnologias de integração em larga escala (LSI e VLSI), o microprocessador surgiu em cena. Assim, as funções da CPU, que no tempo das válvulas ocupavam inúmeros bastidores e nos dias dos transistores e CIs TTL exigiam várias placas de circuito impresso, passaram a ser integradas num único componente.

Como era de se esperar, a integração em grande escala propiciou também uma drástica redução nas dimensões físicas das memórias, permitindo que extensas áreas de armazenagem sejam concentradas em pequenos circuitos integrados.

Estrutura interna de um computador

O microprocessador, por si só, é virtualmente inútil. Ele deve ser usado juntamente com alguma unidade de entrada/saída (para poder se comunicar com o "mundo exterior") e com uma certa área de memória. A memória é particularmente importante, por permitir não só a obtenção rápida de dados e instruções, como também a armazenagem de resultados das operações — permitindo ao próprio computador a tomada posterior de decisões, com base nesses resultados. Sem a memória, nada disso seria possível.

6

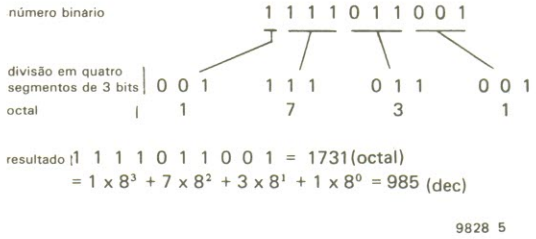


figura 6 — Exemplo de conversão de um número binário em octal e daí para decimal.

TABELA 1

CÓDIGO ASCII DE 7 BITS

1000000	@	0110000 0
1000001	A	0110001 1
1000010	B	0110010 2
1000011	C	0110011 3
1000100	D	0110100 4
1000101	E	0110101 5
1000110	F	0110110 6
1000111	G	0110111 7
1001000	H	0111000 8
1001001	I	0111001 9
1001010	J	0111010 :
1001011	K	0111011 ;
1001100	L	0111100 <
1001101	M	0111101 =
1001110	N	0111110 >
1001111	O	0111111 ?
1010000	P	
1010001	Q	1100001 a
1010010	R	1100010 b
1010011	S	1100011 c
1010100	T	1100100 d
1010101	U	1100101 e
1010110	V	1100110 f
1010111	W	1100111 g
1011000	X	1101000 h
1011001	Y	1101001 i
1011010	Z	1101010 j
1011011	[	1101011 k
1011100	\	1101100 l
1011101	]	1101101 m
1011110	Λ	1101110 n
1011111	sublinhado	1101111 o
0100000	em branco	1110000 p
0100001	!	1110001 q
0100010	"	1110010 r
0100011	#	1110011 s
0100100	$	1110100 t
0100101	%	1110101 u
0100110	&	1110110 v
0100111	'	1110111 w
0101000	(	1111000 x
0101001	)	1111001 y
0101010	*	1111010 z
0101011	+	
0101100	vírgula	
0101101	traço	
0101110	período	
0101111		

tabela 1 — Letras, números e símbolos podem ser representados sob a forma de números binários, como atesta o conhecido código ASCII.

Para melhor compreender os microprocessadores, portanto, é preciso antes conhecer mais de perto o tipo de informação com que trabalham e as memórias que lhes servem de apoio.

A digitalização dos dados — Já vimos que toda informação a ser processada num computador deve ser antes convertida em algum tipo de código binário. Pelo fato de qualquer dígito, em um número binário, assumir um entre dois valores possíveis (0 e 1), torna-se extremamente simples representá-los em circuitos eletrônicos — quer seja pela presença ou ausência de uma tensão, por uma chave aberta ou fechada e assim por diante.

Qualquer letra, símbolo ou algarismo decimal pode ser representado por um código binário de vários bits (abreviação inglesa de *binary digit*), cujo exemplo mais representativo é o famoso ASCII — Código Padrão Americano para Intercâmbio de Informações (veja a tabela 1). Nesse caso específico, todas as letras do alfabeto, numerais, sinais de pontuação e vários outros símbolos são representados como palavras de 8 bits. Dá-se o nome de "palavra", aliás, a um conjunto paralelo de bits; as palavras de 8 bits são conhecidas por bytes. A relação existente entre a extensão das palavras e os microprocessadores e memórias será discutida mais adiante, neste mesmo artigo.

Memórias — Nos sistemas de computação, como vimos, dados e programas são guardados em uma memória. Cada célula dessa memória é capaz de reter um bit de informação e todo o complexo existente em um CI pode conter entre dezenas e centenas de milhares dessas células (ou até milhões, mais recentemente). O grupo de células que armazena uma palavra é denominado **local** (figura 2); a representação de um local contendo um byte pode ser vista na figura 3.

Para viabilizar a introdução e a retirada de informação da memória, é necessário prever alguma forma de identificação dos vários locais de que é composta. Para isso, cada local da memória recebe um **endereço** — outra palavra binária, desta vez definindo os pontos em que os dados são armazenados. É essencial saber distinguir entre o endereço de um determinado local e os dados que ele contém; ambos são palavras binárias, mas o primeiro é fixo e os outros podem variar.

A memória dos computadores pode ser visualizada como um arquivo, a exemplo do que se vê na figura 4. Nessa analogia, os locais equivalem às gavetas do arquivo, onde é possível colocar ou obter dados (ou seja, as pastas contendo informações). Cada gaveta é identificada com um número de 1 a 5, em correspondência com o endereço dado a cada local da memória. Percebe-se que essa identificação, assim como o endereço, nada adianta sobre as informações guardadas em cada gaveta, mas simplesmente onde elas podem ser encontradas.

A quantidade de locais individualizados em uma memória de (micro)computador é determinada pelo número de bits disponíveis para o endereçamento. Como na prática o endereço 0 não costuma ser associado a nenhum local, o número de locais equivale, portanto, a $2^n - 1$ (onde "n" corresponde à quantidade de bits de cada endereço). Com memórias de grande capacidade,

TABELA 2

decimal	binário	hexadecimal
0	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 0 0 0 0 =	0
1	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 0 0 0 1 =	1
2	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 0 0 1 0 =	2
3	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 0 0 1 1 =	3
4	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 0 1 0 0 =	4
5	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 0 1 0 1 =	5
6	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 0 1 1 0 =	6
7	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 0 1 1 1 =	7
8	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 1 0 0 0 =	8
9	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 1 0 0 1 =	9
10	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 1 0 1 0 =	A
11	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 1 0 1 1 =	B
12	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 1 1 0 0 =	C
13	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 1 1 0 1 =	D
14	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$ 1 1 1 0 =	E
15	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 =$ 1 1 1 1 =	F

tabela 2 — No sistema numérico hexadecimal, números binários de 4 bits podem ser representados por dígitos decimais, suplementados pelas letras de A até F.

TABELA 3

decímal	binário	hexadecimal	octal
0	0 0 0 0 0 0 0 0	0	0
1	0 0 0 0 0 0 0 1	1	1
2	0 0 0 0 0 0 1 0	2	2
3	0 0 0 0 0 0 1 1	3	3
4	0 0 0 0 0 1 0 0	4	4
5	0 0 0 0 0 1 0 1	5	5
6	0 0 0 0 0 1 1 0	6	6
7	0 0 0 0 0 1 1 1	7	7
8	0 0 0 0 1 0 0 0	8	10
9	0 0 0 0 1 0 0 1	9	11
10	0 0 0 0 1 0 1 0	A	12
11	0 0 0 0 1 0 1 1	B	13
12	0 0 0 0 1 1 0 0	C	14
13	0 0 0 0 1 1 0 1	D	15
14	0 0 0 0 1 1 1 0	E	16
15	0 0 0 0 1 1 1 1	F	17
16	0 0 0 1 0 0 0 0	10	20
17	0 0 0 1 0 0 0 1	11	21
18	0 0 0 1 0 0 1 0	12	22
19	0 0 0 1 0 0 1 1	13	23
20	0 0 0 1 0 1 0 0	14	24
etc.	**etc.**	**etc.**	**etc.**

tabela 3 — Comparação entre alguns números decimais, binários, hexadecimais e octais.

porém, a notação de endereços na forma binária torna-se bastante inconveniente.

Assim, por exemplo, se os endereços tivessem 16 bits, o número de locais possíveis seria 65.535, considerado um valor decimal "razoável". Em notação binária, porém, o endereço do último local teria que ser, nesse caso, 1111111111111111, o que já não seria tão prático. Portanto, se representar endereços na forma binária mostrou-se incômodo e escrevê-los em decimal para depois convertê-los em binário para o computador, extremamente trabalhoso, foi preciso encontrar um compromisso — ou seja, um sistema que fosse de conversão e representação mais simples.

Decidiu-se adotar então duas notações alternativas; a primeira delas é a **hexadecimal,** que tem esse nome pelo fato de utilizar o sistema numérico de base 16. Por esse sistema, os números binários são primeiramente divididos em grupos de quatro bits e cada um deles é substituído por um único símbolo. Existem, como é óbvio, dezesseis símbolos, correspondendo a todas as possíveis combinações dos quatro bits em cada grupo.

Convencionou-se então que os dígitos de 0 a 10 simbolizassem os números entre 0000 e 1010 e que as letras de A até F fizessem o mesmo com a faixa de 1011 a 1111. Qualquer número binário de 16 bits, portanto, pode ser representado por quatro símbolos hexadecimais; a título de exemplo, o valor binário 1110 0101 1111 0010, equivale a E5F2. Não há dúvida que o código hexadecimal permite uma representação bastante prática e uma conversão das mais simples, tanto para binário como para decimal, como comprova o exemplo da figura 5. Na tabela 2, por fim, foi relacionado o processo de conversão dos números que formam a base do sistema hexadecimal.

A segunda notação mais usada é a **octal,** assim chamada por empregar o sistema numérico de base 8. Neste caso, os números binários são "seccionados" em grupos de três bits, cujas possíveis combinações são representadas, por convenção, pelos números decimais de 0 a 8. Esta também pode ser facilmente convertida para binário ou decimal, segundo nos mostra a figura 6. É preciso ter cuidado, no entanto, para não confundir as duas notações, ao se trabalhar com esses números; eis um exemplo típico:

372 (octal) =
011 111 010 =
= 258 (decimal),

7

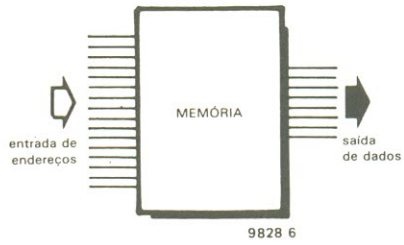


figura 7 — A memória representada como um bloco contendo uma entrada de endereçamento de 16 bits e um portal de dados de 8 bits.

8

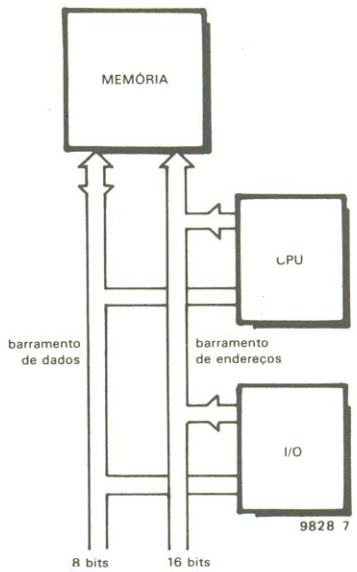


figura 8 — A comunicação entre os vários blocos internos do microprocessador é efetuada com barramentos de dados e endereços.

ao passo que

372 (hexadecimal) =
0011 0111 0010 =
= 882 (decimal)

O sistema de memória pode ser representado simplesmente sob a forma de um bloco com uma entrada de endereçamento e uma "porta" de dados, ambas com tantas linhas de comunicação quantos forem os bits das palavras de endereços e dados, respectivamente (figura 7). A esta altura, porém, é preciso fazer uma distinção entre dois tipos diferentes de memória: a ROM (*Read-Only Memory* ou memória exclusivamente de leitura) e a RAM (*Random Access Memory* ou memória de acesso direto).

A informação contida em uma ROM costuma ser fixa e de alteração difícil ou impossível. Dessa forma, os dados existentes nas ROMs podem ser apenas lidos, mediante a aplicação do endereço apropriado à entrada de endereçamento; os dados escolhidos aparecem então na porta correspondente. Essas memórias são normalmente usadas para armazenar programas permanentes, voltados para aplicações dedicadas dos microprocessadores.

Em contrapartida, os dados que as memórias RAM contêm podem ser tanto lidos como gravados, o que as torna ideais para armazenagem de

curto prazo. Além das portas de dados e endereços, a RAM é equipada com uma linha de habilitação para escrita e leitura, cujo nível lógico determina se o endereço aplicado deve fazer os dados surgirem na saída do CI ou permitir que novos dados sejam gravados em um local determinado. Além disso, esse tipo de memória pode incluir entradas e saídas de dados separadas ou utilizar uma única porta para as duas funções.

Memórias ROM — Como dissemos há pouco, as informações gravadas na ROM são fixas ou semi-fixas; o fato é que ela pode receber tais informações em diferentes momentos de sua "vida", de acordo com a modalidade a que pertence. Caso seja uma ROM pura e simples, por exemplo, ela já vem com os dados gravados de fábrica, sob encomenda de usuários específicos. Nesse caso, o conteúdo é mesmo definitivo, não podendo ser alterado por processo algum.

Se for uma PROM (ROM programável), será sempre fornecida com todas as células predispostas num único nível lógico (1 ou 0, de acordo com a procedência). Mais tarde, qualquer informação especificada pelo usuário poderá ser gravada na PROM, pela alteração seletiva do nível presente nas células, mediante um equipamento especial de programação. Esse segundo tipo de ROM, contudo, só pode se programada uma vez; caso seja cometido um erro, de um bit que seja, durante o processo, a memória é inutilizada. Ademais, mesmo pequenas modificações no programa acarretam a substituição de CIs inteiros.

Essas desvantagens causaram suficientes aborrecimentos, na prática, a ponto de suscitar o desenvolvimento de um terceiro tipo de ROM: a EPROM ou ROM programável e apagável. Ela pode ser usada para guardar dados de forma permanente, como os dois primeiros, mas ao contrário deles exibe um processo de programação reversível. Os CIs de memória EPROM recebem uma pequena janela transparente na parte superior do encapsulamento, de modo a permitir que os dados sejam "apagados" sob exposição à luz ultravioleta. Nessas condições, qualquer erro de programação implica tão-somente em uma breve sessão de apagamento, para depois se retomar o processo desde o início.

Similar à EPROM e quarto tipo da relação de ROMs, embora ainda não muito difundida, é a EAROM (ROM eletricamente alterável). A principal diferença entre ambas está no fato de que tanto a programação como o apagamento da EAROM são efetuados através de tensões mais elevadas que a de alimentação. As memórias EPROMs e EAROMs são muito utilizadas em substituição às ROMs e PROMs em serviços de desenvolvimento, quando os programas ainda estão muito sujeitos a alterações. Uma vez determinada a estrutura definitiva desses programas, pode-se então utilizar ROMs ou PROMs no produto final.

Apesar das diferenças, esses quatro tipos de memória ROM possuem uma coisa em comum: durante o uso normal, como parte de um sistema de (micro)computação, as informações que contêm não podem sofrer modificações; elas aceitam apenas leitura de dados, jamais gravação.

Memórias RAM — Estas memórias encontram utilização nos casos em que os dados armazenados precisam sofrer alterações constantes. São fornecidas em duas categorias básicas: as **RAMs estáticas**, que usam a inerente capacidade de armazenagem dos dispositivos biestáveis; elas retêm a informação até que esta seja alterada ou até que a alimentação seja desativada. Já as **RAMs dinâmicas** armazenam dados sob a forma de carga em capacitores, em geral tirando proveito da capacitância de porta dos MOSFETs. Mas devido à

9

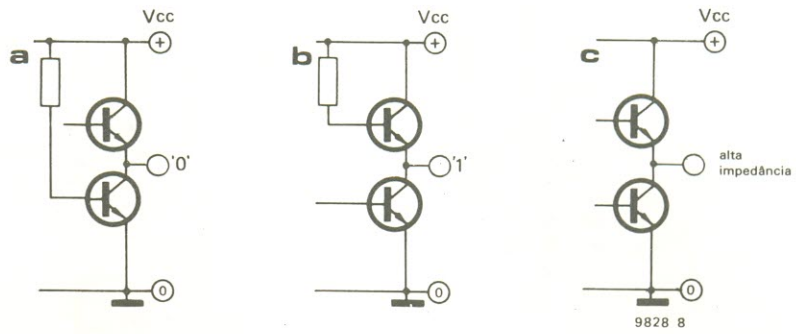


figura 9 — Uma saída de três estados pode atuar como uma saída lógica normal ou então assumir um estado de alta impedância, que a isola do barramento ao qual está ligada.

10

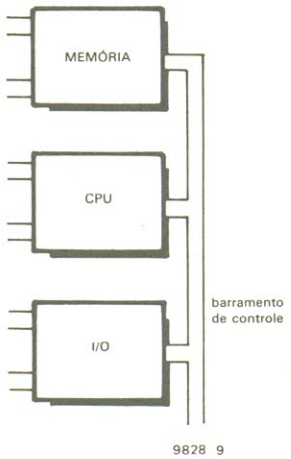


figura 10 — O barramento de controle tem a função de coordenar a ligação das várias unidades aos barramentos de dados e endereços.

11

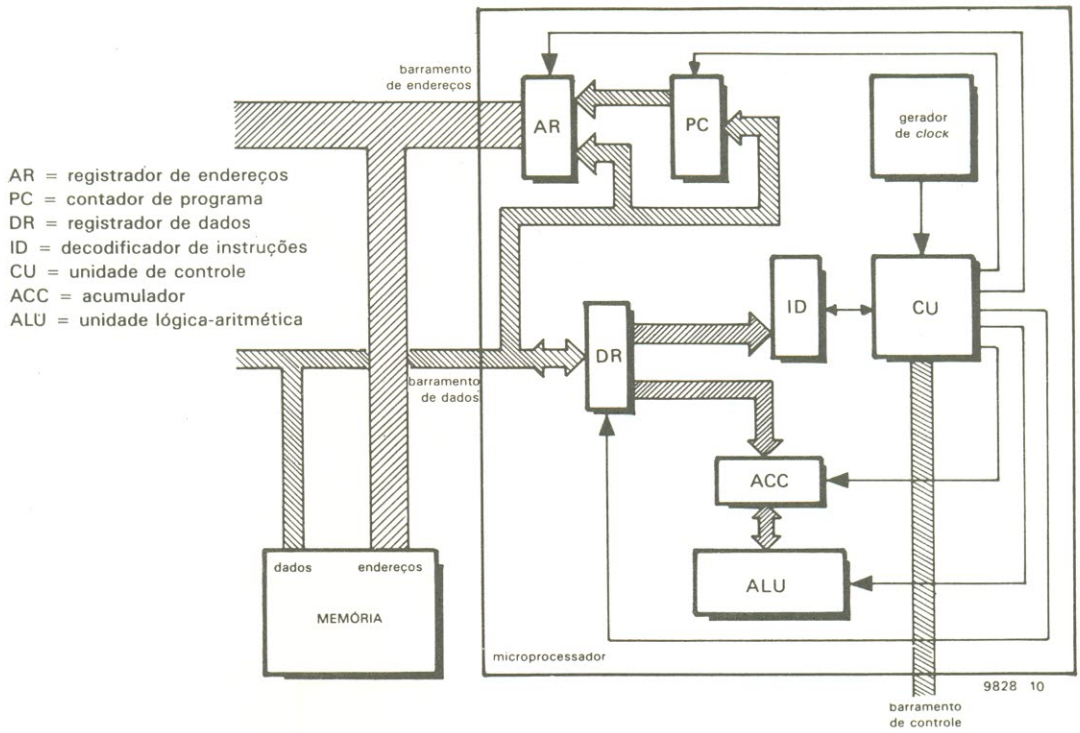


figura 11 — Diagrama de blocos de uma CPU genérica.

tendência que essa carga tem de se esgotar em pouco tempo, essas memórias precisam receber um **reforço** periódico para renová-la e assim evitar a perda dos dados. Nas RAMs dinâmicas mais recentes o ciclo de reforço é um processo automático, ativado em períodos de alguns milissegundos.

A principal desvantagem dos dois tipos de RAM está no fato de serem voláteis, ou seja, de perderem os dados quando privadas da tensão de alimentação; isto as torna inadequadas para armazenagem de dados a longo prazo, portanto. As memórias ROM, por outro lado, são capazes de reter indefinidamente o que recebem, já que os dados ficam estocados em sua estrutura física e não dependem das condições de um circuito elétrico externo.

Extensão das palavras na memória — Existem dois métodos para se transferir e manipular dados nos sistemas de computação: **serial** e **paralelo.** Na manipulação serial, os bits são processados em sequência, um após o outro — caso em que a memória teria apenas uma linha de entrada e os bits ficariam "enfileirados" para serem lidos ou gravados, num sistema bastante demorado. O processamento paralelo, em contrapartida, implica que a memória e as demais unidades do computador tenham tantas linhas de entrada/saída quantos forem os bits das palavras, e que todos esses bits sejam manipulados simultaneamente; além disso, somente um endereço é necessário para definir o local de cada palavra, não importa quantos bits tenha. Conclui-se, portanto, que este segundo método apresenta vantagens óbvias em termos de conveniência e rapidez.

As dimensões de uma memória são normalmente especificadas de acordo com o número de palavras que pode armazenar e com a máxima extensão permitida para cada palavra. Assim, por exemplo, é bastante comum a identificação "memória de 1024×8 bits", significando que é capaz de estocar 1024 palavras de 8 bits.

Barramentos — Todo grupo de linhas destinado ao transporte de informações — tal como os 16 bits simultâneos de um endereço, por exemplo — é conhecido como **barramento.** Nos sistemas de computação, deve-se providenciar o acesso à memória tanto externamente, através da unidade de entrada/saída, como internamente, pela CPU. A memória, a unidade E/S e a CPU devem ficar então todas acopladas a barramentos de dados e endereços, como se vê na figura 8.

Como tais barramentos não passam de trilhas de circuito impresso ou cabos elétricos, deduz-se que as saídas dessas três unidades estão fisicamente interligadas. Por esse motivo, é inviável a utilização das tecnologias TTL ou MOS convencionais nessa parte do sistema, pois os vários estágios iriam "disputar" entre si o domínio do barramento. É necessário adotar então outro tipo de sistema, capaz de assumir três condições diferentes na saída: nível alto, nível baixo e desativado.

Esses requisitos podem ser atendidos pela chamada **lógica de três estados** (ou *tristate,* como também é conhecida), cujo princípio de atuação foi ilustrado na figura 9. Quando o transistor inferior é ativado (a), a saída do circuito assume o nível lógico baixo; ao se ativar o transistor superior (b), é o nível lógico alto que aparece na saída. Mas se nenhum dos dois for levado à condução, a saída ficará flutuando e irá apresentar uma impedância elevada aos circuitos que estiverem acoplados a ela. Desse modo, sempre que uma saída não tiver participação num determinado processo, basta colocá-la em seu estado de alta impedância, para que

não afete a saída relevante. Da mesma forma, as entradas dos vários estágios (inclusive a das portas de E/S) podem ser ligadas aos barramentos de forma permanente, pois também apresentam impedâncias elevadas e não chegam a sobrecarregar as linhas dos barramentos.

Para encerrar, é necessário prever algum sistema de controle que ponha as várias "portas" do conjunto nos estados corretos, a cada operação. Essa tarefa foi confiada a um terceiro grupo de linhas, denominado **barramento de controle** (veja a figura 10).

A unidade central de processamento

Agora que analisamos superficialmente as memórias e os métodos usados para se deslocar os dados por todo o micro, podemos nos concentrar em nosso principal objetivo, que é a CPU, também conhecida como microprocessador ou MPU (abreviação inglesa para "unidade de microprocessamento"). Usando um termo já meio batido, podemos afirmar que esse CI é o "cérebro" do microcomputador; em poucas palavras, sua função consiste em controlar a operação das outras unidades do sistema e em processar dados segundo a orientação de programas, a fim de produzir os resultados esperados.

A partir dessa definição, surge de imediato a dúvida do que seria realmente um programa. Resumidamente, o programa é uma sequência lógica de **instruções,** colocada na memória pelo programador, com a finalidade de orientar a CPU sobre as operações que devem ser efetuadas com os dados. É o **conjunto de instruções** específico de cada microprocessador que determina os comandos que podem ser dados à CPU por meio do programa.

A figura 11 nos mostra o típico diagrama de blocos interno de uma CPU das mais simples. Eis as funções atribuídas a cada um dos blocos ali representados:

— *Registrador de endereços (AR):* armazena temporariamente os endereços que devem ser passados para o barramento correspondente.
— *Contador de programa (PC):* faz a contagem dos passos do programa; a saída do PC pode ser aplicada, via registrador de endereços, ao barramento correspondente, para possibilitar o acesso às instruções contidas na memória.
— *Registrador de dados (DR):* armazena temporariamente os dados retirados da memória.
— *Decodificador de instruções (ID):* recebe as instruções retiradas da memória e as decodifica para a unidade de controle.
— *Unidade de controle (CU):* controla as demais unidades internas do microprocessador, garantindo que as operações sejam executadas na ordem correta. É basicamente composto por um sistema de contadores e portas lógicas, acionado pelo gerador de *clock.*
— *Acumulador (ACC):* registrador capaz de armazenar dados por algum tempo.
— *Unidade lógica-aritmética (ULA):* coração da CPU, ela efetua todas as manipulações e operações com os dados.

Para compreender a operação da CPU como um todo e a interação entre esses blocos, será melhor acompanhar a execução de um programa bastante simples, ilustrada na figura 12. Vamos supor então que é preciso somar dois números, "x" e "y", e que o resultado "z" deve ser guardado na memória; os endereços dos locais em que "x", "y" e "z" se encontram serão chamados de A, B e C, respectivamente.

Talvez seja uma revelação um tanto decepcionante, mas o microprocessador é uma máquina bastante idiota. Mesmo para somas simples como esta, ele exige uma série de instruções detalhadas, discriminadas passo a passo. Neste caso, começa-se obtendo o primeiro número ("x") na memória e transferindo-o para a CPU — procedimento que requer dois passos do programa: LOAD A. Essas instruções também ficam guardadas na memória (em nosso caso, nos endereços hexadecimais 0001 e 0002, conforme mostra a figura 12).

A sequência de eventos tem início ao se predispor o contador de programa para o primeiro endereço, 0001, número que é armazenado no registrador de endereços e usado para abrir acesso à memória. Como a informação retida nesse local é a instrução LOAD, ela deve ser lida e passada para o barramento de dados, e daí para o registrador de dados e o decodificador de instruções. Em seguida, a instrução é decodificada e a unidade de controle prepara a CPU para executá-la.

A CPU precisa agora saber o local em que se encontra o número que deve ser carregado; para isso, o contador de programa sofre um incremento para 0002, que por sua vez aparece na saída do AR, indo

12

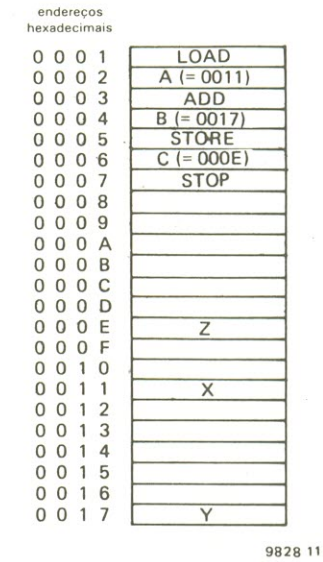


figura 12 — Eis como o programa para somar "x" e "y" é mantido na memória, juntamente com os números "x", "y" e o resultado "z".

endereçar a memória. No local 0002 está armazenado o segundo passo de nosso programa: o endereço A, que neste caso é 0011; esse endereço é retirado da memória e carregado diretamente no AR, através do barramento de dados, sem passar pelo contador de programa. Os dados armazenados no local A (= "x") podem então ser lidos na memória e carregados no acumulador.

Com isso está completo o "carregamento" do primeiro número da operação; os próximos passos do programa envolvem agora somar este ao segundo número. Como a CPU não recebeu ordens de parar, o contador de programa é incrementado mais uma vez e sua saída (0003), armazenada no registrador de endereços. A informação retida nesse local é a instrução ADD, já que nos propomos a somar "x" e "y".

Em seguida, a CPU precisa localizar o segundo número, para somá-lo ao conteúdo do acumulador; incrementando uma vez mais o contador de programa, ela obtém a informação desejada no local 0004. Como a CPU "sabe" de antemão que está procurando um endereço, ela assume que esses dados (0017) podem ser usados para endereçar a memória e obter o número "y". E como a instrução anterior era ADD (e não LOAD), a unidade lógica-aritmética encarrega-se de somar esse número ao que havia sido

carregado previamente no acumulador.

A operação final consiste em armazenar o resultado da soma (="z") no local C. O PC é incrementado novamente, agora para 0005, para "reendereçar" a memória; a CPU topa com a instrução STORE (ou seja, armazenar). Na sequência, o contador de programa avança para 0006, de onde surge o endereço C (000E); este é também enviado ao registrador de endereços e "z" é gravado nesse local.

Embora isto pareça completar o programa, faltou tomar uma providência: informar ao microprocessador sobre nossa intenção. Deixa-se então que o contador de programa seja incrementado uma última vez (para 0007), para que a CPU encontre a instrução final de STOP. O decodificador de instruções passa essa mensagem à unidade de controle e esta imobiliza o contador de programa.

Pode-se concluir ainda que cada operação do programa exige duas etapas: 1. A retirada de uma instrução da memória, e 2. A retirada dos dados da memória, seguida pela operação pedida com os mesmos; essas duas etapas são chamadas de "ciclos de busca e execução".

A unidade lógica-aritmética

Comentamos anteriormente, usando outro termo batido, que a ULA representa o "coração" da CPU, pois é ela que efetua todas as operações lógicas e aritméticas com os dados. Uma ULA típica deve ser capaz de desempenhar as seguintes funções:

1. Soma binária (ADD);
2. Operações com lógica booleana (E, OU e OU-EX);
3. Complementação e inversão (incluindo as funções de negação);
4. Deslocamento de dados por um ou mais pontos, em ambos os sentidos (registrador de deslocamento ou simplesmente deslocador).

Para sofrer a manipulação desejada, os dados são introduzidos no acumulador e daí passam para um registrador *buffer* da ULA. Se esta for concebida então para lidar com dados de 8 bits, deverá conter: um registrador de 8 bits; um somador binário de 8 bits; oito portas E, OU e OU-EX, formando a seção das operações booleanas; oito inversores e um deslocador, também de 8 bits (veja a figura 13).

Na prática, nem todas essas funções lógicas são aparentes de imediato; temos um bom exemplo desse fato nas funções E e OU-EX, que podem ser desempenhadas, na verdade, por uma série de portas OU suplementadas por inversores. De qualquer forma, essas funções sempre fazem parte do conjunto de instruções do microprocessador.

Outro importante componente da ULA é o registrador de *status*, composto basicamente por uma série de biestáveis capazes de armazenar certas informações, denominadas *flags* ou sinalizadores. Assim, por exemplo, se uma determinada manipulação de dados no acumulador produzir um resultado negativo, essa informação será armazenada em um desses biestáveis sob a forma de um bit sinalizador, conhecido como *status* de sinal. E caso o resultado da manipulação fosse um valor nulo, seria armazenado outro bit sinalizador: o de *status* de zero. Uma terceira possibilidade poderia ser uma palavra maior que 8 bits como resultado, caso em que seria acionado o *status* de excesso.

Vários outros bits sinalizadores são viáveis, de acordo com o microprocessador adotado; no entanto, para tentar agora uma análise mais profunda sobre conjuntos de instruções e bits sinalizadores, teríamos que especificar uma determinada MPU do mercado, o que não é o objetivo desta matéria. Mas graças a ela muitos já podem aventurar-se em textos mais aprofundados, sem achar que os microprocessadores são bichos de sete cabeças; já temos livros excelentes traduzidos para o português, que podem ser facilmente encontrados em qualquer livraria técnica.

13

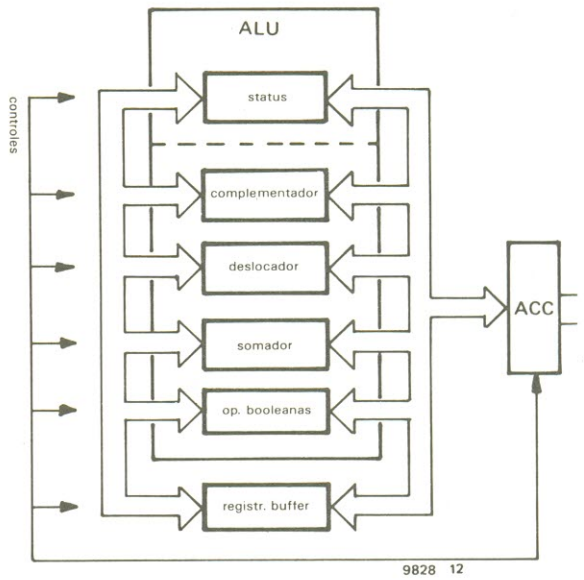


figura 13 — Diagrama de blocos das funções contidas no bloco da ALU (veja a fig. 10).

Bibliografia

— *From the computer to the microprocessor* — Hervé Tireford, Motorola

— *An introduction to microcomputers (volume 1)* — Adam Osborne, Sybex

Com este adendo, podemos considerar encerrada a etapa de execução do codificador de voz. O detector aqui proposto, combinado a um gerador de ruídos, permite que os sons surdos da fala — tal como os "esses" e os "efes", por exemplo — sejam sintetizados com fidelidade. Com isso, fica eliminada uma pequena desvantagem do *vocoder*, originalmente encarada como um compromisso a curto prazo.

VOCODER ELEKTOR
o detector de sons surdos e sonoros

F. Visser

Embora o detector possa parecer um tanto supérfluo, à primeira vista, percebe-se que ele chega a ser indispensável ao analisarmos uma vez mais seu diagrama de blocos (veja a figura 1). No estágio superior, o sinal de voz é dividido em uma série de tensões de controle, que são aplicadas aos VCAs da seção sintetizadora; estes recebem então um sinal portador, dividido em um mesmo número de partes. Tudo bem? Em termos, porque na prática a saída sintetizada nem sempre corresponde ao resultado esperado; o problema pode ser atribuído à portadora, que está longe de ser o ideal.

De fato, a maioria dos sinais sintetizados resulta incompleta, no que tange ao seu espectro. Isto quer dizer que os chamados sons surdos, como "s", "t" e "p", não são reproduzidos com muita perfeição, chegando a ser até inaudíveis. O remédio mais simples e eficiente para esse mal é o acréscimo da "combinação de alta frequência" proporcionada por P17, já incluída no *vocoder* original (ele aparece representado em linha tracejada, na figura 1). Por esse processo, parte das altas frequências do próprio sinal de fala é obtida no filtro passa-altas da seção analisadora, sendo depois combinada diretamente com o resultado final.

Esse pequeno e engenhoso artifício soluciona grande parte do problema, sem dúvida. Mas para que os sons surdos venham a ser sintetizados com toda a perfeição, porém, é preciso dispor de um circuito capaz de distinguir entre eles e os sons sonoros, durante o processo de análise do sinal. Batizado de "detector de sons surdos e sonoros" pelos profissionais da área, esse circuito é exclusividade dos *vocoders* mais sofisticados. Isto é motivado pela sua estrutura complexa, que tende a encarecer tremendamente o equipamento. Tecnicamente falando,

1

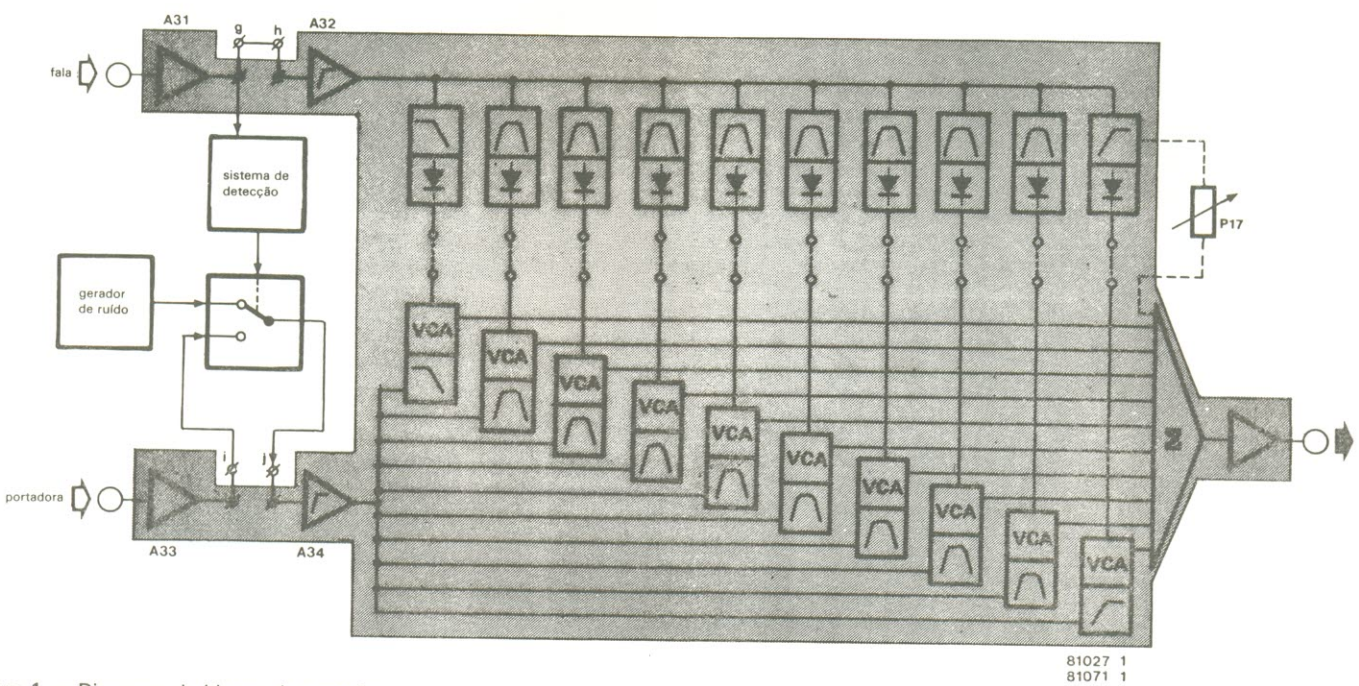


figura 1 — Diagrama de blocos do *vocoder*, agora incluindo o circuito aqui descrito. O potenciômetro P17 deixou de ser necessário.

ele também não é fácil de projetar — o que inibe, obviamente, muitos fabricantes.

Combinado com um gerador de ruído, um detector de sons surdos e sonoros decente pode representar uma considerável melhora sobre o artifício mencionado — que não funciona, por exemplo, quando a fala deve ser sintetizada sem o sinal original de voz. Em outras palavras, não basta utilizar um microprocessador e um conversor D/A para gerar um espectro artificial completo para a fala humana.

O sistema de detecção aqui proposto, porém, é capaz de fazer exatamente isto. Ele permite que o ruído seja aplicado a **todos** os filtros sintetizadores do *vocoder* sempre que for detectada a presença de sons surdos no sinal de fala. Com o auxílio de tensões de controle derivadas da seção analisadora, é possível produzir ruído com a "cor" desejada. Além disso, o detector é suficientemente rápido para fornecer uma síntese verossímil dos sons correspondentes às letras "s", "t", "k" e "p".

Princípio de operação

Embora sua execução prática seja razoavelmente complexa, o diagrama de blocos de um detector de sons surdos e sonoros é a própria simplicidade, como se pode ver na figura 1. O sinal de fala é primeiramente aplicado a um sistema adequado de detecção, capaz de distinguir entre os sons surdos e sonoros. Esse detector aciona um circuito de chaveamento, que interrompe o sinal portador na ocorrência de sinais surdos e o substitui temporariamente pelo sinal extraído de um gerador de ruído.

É evidente que o sistema detector representa o coração do sistema, mas seu pequeno bloco no diagrama pouco informa sobre seu funcionamento. Para saber exatamente o que ele faz, devemos passar para a figura 2, que ilustra as faixas de frequência que o detector "examina" antes de decidir se o sinal é do tipo surdo ou sonoro. O

2

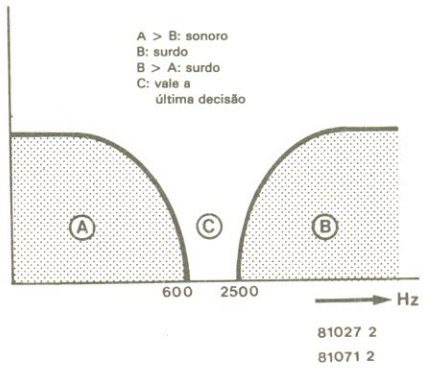


figura 2 — O detector somente irá classificar um determinado sinal como surdo na ocorrência de agudas e ausência de graves.

3A

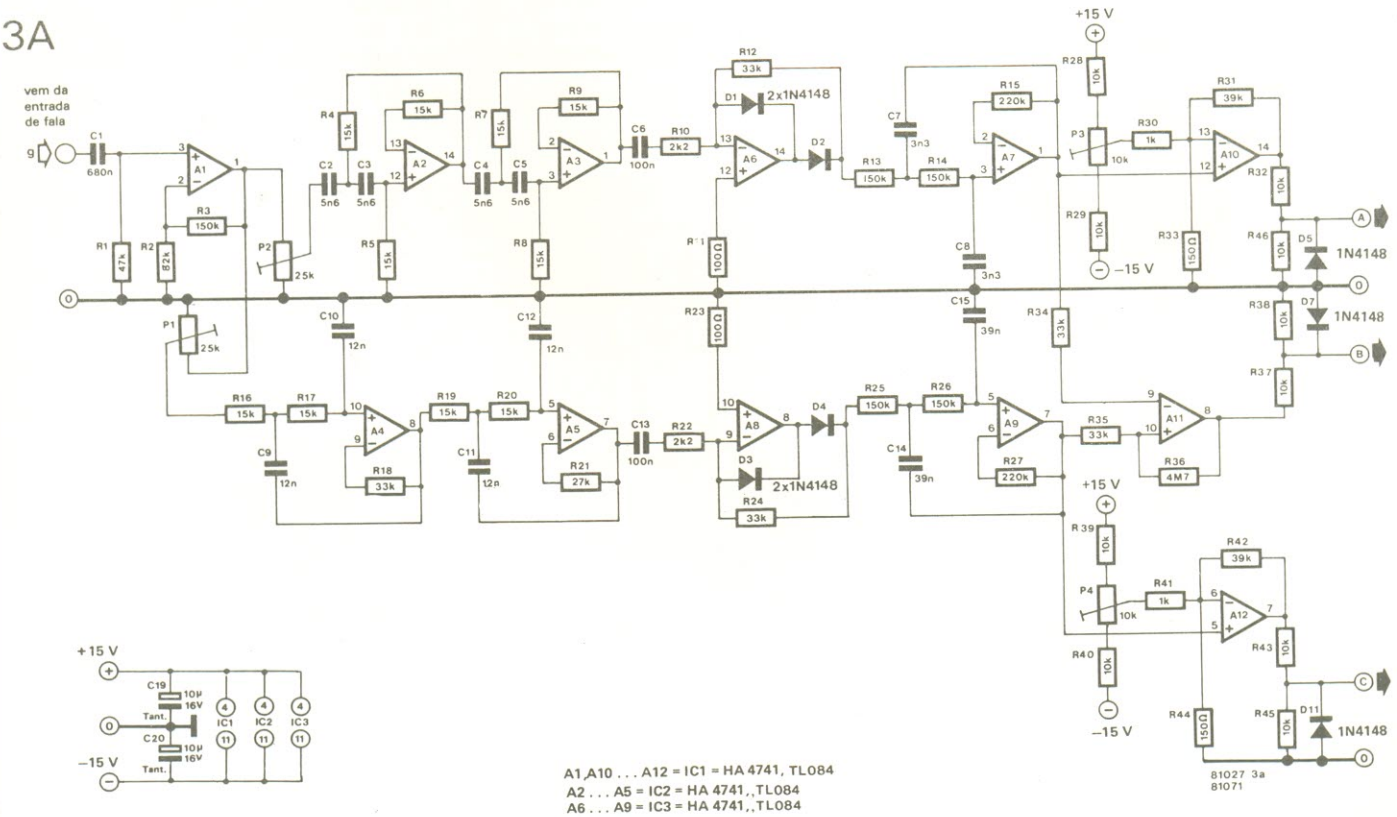
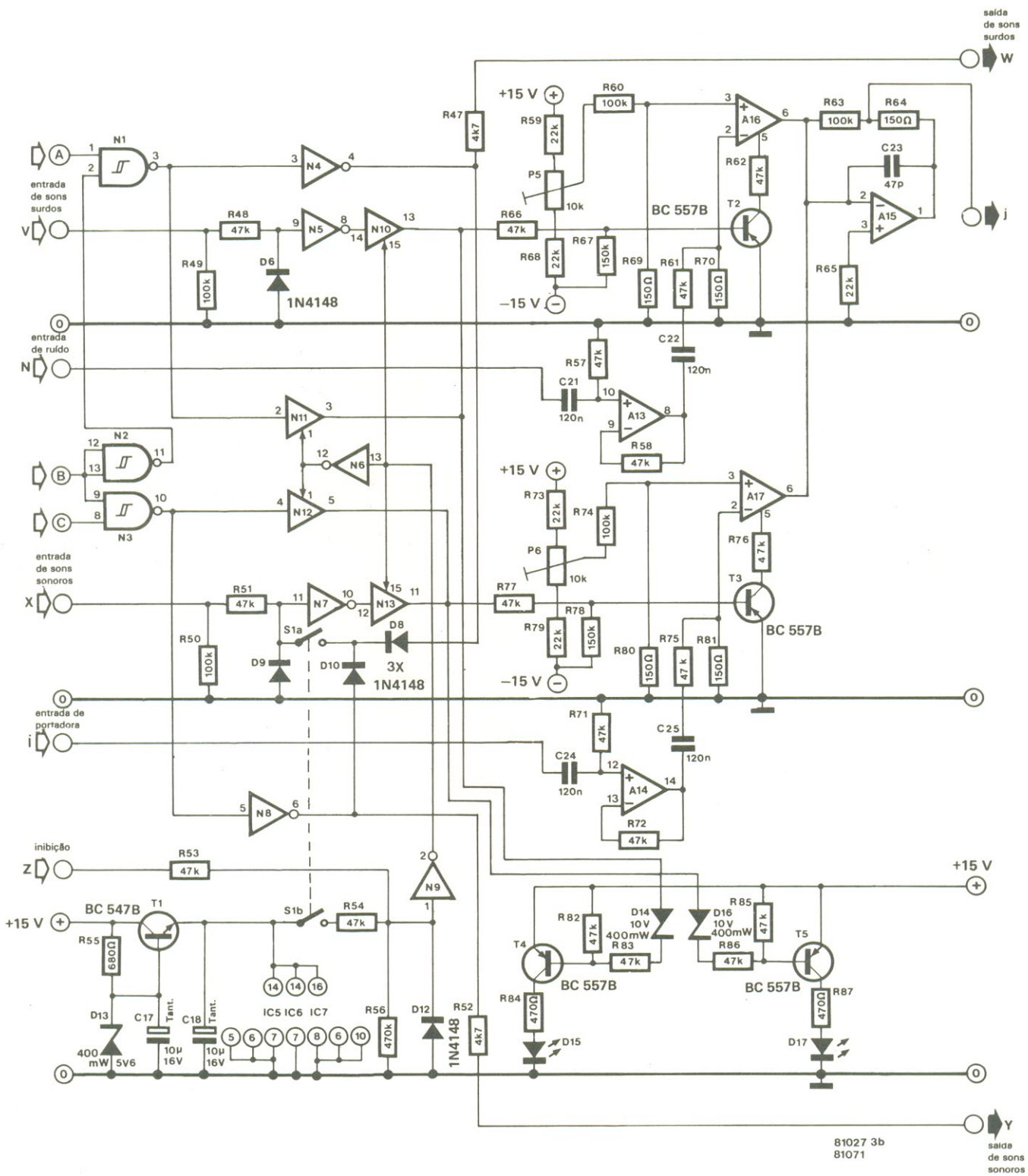
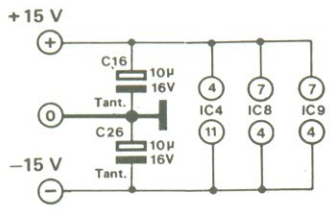
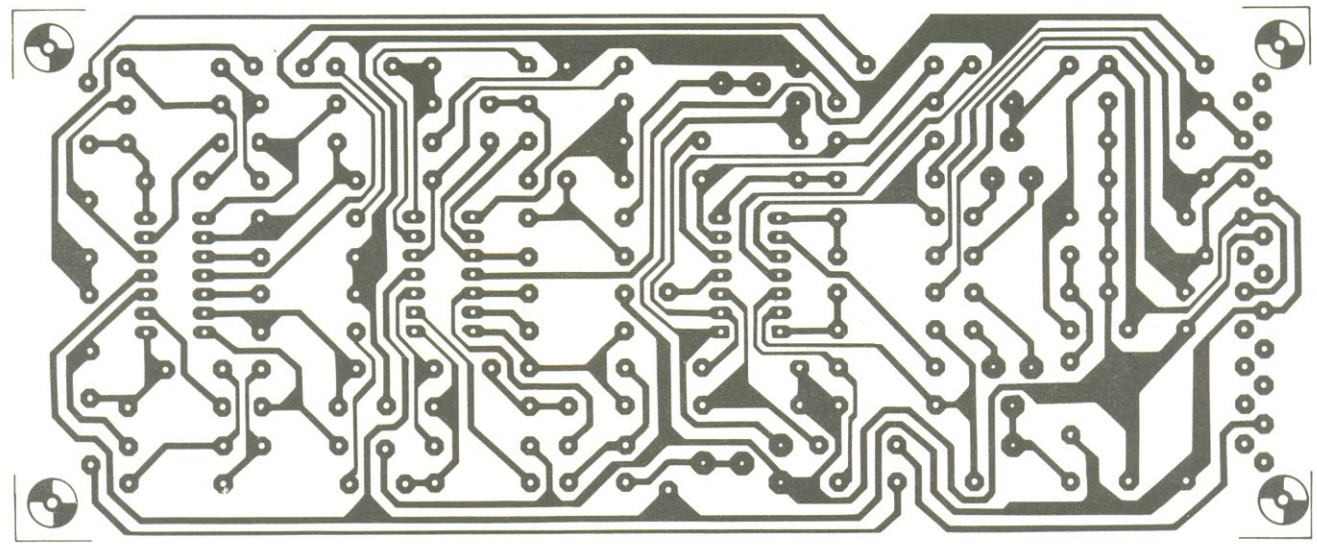


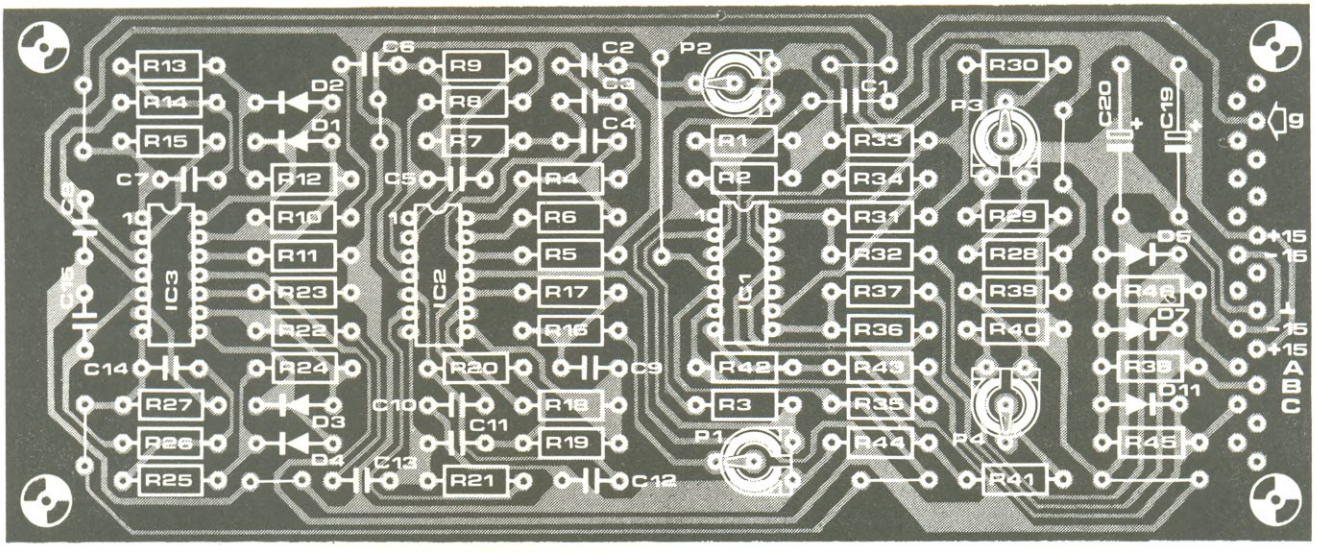
figura 3 — Esquema completo do detectór de sons surdos e sonoros. A grosso modo, em (a) temos a etapa de detecção e em (b), o sistema de comutação.





N1 . . . N3 = IC5 = ¾ 4093 B
N4 . . . N9 = IC6 = 4069 B
N10 . . . N13 = IC7 = ⅔ 4503 B
A13 . . . A15 = IC4 = ¾HA 4741, TL084
A16 = IC8 = CA 3080
A17 = IC9 = CA 3080





Lista de componentes (fig. 3)

Resistores
R1,R48,R51,R53
R54,R57,R58,R61,
R62,R66,R71,R72,
R75,R76,R77,R82,
R83,R85,R86- 47 k
R2- 82 k
R3,R13,R14,R25,
R26,R67,R78- 150 k
R4...R9,R16,R17,
R19,R20- 15 k
R10,R22- 2,2 k
R11,R13- 100
R12,R18,R24,
R34,R35- 33 k
R15,R27- 220 k
R21- 27 k
R28,R29,R32,
R37...R40,R43,
R45,R46- 10 k
R30,R40- 1 k
R31,R42- 39 k
R33,R44,R64,
R69,R70,R80,
R81- 150
R36- 4,7 M
R47,R52- 4,7 k
R49,R50,R60,
R63,R74- 100 k
R55- 680
R56- 470 k
R59,R65,R68
R73,R79- 22 k
R84,R87- 470

P1,P2 - trimpots de 25 k
P3...P6- trimpots de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 680 nF
C2...C5- 5,6 nF
C6,C13 - 100 nF
C7,C8- 3,3 nF
C9...C12- 12 nF
C14,C15- 39 nF
C16,C17,C18,
C26- 10 μF/16 V (tântalo)
C19,C20- 10 μF/16 V
C21,C22,C24,
C25- 120 nF
C23- 47 pF

Semicondutores
D1...D12- 1N4148
D13- zener de 5,6 V/400 mW
D14,D16- zeners de 10 V/400 mW
D15,D17- LEDs
T1- BC 547B
T2...T5- BC 557B
IC1...IC4- TL 084
IC5- 4093B
IC6- 4069B
IC7- 4503B
IC8,IC9- CA 3080

Diversos
S1 - chave de dois pólos e duas posições
Placas nº 81071-1 e 81071-2

figura 4 — A placa "detectora", corresponde ao estágio mostrado na fig. 3a.

mero fato de haver altas frequências em quantidade no sinal de fala não significa que é surdo nesse momento; essa premissa é totalmente incorreta, já que essas frequências elevadas medidas podem muito bem fazer parte de um sinal complexo, cuja fundamental é reduzida a ponto de caracterizá-lo como um sinal sonoro.

Por esse motivo, o detector também checa a gama de baixas frequências (de 600 Hz para baixo). Se no momento considerado essa faixa não acusar a presença de sinais ou se estes forem muito menores que seus correspondentes de alta frequência, haverá uma boa chance de que o som seja realmente surdo. Eis porque a etapa de detecção deve incorporar dois elementos: um filtro passa-altas com uma frequência de corte aproximada de 2500 Hz e outro passa-baixas, começando ao redor de 600 Hz.

O detector

O esquema completa do detector aparece nas duas partes da figura 3; os pontos A, B e C das figs. 3a e 3b estão interligados. A grosso modo (pois há mais alguma coisa envolvida), o diagrama da figura 3a constitui o sistema de detecção, enquanto o da fig. 3b é a seção representada como uma chave no diagrama de blocos. Esses circuitos ocupam placas separadas e o gerador de ruído é alojado em uma terceira placa, como veremos adiante.

Antes de qualquer outra coisa, vamos analisar mais detidamente os circuitos da figura 3. Como se pode ver, o sinal de fala proveniente do *vocoder* atinge inicialmente o amplificador/adaptador A1, sendo então dividido em dois outros sinais, de modo que cada um deles passe pelos filtros já mencionados. A seção passa-altas foi implementada com base em A2 e A3 e a passa-baixas, em A4 e A5; seus valores de pico estão situados, respectivamente, em 2500 e 600 Hz.

As duas seções de filtragem exibem uma inclinação de 24 dB por oitava, a fim de proporcionar a melhor separação possível. Ambas foram

5

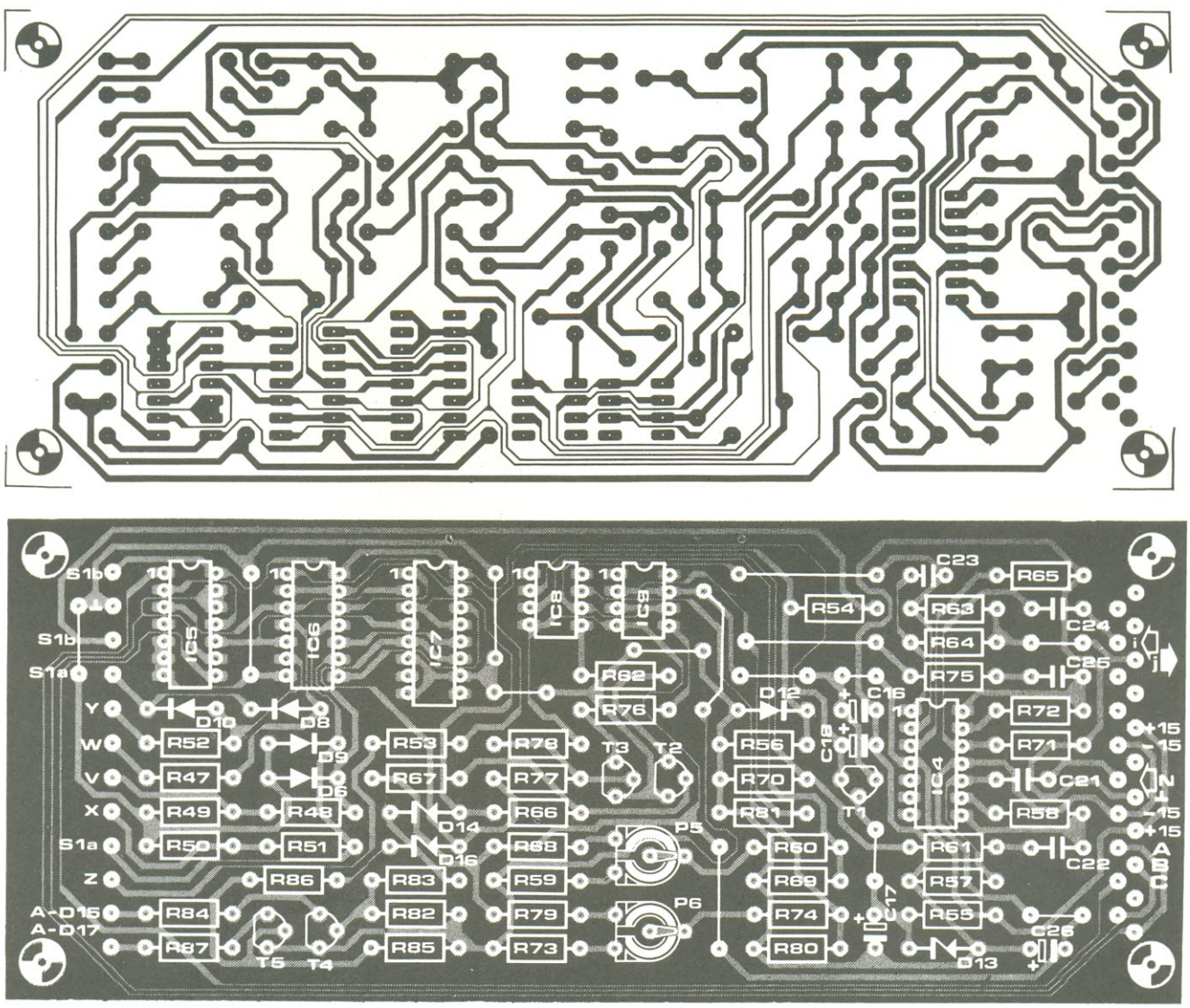


figura 5 — Placa "comutadora", contendo os componentes da fig. 3b.

acopladas a um retificador (A6 e A8) e depois a um filtro "suavizador" de 12 dB por oitava (A7 e A9); as frequências de transição deste último situam-se em torno de 300 Hz, para o sistema passa-altas e em 30 Hz para o passa-baixas.

Os sinais já retificados e calibrados são então entregues a três comparadores (A10, A11 e A12), seguidos por uma série de portas lógicas. Estas simplesmente se encarregam dos sinais de disparo necessários, mais tarde, para aplicar o sinal portador ou de ruído aos filtros sintetizadores, nos momentos adequados.

A decisão "surdo ou sonoro?" já mencionada, em relação à figura 2, é tomada pelos comparadores A10...A12. Supondo que um sinal surdo chegue à entrada, a saída de A10 vai se tornar alta e a de A11, baixa; em outras palavras, a saída de N1 e N11 será baixa e de N4, alta. Nesse caso, onde o som é realmente surdo, a saída do filtro passa-baixas tende a ser nula ou, pelo menos, menor que a do filtro passa-altas. Dessa forma, a saída de A11 vai permanecer baixa, fazendo com que a da porta N2 seja alta e a de N1, baixa. O veredito final, portanto, será: surdo.

As demais portas *tristate* (N10...N13) da figura 3b servem para comutar o detector, caso ele venha a ser posteriormente controlado por meio de um computador ou microprocessador. Os dois LEDs indicadores informam o estado do detector, D15 correspondendo aos sons surdos e D17 aos sonoros. Claro que se essa indicação for considerada supérflua, a seção ao redor de T4 e T5 poderá ser omitida sem problemas.

A chave representada no diagrama de blocos é formada, na prática, por dois VCAs: A16 e A17; eles garantem que, no final do processo, a portadora ou o ruído seja aplicado aos filtros sintetizadores.

Outros detalhes

Os trimpots P1 e P2 permitem fazer uma dosagem entre sons surdos e sonoros, como desejado. A melhor forma de checar essa parte consiste em pronunciar repetidas vezes, ao microfone, os sons correspondentes a "a" e "s"; dependendo dos resultados, a sensibilidade poderá ser então reajustada, se necessário. P3 e P4, por sua vez, determinam o ponto de disparo dos comparadores A10...A12; operação que, aliás, deve ser efetuada simultaneamente através de P1 e P2.

A chave S1, de dois pólos, atua como um comutador para o estado sonoro e foi acrescentada para permitir

6

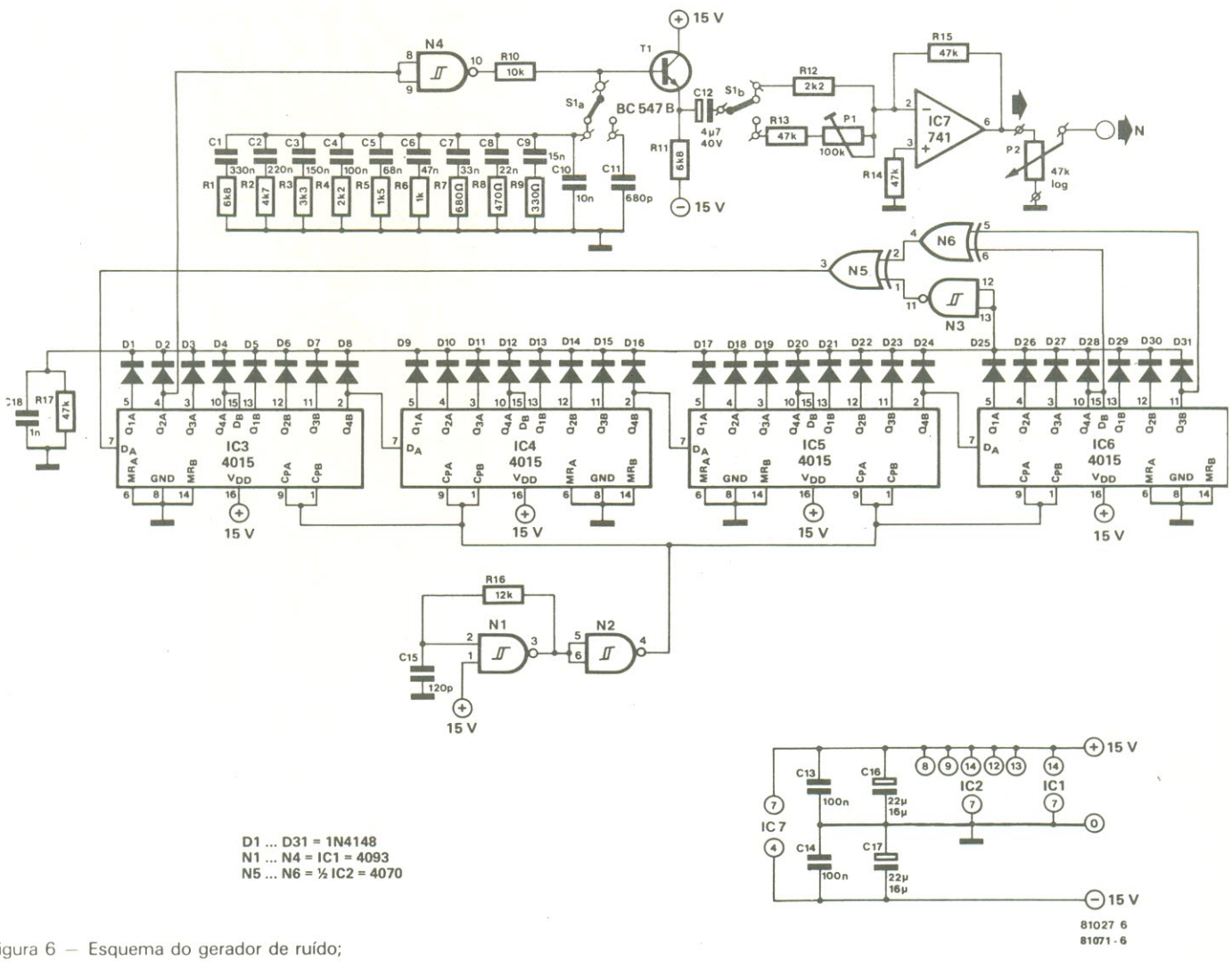
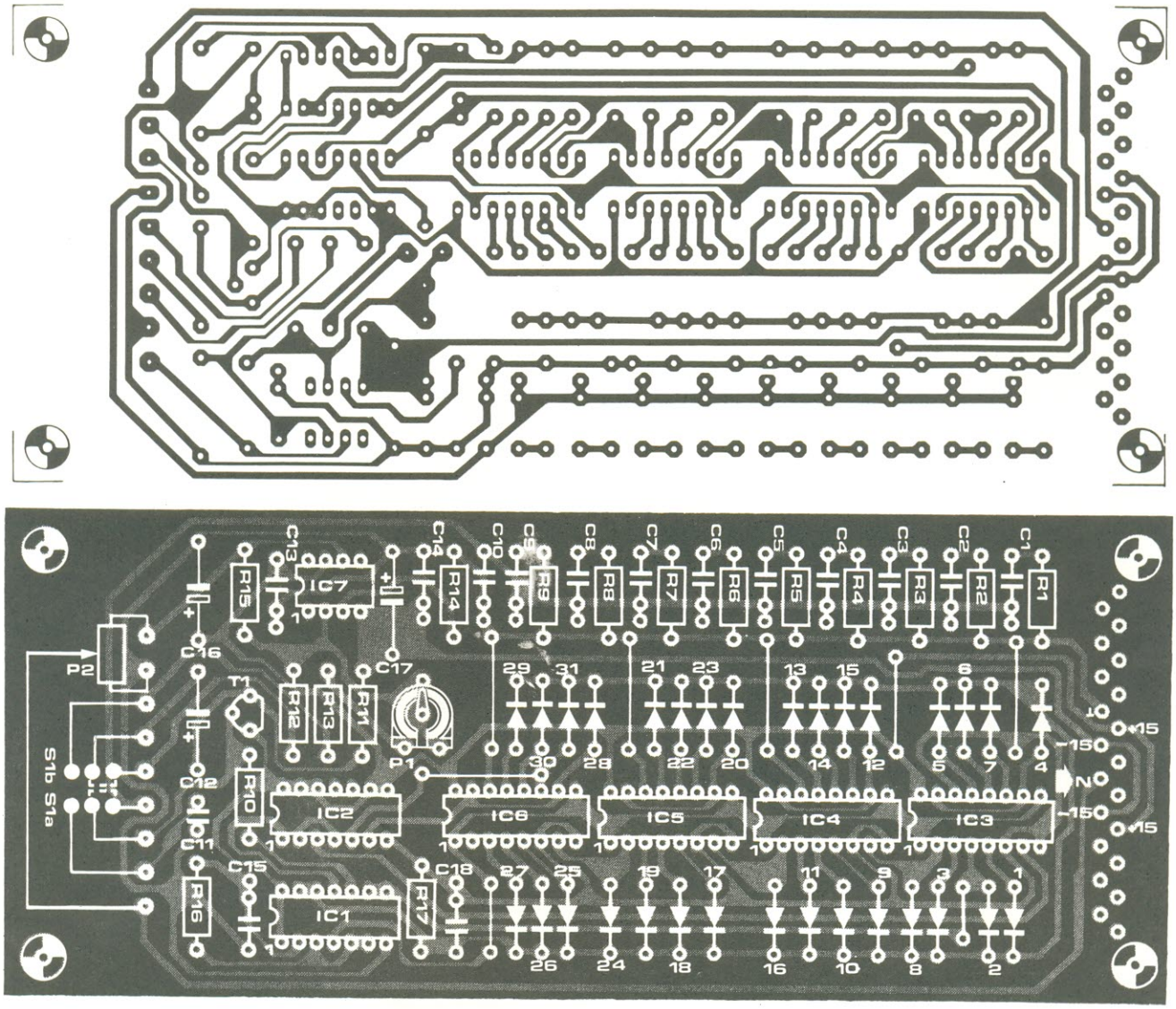


figura 6 — Esquema do gerador de ruído; mediante S1, esse ruído pode ser selecionado entre rosa e branco.

7



Listas de componentes

Resistores
R1,R11- 6,8 k
R2- 4,7 k
R3- 3,3 k
R4,412- 2,2 k
R5- 1,5 k
R6- 1 k
R7- 680
R8- 470
R9- 330
R10- 10 k
R13,R14,R15,
R17- 47 k
R16- 12 k

P1- trimpot de 100 k
P2- pot. log. de 47 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 330 nF
C2- 220 nF
C3- 150 nF
C4,C13,
C14- 100 nF
C5- 68 nF
C6- 47 nF
C7- 33 nF
C8- 22 nF
C9- 15 nF
C10- 10 nF
C11- 680 pF
C12- 4,7 μF/40 V
C15- 120 pF
C16,C17-
22 μF/16 V
C18- 1 nF

Semicondutores
D1...D31- 1N4148
T1- BC 547B
IC1- 4093
IC2- 4070
IC3...IC6- 4015
IC7- 741

Diversos
S1- chave paralela de 2 pólos
Placa n.º 81071-3

figura 7 — Placa "geradora", que acomoda o circuito da fig. 6. Note que as dimensões das três placas foram padronizadas.

que instrumentos musicais também sejam usados como moduladores. Dessa forma, sempre que houver aplicação de música na entrada de fala, o fechamento de S1 vai evitar a introdução de ruídos súbitos nos filtros a cada som de alta frequência. Nessas condições, o detector sempre irá considerar os sinais como sonoros, quaisquer que sejam eles.

Quanto à entrada inibidora (Z), pode ser usada para "bloquear" todas as decisões do detector; é obrigatório então que as entradas de controle (V e X) recebam informação. Este foi outro recurso previsto para permitir que o sistema possa ser controlado por um microcomputador.

Os operacionais de transcondutância A16 e A17, inseridos no circuito portadora/ruído, devem ser cuidadosamente calibrados por meio de P5 e P6; isto é conseguido através de um sinal retificado em suas entradas de controle (conduzido por R66 e R77), de acordo com um método já descrito na segunda parte desta série. Isto é de vital importância, pois uma calibração deficiente poderá dar origem a sons de comutação dos mais irritantes — algo que ocorre regularmente com o chaveamento do detector com sinais musicais e de fala.

As figuras 4 e 5 ilustram os traçados e a disposição dos componentes das placas projetadas para o detector. A primeira refere-se à seção detectora e a segunda, ao restante do circuito.

O gerador de ruído

As figuras 6 e 7 trazem, respectivamente, o esquema e a placa impressa do gerador de ruído. Esse gerador pode mostrar-se útil não só para o *vocoder*, mas também para outras aplicações de áudio e acústica que demandam um bom sinal de ruído. Seu circuito é composto por sete CIs bastante comuns e alguns componentes passivos, permitindo a opção entre os ruídos rosa e branco.

Não há necessidade de descrever sua operação em detalhes, pois já o fizemos com uma versão quase idêntica no Analisador de Espectro (Elektor nº 20). Basta dizer que ele produz ruído pseudo-aleatório mediante o auxílio de um deslocador de 31 bits (IC3...IC6). As portas N1 e N2 formam, juntas, um gerador de *clock* com uma frequência de 500 Hz; são necessários cerca de 70 minutos para que um sinal percorra todos os estados do deslocador, com essa frequência de *clock* — o suficiente para tornar o ruído suficientemente "aleatório".

Os diodos D1...D31, combinados com N3, proporcionam um sistema de inibição pelo zero. Desse modo, sempre que ocorrer o estado "000...0", um nível "1" é aplicado ao deslocador por intermédio de N5. A tarefa de N6, por fim, é garantir que as saídas 28 e 31 do deslocador sejam "retroacopladas" por uma função OU-EX.

Atuando como reforçador, a porta N4 precede um filtro que pode ser comutado entre os ruídos branco e rosa, como requerido. O filtro de ruído branco é do tipo passa-baixas, com um corte em 23 kHz e inclinação de 6 dB por oitava. O operacional IC7 encarrega-se de amplificar os sinais, mas sempre com maior ganho no ruído rosa, que tem suas altas frequências previamente filtradas e não mais contribuem para o conjunto. O trimpot P1, enfim, é utilizado na equalização das tensões de saída para os ruídos branco e rosa.

O valor indicado para a alimentação (+15 V) foi baseado na do *vocoder*. O gerador de ruído, porém, funciona igualmente bem com +12 V.

As conexões

Estamos agora com três novas placas que precisam ser acopladas às do próprio *vocoder*. O diagrama de blocos da figura 1 já mostrava o procedimento envolvido nesse

8

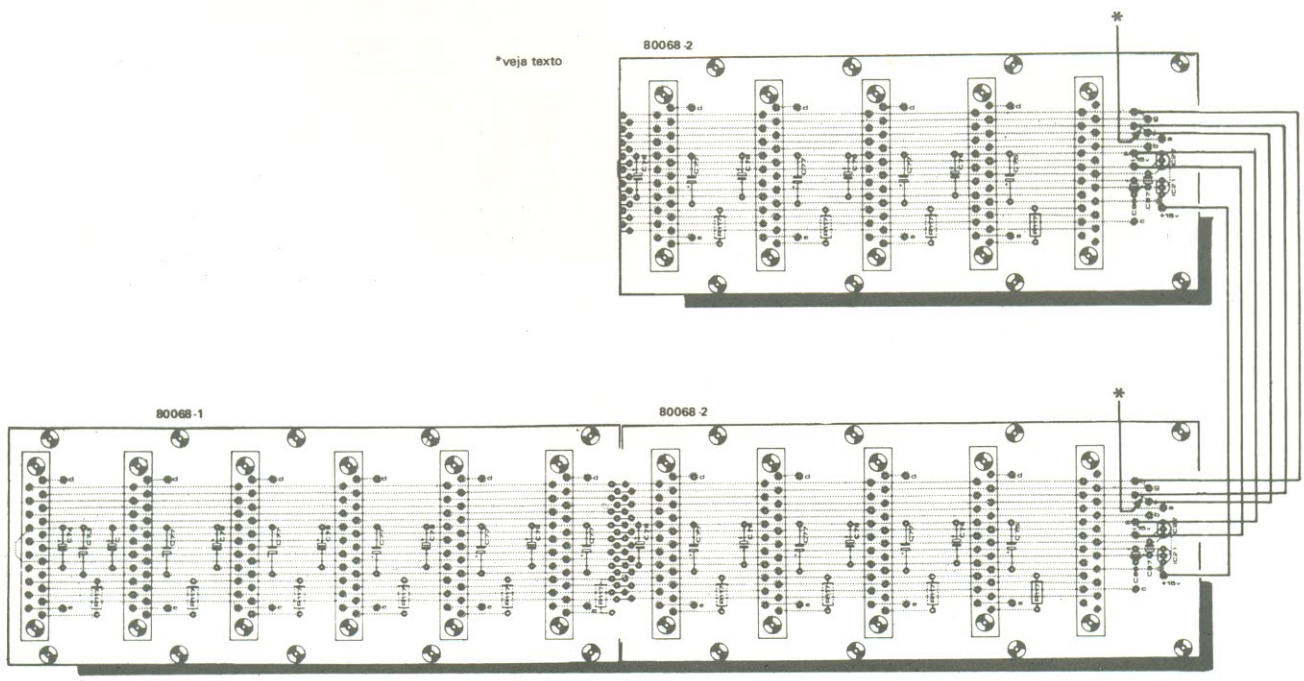
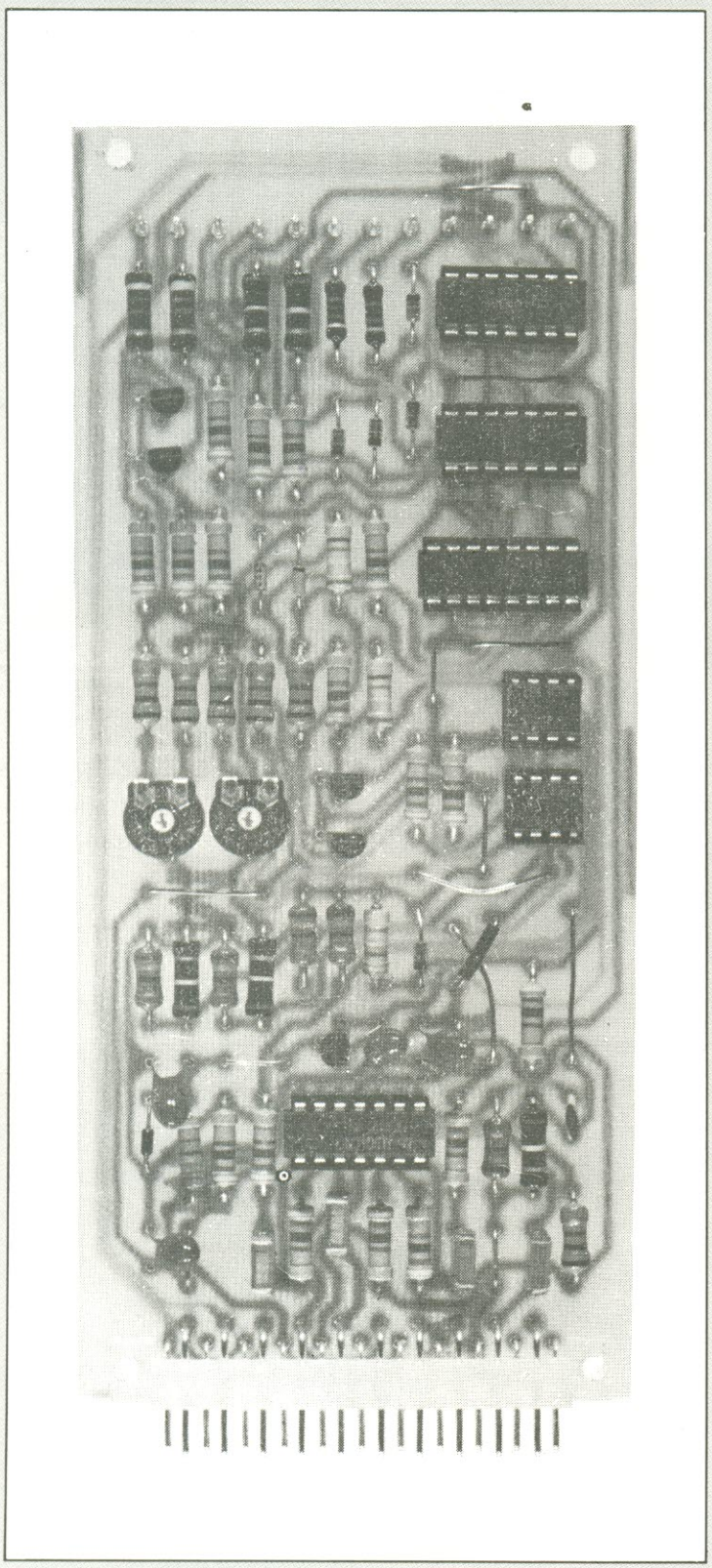


figura 8 — Caso seja utilizada meia placa-barramento adicional para ligar as três placas adicionais, ela terá que ser acoplada à placa-barramento maior, pertencente ao *vocoder*. As trilhas de cobre entre os pontos "i" e "j" terão que ser interrompidas nas duas placas.



acréscimo. Existem, na prática, duas possibilidades:

1. Utilizar meia placa-barramento adicional. Como as três novas placas têm exatamente as mesmas dimensões das outras — podendo receber, portanto, o mesmo tipo de conector — elas poderão ser então igualmente montadas na placa-barramento, que cuidará das conexões entre elas. Claro que as tensões de alimentação e os pontos "i", "j" e "g" terão que ser "puxados" da placa-barramento do *vocoder*, como se vê na figura 8. Ao mesmo tempo, essa placa proporciona uma conexão bastante simples para a placa de alimentação do *vocoder* — o que não deixa de ser uma vantagem, pois não havia espaço para isso na placa-barramento original. Com a nova disposição, a placa da fonte pode agora ser ligada à placa-barramento adicional, segundo a orientação da figura 8.

Duas últimas observações: como está ilustrado na figura 1, a conexão entre os pontos "i" e "j" do codificador terá que ser interrompida quando da inclusão do detector de sons surdos e sonoros; e isto terá que ser feito tanto na placa-barramento original como na adicional. Além disso, para evitar mal entendidos, informamos que na nova placa-barramento da fig. 8 não deve ser montado componente algum, embora vários deles apareçam no desenho; é que ali foi simplesmente representada metade da placa original, apenas para facilitar a tarefa do desenhista.

2. Caso você não queira utilizar a meia placa-barramento, pode fazer as interligações por sua própria conta. Esta opção é a mais indicada em gabinetes sem espaço para abrigar mais três placas paralelas; sua fiação pode ser vista na figura 9. Aqui também será preciso interromper a ligação entre os pontos "i" e "j", como no caso anterior.

Observações finais

As conexões de controle externo, indicadas no esquema como V (entrada de sons surdos), W (saída de sons surdos), X (entrada de sons sonoros), Y (saída de sons sonoros) e Z (inibição), estão todas situadas na parte frontal da placa comutadora da figura 5. Se desejado, esses pontos poderão ser levados para fora através de um conector, permitindo aos montadores o controle da unidade por computador; evita-se, dessa forma, problemas complexos de fiação.

9

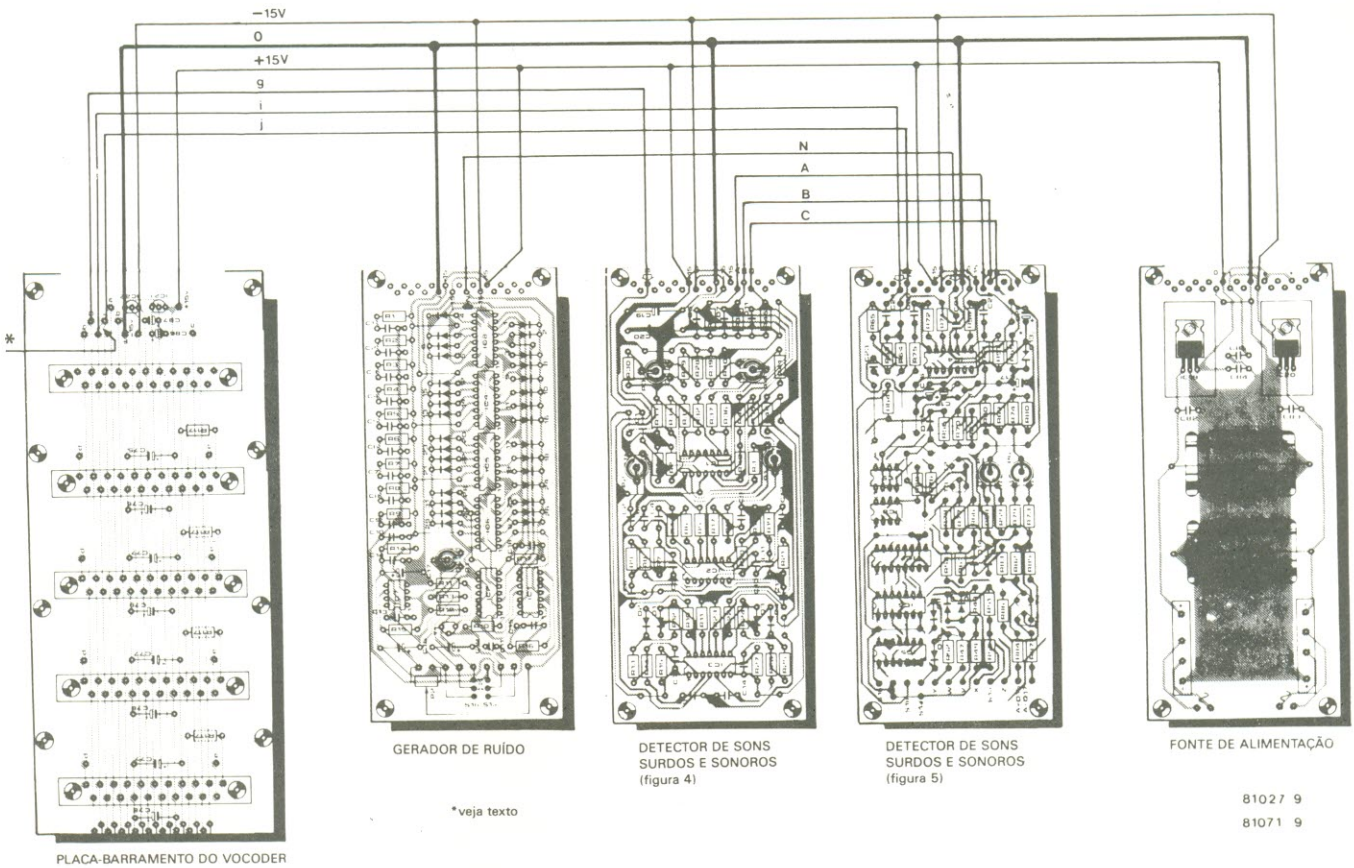


figura 9 — Nada impede que as placas adicionais sejam conectadas sem a meia placa-barramento, embora a fiação vá se tornar um pouco mais complexa. Também neste caso será preciso interromper a conexão "i - j" da placa-barramento original.

Como atestam os esquemas de fiação das figuras 8 e 9, tanto o detector quanto o gerador de ruído podem obter alimentação na própria fonte do *vocoder*. A drenagem de corrente das três placas de expansão totaliza cerca de 100 mA para a linha de +15 V e aproximadamente 50 mA para a de -15 V. Como o codificiador recebeu um tansformador de no mínimo 400 mA, o consumo extra não deverá sobrecarregar o circuito da fonte.

Para terminar, queremos deixar uma dica para sanar eventuais instabilidades na linha de -15 V do codificador: isto poderá ser remediado pela substituição de C83 e C85 por capacitores de tântalo de 2,2 μF/25 V e 1 μF/25 V, respectivamente.

Estamos falando da ciência da computação, uma das mais jovens que se conhece e ainda misteriosa para muitos, devido à sua natureza abstrata. Este artigo da conceituada revista *The Economist* analisa especificamente uma das maiores obsessões dos iniciados em seus segredos: "P=NP?"

O santo graal da ciência

Vamos supor que você tenha um lote de 10 mil números e queira saber rapidamente se algum grupo entre eles alcança o total 17. Parece uma tarefa bastante simples para um computador, não é mesmo? Infelizmente, a realidade é bem diferente: leve o problema a qualquer programador e ele lhe dirá, balançando tristemente a cabeça, que não conhece nenhum meio prático de fazer esse cálculo.

Isto é muito estranho, pois sabemos que os computadores são capazes de fazer todo tipo de cálculos complicados em instantes. E a questão dos 10 mil números, afinal, é simples a ponto de poder ser apresentada numa única frase. O fato é que você topou com um "espécime" de uma classe de problemas conhecida como "NP"; na verdade, ele é justamente um dos mais difíceis dessa classe, num certo sentido (os cientistas de computação costumam chamá-lo de "problema NP completo"). Os NPs vêm mantendo os pesquisadores da área ocupados durante os últimos 15 anos. Ninguém descobriu até agora uma forma de simplificar tais problemas, mas também não surgiu alguém que provasse ser isto impossível.

Obviamente, é mais que simples curiosidade o motivo que leva esses pesquisadores a procurar uma resposta para a questão, qualquer que ela seja. Seria de grande utilidade ter-se soluções rápidas para alguns problemas do tipo NP; o caso do caixeiro-viajante, um velho quebra-cabeças dos matemáticos, é um bom exemplo. Consiste em achar o percurso mais barato para um vendedor que deve visitar várias cidades em sua viagem; aqui também não se conhece uma maneira rápida de resolvê-lo, embora ninguém tenha demonstrado que não é possível.

Os problemas NP, portanto, estão no limbo: são eles diferentes dos que permitem soluções rápidas (chamados de "P") ou podem ser todos considerados uma só coisa? Essa questão, em geral laconicamente representada como "P=NP?", tornou-se o Santo Graal da ciência teórica da computação.

Lembre-se que dissemos que nosso problema numérico não permitia uma solução prática por computador. Mas o que significa, exatamente, uma "solução prática por computador?". Suponha que você esteja trabalhando em uma companhia telefônica e precise fazer a lista local de telefones; a uma certa altura, você terá que classificar a relação de todos os que possuem um aparelho telefônico. Como em certas cidades isto envolve milhões de nomes, você precisa certificar-se de que o serviço seja feito rapidamente. E tem que considerar não só a eficiência com que o computador vai classificar os nomes do ano corrente, mas precisa preocupar-se ainda com o ano seguinte.

A ciência da computação explora os limites dos futuros computadores

Você está precisando de um programa que não tome muito tempo extra, à medida que a quantidade de nomes vá aumentando. A melhor medida da eficiência de um programa desses é a indicação de como aumenta o tempo de computação necessário, em relação ao número de assinantes. A relação entre o tempo de rodagem e o volume de material (neste caso, o número de nomes) recebe o nome de **complexidade temporal** do programa.

Os teóricos da computação afirmam que um problema poderá ser solucionado de forma prática por um computador se houver um programa com uma **complexidade polinomial de tempo** capaz de resolvê-lo. Isto significa que o tempo necessário para sua solução depende diretamente do volume da entrada — ou desse volume multiplicado por si mesmo uma, duas três ou mais vezes. Diz-se que tais problemas pertencem à classe P (a partir de "tempo polinomial"). Mas como todos os teóricos, os da computação tendem a ser às vezes pouco realistas: na verdade, apesar dessa definição, nem todos os problemas do tipo P possuem soluções práticas legítimas.

Assim, a maioria dos programas que roda num tempo superior que o volume da entrada elevado ao cubo (isto é, multiplicado duas vezes por si mesmo), é provavelmente inviável. Isto porque quanto maior a potência do polinômio (ou seja, quanto maior o número de vezes que a entrada é multiplicada por si mesma), tanto mais tempo irá levar o processamento, à medida que aumenta o volume da entrada.

Rumo à explosão exponencial

NP é a classe de problemas cujas soluções podem ser verificadas em tempo polinomial. No programa da "soma de subconjuntos", por exemplo, visto no início do artigo, se você quiser convencer alguém que existe um grupo de números cuja soma equivale a 17, tudo o que precisa fazer é fornecer esse grupo. Num computador, é quase instantânea a operação de somar um certo grupo de números e checar se o resultado é ou não 17.

Note, porém, que isto nada infere sobre a dificuldade de se encontrar uma solução, mas apenas que se alguém pensa ter uma solução, o computador pode checá-la facilmente. A dificuldade com problemas como o da soma de subconjuntos é que, não importa o quanto tentem os cientistas, o máximo já conseguido é um programa que analisa todos os possíveis grupos de números entre os 10 mil fornecidos e verifica se a soma de cada um equivale a 17. Com alguns artifícios, é possível baixar o número de combinações a ser inspecionado a apenas mil bilhões de bilhões de bilhões; considerando, porém, que os computadores mais rápidos realizam

alguns meros milhões de instruções por segundo, resolver o problema torna-se uma causa perdida.

Tal obstáculo foi batizado de "explosão exponencial". Todos os programas conhecidos para problemas do tipo "soma de subconjuntos" e "caixeiro-viajante" se ressentem do fato de que, ao se acrescentar um elemento que seja à entrada (tal como uma cidade a mais, no caso do caixeiro-viajante), o tempo de computação requerido aumenta "n" vezes. Diz-se então que esses programas exibem **complexidade exponencial de tempo,** que torna o período de computação insuportavelmente longo. Tomando um exemplo mais clássico, imagine um tabuleiro de xadrez com um grão de milho no primeiro quadrado, dois no segundo, quatro no terceiro e assim por diante, com o número de grãos dobrando a cada quadrado. No último quadrado, haveria mais grãos do que seria possível caber em todos os celeiros do mundo, durante muitos anos.

Ainda não está prevista uma solução para o dilema "P=NP?"

Quando os cientistas da computação definiram a classe P em 1964, a NP não era nem mesmo um pontinho no horizonte. Mas começaram a constatar, em problema após problema, as incômodas características da soma de subconjuntos: fácil de conferir uma solução, caso exista alguma, difícil de encontrar essa solução em primeiro lugar. Planejar a operação de diferentes máquinas em uma fábrica, a fim de se obter a produção mais eficiente, é um problema da mesma classe, para o qual não foi encontrado ainda um programa em tempo polinomial. Os programas atuais utilizam regras prontas e grosseiras para obter uma boa solução, mas provavelmente não a melhor delas.

Durante os anos 60, os incansáveis pesquisadores notaram que alguns problemas NP podiam ser reduzidos a outros do mesmo tipo, o que revelou ser de alguma ajuda. Assim, por exemplo, um problema caixeiro-viajante pode ser convertido em um caso de soma de subconjuntos, mediante o auxílio de um programa de conversão que roda em tempo polinomial. No momento, isto não tem muita utilidade, já que os problemas de soma de subconjuntos são tão difíceis de resolver quanto os de caixeiros-viajantes.

Mas se você puder encontrar uma solução em tempo polinomial para as somas de subconjuntos, terá automaticamente condições de obter uma solução correspondente para problemas de caixeiros-viajantes, fazendo com que o programa solucione uma soma de subconjuntos a partir do programa de conversão. Isto porque o tempo de rodagem para esse programa em duas etapas seria a soma dos tempos gastos pelos programas-componentes e a soma de dois polinômios também é um polinômio. Assim, resolver diversos programas torna-se tão fácil — ou tão difícil — quanto resolver apenas um deles.

A principal descoberta aconteceu em 1971, quando o Dr. Stephen Cook, um cientista de computação da Universidade de Toronto, comprovou um notável teorema. Ele demonstrou que todos os problemas NP podem ser reduzidos a um único problema NP por uma lógica denominada SAT (de "satisfiability"). Assim, caso a SAT tenha uma solução rápida, todo problema NP também terá; diz-se que a SAT, portanto, é um problema NP completo e tornou-se, num certo sentido, o mais difícil deles. Por seu trabalho, em 1982 o Dr. Cook recebeu o Turing — considerado o prêmio Nobel da ciência da computação.

Bem nos calcanhares de Cock estava o Dr. Richard Karp, da Universidade da Califórnia, que reduziu a SAT a um conjunto de outros problemas do tipo NP. À primeira vista, isto parece uma coisa estranha de se fazer, pois Cook já havia demonstrado que qualquer coisa em NP podia ser reduzida à SAT. Mas a prova de que a própria SAT poderia ser reduzida a uma soma de subconjuntos (e a vários outros problemas NP), como fez ver o Dr. Karp, significa que ela não pode ser de solução mais difícil que tal soma.

Assim sendo, a redução de tudo em NP à SAT demonstrou que nada em NP é mais complexo que ela; tomando então essa conclusão do Dr. Cook juntamente com as do Dr. Karp, pode-se deduzir que nada em NP é mais complexo que a soma de subconjuntos. De fato, como vimos, este é um problema NP completo, como a própria SAT. O Dr. Karp, que deu à questão "P=NP?" sua presente forma num artigo publicado em 1972, recebeu o prêmio Turing em 1985.

Podemos citar ainda o Dr. Leonid Levin, matemático russo atualmente trabalhando na Universidade de Boston (a exemplo de vários outros soviéticos que estão na América pesquisando a ciência da computação), responsável pelo desenvolvimento independente do conceito de problemas NP completos, se bem que com um ligeiro atraso em relação aos outros dois pesquisadores.

Esse conceito de "plenitude", aliás, é crucial para os problemas do tipo "P=NP?"; ou se demonstra que P=NP é verdadeira ou que é falsa. Para mostrar que essa igualdade é verdadeira, deve-se provar que todo problema NP está em P; existem, porém, inúmeros problemas do tipo NP. Por outro lado, demonstrar que a igualdade é falsa significaria admitir problemas NP impossíveis de se resolver, em qualquer circunstância, por programas em tempo polinomial. Qual dos problemas NP devemos selecionar? Escolhendo um deles ao acaso, podemos chegar à conclusão de que está mesmo em P — o que nos deixa totalmente no escuro sobre todos os demais.

O conceito de problemas NP completos pode ajudar nesse aspecto, porque informa quais os tipos de problemas que devem ser analisados. Como são considerados os mais difíceis dessa categoria, se for possível demonstrar que algum deles está em P, conclui-se que todos os NP também estão. Da mesma forma, caso alguém esteja trabalhando sob a premissa de que NP é diferente de P, a melhor coisa a fazer é provar que algum dos problemas NP completos não se encontra em P. O teorema de Cook permitiu que os cientistas da computação confinassem suas atenções aos problemas completos e ignorassem o restante.

Consultando oráculos

Mesmo assim, e apesar de seus melhores esforços, esses cientistas não chegaram a lugar algum com o problema nos últimos 15 anos, desde que o Dr. Karp os alertou para o fato. Talvez seja surpreendente, mas há três respostas possíveis para a questão "P=NP?": sim, não é indeterminada. Embora cada uma delas tenha seus defensores, a grande maioria dos teóricos da computação acredita que a resposta seja "não" — principalmente porque foi tentado, durante muito tempo, encontrar programas em tempo polinomial para problemas tipo NP e o fracasso foi invariável.

Além de não conseguirem provar que P é diferente de NP, os cientistas chegaram a demonstrar (o que foi ainda pior) que um dos métodos tradicionais de se distinguir

classes de problemas pode funcionar no caso dos NPs. Isto evoluiu a partir do trabalho com certos estranhos computadores denominados **máquinas-oráculo.**

Imagine um computador comum acoplado a uma caixa preta, onde vive um elfo especialista num determinado tipo de problema — do tipo A, digamos — mas ignorante sobre qualquer outra coisa. Se um programador fizer a esse elfo perguntas tipo verdadeiro ou falso, ele irá responder de imediato. É possível definir agora, portanto, duas classes de problemas, P^A e NP^A, exatamente como foram definidos P e NP: P^A representa todos os problemas que podem ser resolvidos em tempo polinomial pelo computador, com a ajuda do elfo, enquanto NP^A designa aqueles com soluções verificáveis em tempo polinomial.

Embora promissoras, as máquinas-oráculo não ajudaram muito

O computador, em suma, tem agora a capacidade adicional desse elfo, ou oráculo. Com tal capacidade, a máquina pode resolver problemas bem mais rapidamente. Vamos supor, a título de exemplo, que o elfo conheça tudo sobre somas de subconjuntos; o computador-oráculo é capaz então de processar qualquer problema NP em tempo polinomial, já que precisa apenas converter o problema NP em uma soma de subconjuntos (que requer tempo polinomial) e pedir a resposta ao oráculo (que a fornece instantaneamente).

Mas de que adianta imaginar computadores-oráculo, se eles são irreais? De fato, imaginar apenas um não adianta muito, mas dois deles fizeram com que os pesquisadores descobrissem algo novo. Isto permitiu implementar dois oráculos diferentes, batizados de A e B, tal que $P^A = NP^A$ seja verdadeira e $P^B = NP^B$, falsa. Foi uma conclusão das mais decepcionantes para os cientistas da computação.

Os teóricos da área já analisaram e testaram métodos para demonstrar que duas classes de problemas são diferentes; todos eles, porém, operam independentemente da presença de um oráculo. Isto quer dizer que se os métodos fossem demonstrar que P = NP é falsa, então $P^A = NP^A$ também seria falsa para todo oráculo A. Existe, contudo, um oráculo B específico para o qual $P^B = NP^B$ é verdadeira. Nenhum dos métodos tradicionais é capaz, consequentemente, de provar que P = NP é falsa.

Outra abordagem do problema emprega os chamados **oráculos aleatórios.** A caixa preta desse tipo de oráculo contém um elfo com uma moeda; sempre que deve responder uma pergunta na modalidade verdadeira ou falsa, ele simplesmente joga a moeda e responde uma coisa se der cara e outra se der coroa — a não ser que lhe seja perguntado algo que já respondeu anteriormente, caso em que fornece a mesma resposta. Por razões bastante complexas, considerar oráculos aleatórios resulta em uma forma de considerar todos os oráculos possíveis de uma só vez. Os cientistas da computação descobriram que, para praticamente todas as máquinas-oráculo, P e NP não são a mesma coisa. Eles queriam demonstrar que, se algo fosse absolutamente provável para um oráculo aleatório, deveria ser verdadeiro para as máquinas sem qualquer oráculo. Infelizmente, porém, provou-se que essa inferência era falsa.

De volta aos circuitos

No momento, boa parte do trabalho que envolve "P=NP?" está concentrado em circuitos, o que não deixa de ser irônico. A ciência da computação desenvolveu-se abstraindo os cálculos de sua base material (leia-se eletrônica), a fim de restringir-se apenas à matemática. Agora os pesquisadores estão voltando ao *hardware*, para ter as respostas às questões levantadas pelas suas abstrações matemáticas.

A idéia, no caso, consiste em analisar todos os circuitos digitais capazes de resolver um determinado problema — o qual é codificado sob a forma de "uns" e "zeros", para ser depois aplicado às entradas do circuito; este, por seu turno, fornece uma resposta, também como "1" ou "0". Tais circuitos são formados por simples portas lógicas.

A relação entre os circuitos e a questão "P=NP?" reside no número de portas necessárias para a solução de um problema específico. Assim, se o circuito exigir um número superior à quantidade polinomial de portas, o problema não poderá estar em P. Eis porque os cientistas tentam provar que, por exemplo, a SAT não pode ser resolvida por circuitos com apenas um número polinomial de portas lógicas; caso isto seja comprovado, P = NP é seguramente uma falsa igualdade.

Um dos principais pesquisadores que trabalha atualmente com circuitos é o Dr. Michael Sipser, do Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT). Sipser e seus colegas estão se concentrando em problemas bem mais simples que os NP completos; já dedicaram um bom tempo de pesquisa ao problema da paridade, que consiste basicamente em se verificar se há um número par ou ímpar de "uns" em sequências de dígitos binários. Embora a paridade não ofereça grandes dificuldades, estando comprovadamente em P, o estudo da SAT torna-se extremamente complexo sem uma análise prévia de problemas mais simples.

Uma das técnicas utilizadas por eles é a de limitar o circuito de alguma forma. Assim, por exemplo, existe a possibilidade de restringir os tipos de porta utilizada; se for possível depois separar os casos restritos mais simples, haverá boas chances de aplicar os princípios aprendidos para casos genéricos.

A União Soviética também desenvolve trabalhos avançados nessa área

Muito trabalho nessa área também está sendo desenvolvido na União Soviética, como descobriu há dois anos, por puro acaso, um grupo de estudantes graduados pela Universidade da Califórnia. Esses estudantes tinham chegado ao que eles (e muitos outros) pensavam ser um novo resultado sobre o número mínimo de portas necessário para solucionar o problema da paridade. Para seu embaraço, entretanto, souberam depois por um artigo publicado em um obscuro jornal soviético, que aquele mesmo resultado já havia sido obtido vários anos antes. O principal pesquisador, segundo consta, deve ser o Dr. Alexander Razbarov, do Instituto Steklov de Moscou. O Dr. Sipser está aguardando artigos mais recentes de Razbarov, que espera ver traduzidos por algum graduado russo ocasional do MIT.

É bom ressaltar, de passagem, que este tipo de análise de circuitos não interessa apenas aos teóricos. Os fabricantes de semicondutores também gostariam de saber qual o número mínimo de portas que poderiam utilizar em seus CIs, sem alterar as funções lógicas dos mesmos.

A polêmica continua...

Se algum dia for provado que P=NP é uma falsa igualdade, os cientistas saberão com certeza que não existem meios rápidos de resolver problemas como o do caixeiro-viajante. Mas nem todos ficarão aobrrecidos com isso. É que durante muitos anos os chamados códigos "indecifráveis" passavam, depois de prontos, pelo crivo de matemáticos experientes, que os analisavam detidamente; caso eles não conseguissem decifrá-los, eram considerados seguros para utilização prática. O problema com essa técnica é que um determinado código pode ser eventualmente "quebrado" com um pouco mais de esforço e tempo, desde que alguém se disponha a estudá-lo em profundidade.

Mas se P e NP não forem a mesma coisa, deverão certamente existir problemas cujas soluções são fáceis de checar mas de difícil obtenção. Grande parte da moderna criptografia — ao menos daquela a que se tem acesso — trabalha com base nessa premissa. Vários criptógrafos, portanto, ficarão muito felizes com a comprovação de que P nada tem a ver com NP.

Existem ainda alguns pesquisadores que acreditam na igualdade P=NP, mas vários deles não são levados muito a sério, porque escrevem um sem-número de artigos falhos, tentando provar seu ponto de vista; o grande problema com tais artigos é sua extensão. Como já foram tentados todos os meios óbvios de montar programas rápidos a partir de problemas NP completos, qualquer nova tentativa será fatalmente forçada. Em contrapartida, também não faltam provas pouco convincentes de que P é diferente de NP.

O Dr. David Johnson, dos Laboratórios Bell, tem uma proposta simples (e quase séria) para refrear a maré de maus artigos. Ele propõe a todos os que desejam publicar suas provas, em um jornal ou revista de reputação, que façam um depósito prévio de mil dólares. Caso a prova não tenha nada de aproveitável, perde-se o direito à devolução do dinheiro. E a título de incentivo, os depósitos acumulados iriam para um fundo comum, que seria dado como prêmio ao primeiro que apresentasse uma prova válida. O problema é que se a questão "P=NP?" nunca tiver uma resposta, todos perderão seu dinheiro.

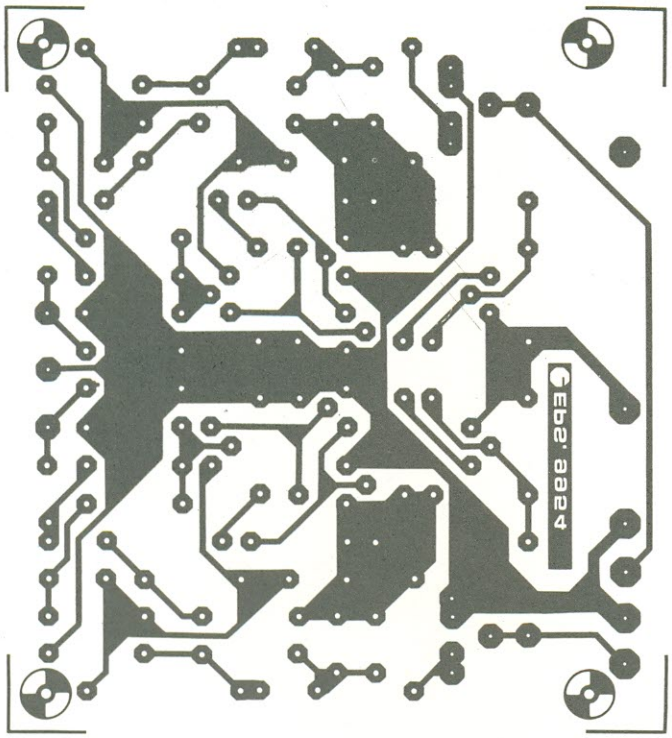
Antes da Segunda Guerra Mundial, um matemático vienense chamado Kurt Gödel, provou com alguns colegas que certas questões em matemática nunca poderão ser resolvidas. É possível que "P=NP?" seja uma delas; possível, mas inerentemente improvável, segundo a maioria dos matemáticos. Afinal de contas, não há meio termo: ou existe um programa capaz de fazer somas de subconjuntos em tempo polinomial, ou não. Os cientistas de computação costumam invocar Gödel nas madrugadas, quando se sentem cansados e frustrados.

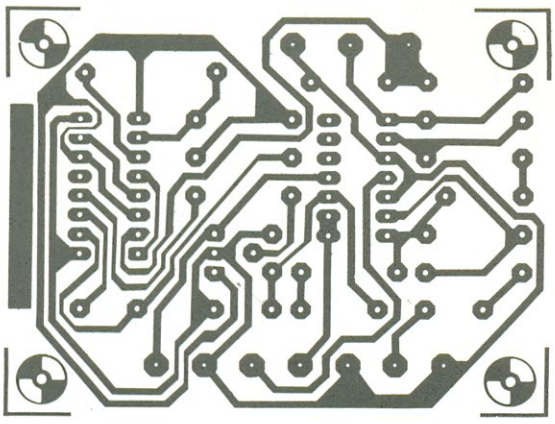
A criptografia talvez seja a maior beneficiada, se P=NP for falsa

As maiores apostas tendem a considerar NP como uma classe separada, mas ninguém espera que isto seja facilmente provado. Os doutores Cook e Johnson acham que toda a área precisa de uma revisão completa, antes que o status de NP possa ser estabelecido, de uma forma ou de outra. Mas não é caso de desesperar; a ciência da computação é ainda bastante jovem, se comparada com a matemática e a física, por exemplo. Sem falar que existem velhos problemas ainda sem solução na própria matemática, tal como o Último Teorema de Fermat, um quebra-cabeças sobre polinômios que vem embatucando os matemáticos há mais de 300 anos e já foi virtualmente destrinchado pedaço por pedaço, durante esse período.

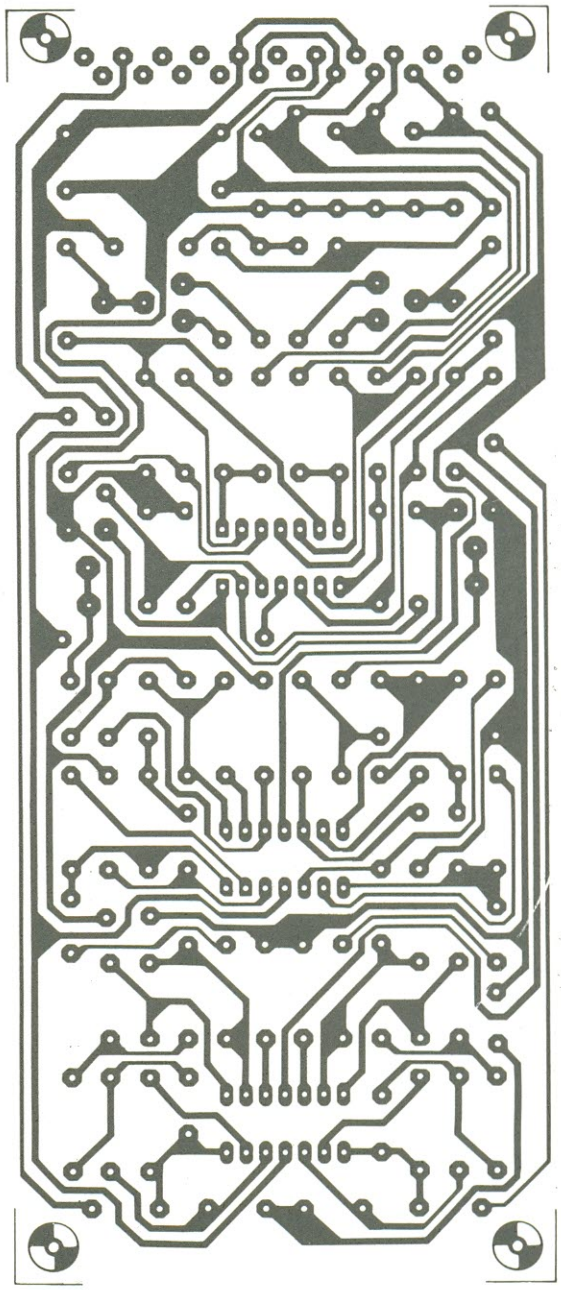
Claro que a igualdade P = NP tem muito mais implicações que esse velho teorema. Tanto que pesquisadores de matemática pura já foram atraídos para esse campo e problemas de ciência da computação estão sendo resolvidos por outros ramos da matemática, tal como geometria — que à primeira vista parecia não ter relação alguma com essa ciência.

Todos concordam que, na ciência da computação, é difícil provar até os mais simples resultados. Mesmo certas provas fáceis de entender parecem envolver raciocínios extraordinariamente difíceis, que podem comprovar coisas inesperadas. Em meados de 1987, o Dr. Neil Immerman, da Universidade Yale, propôs outra questão, ainda mais antiga embora menos significativa que "P=NP?"; "NL= co-NP?". Uma comprovação relativamente simples, de apenas duas páginas, mostrou que a resposta de Immerman à questão foi "sim" — ao contrário do que esperava a maior parte dos cientistas da área. Muitos deles ficaram mesmo surpresos com a simplicidade da prova apresentada; ou como observou um estudante graduado em ciência da computação, "um monte de teóricos da complexidade está se mordendo", sintetizando com perfeição o clima atual nesse campo curioso e polêmico.

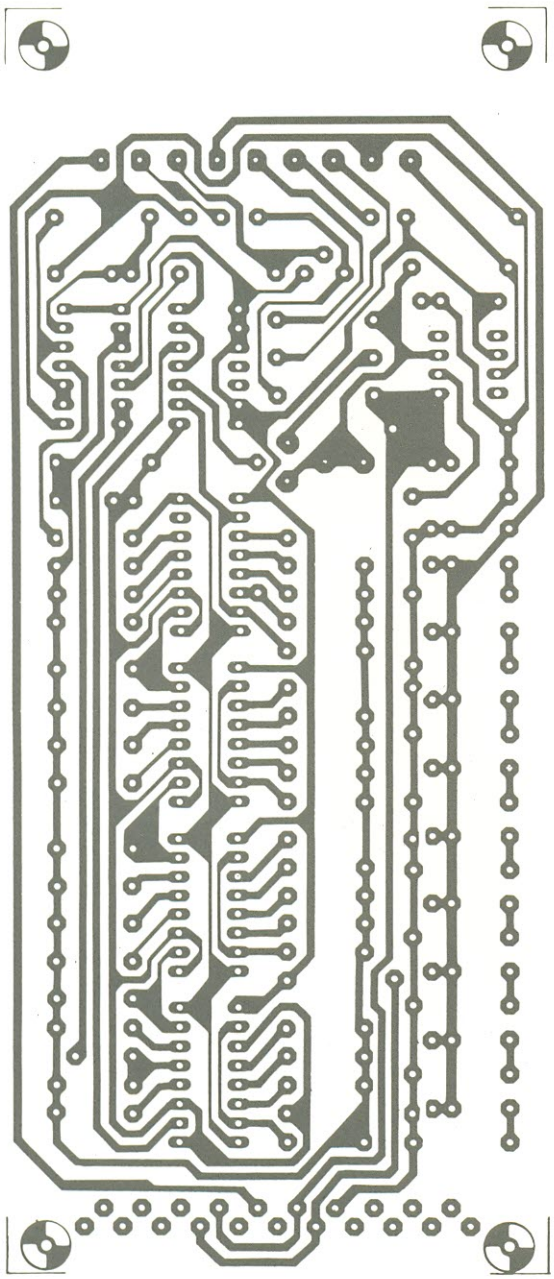




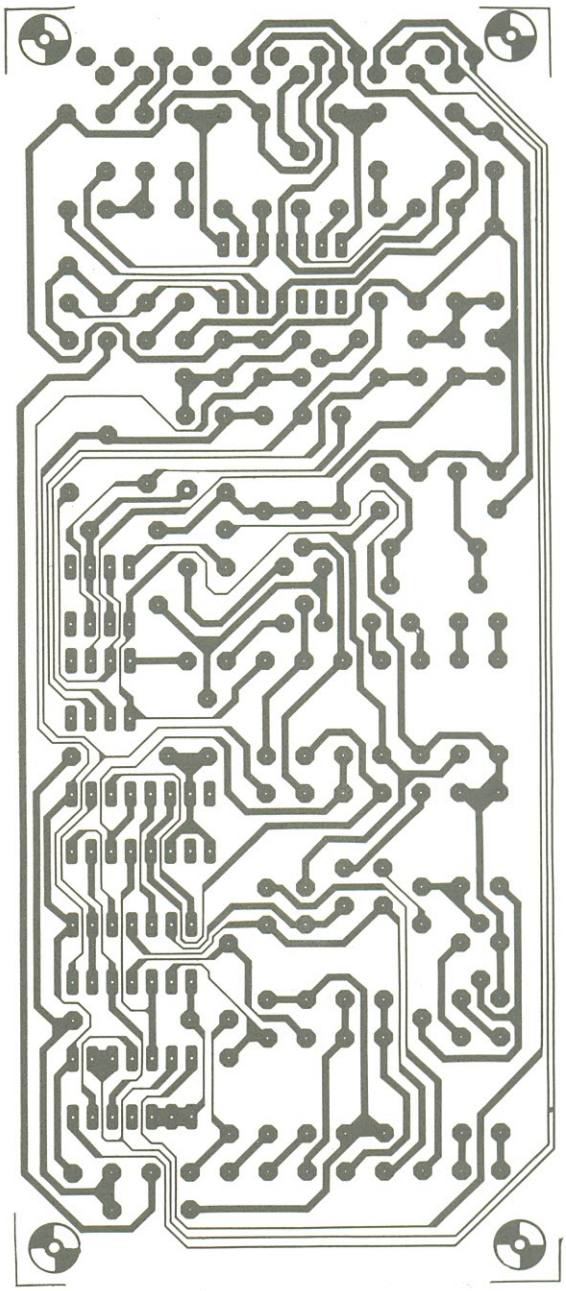
1. Percussão sintetizada



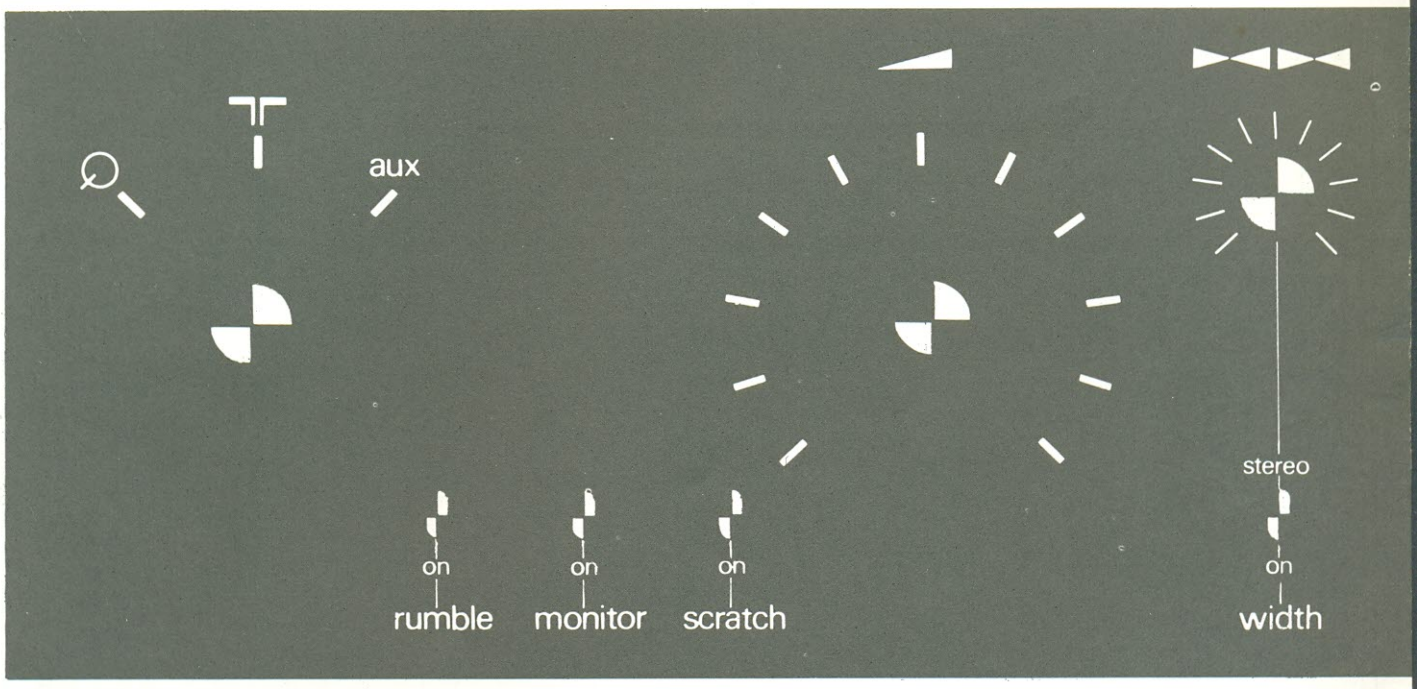
vocoder Elektor



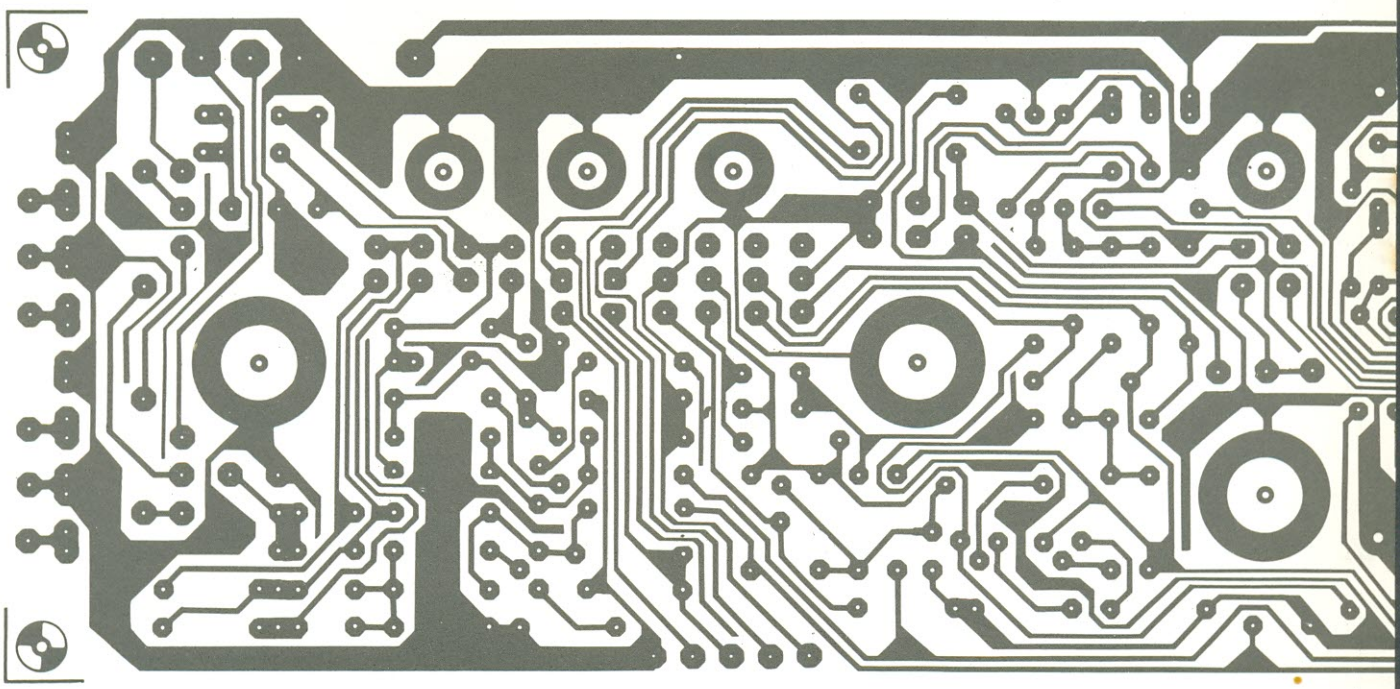
vocoder Elektor



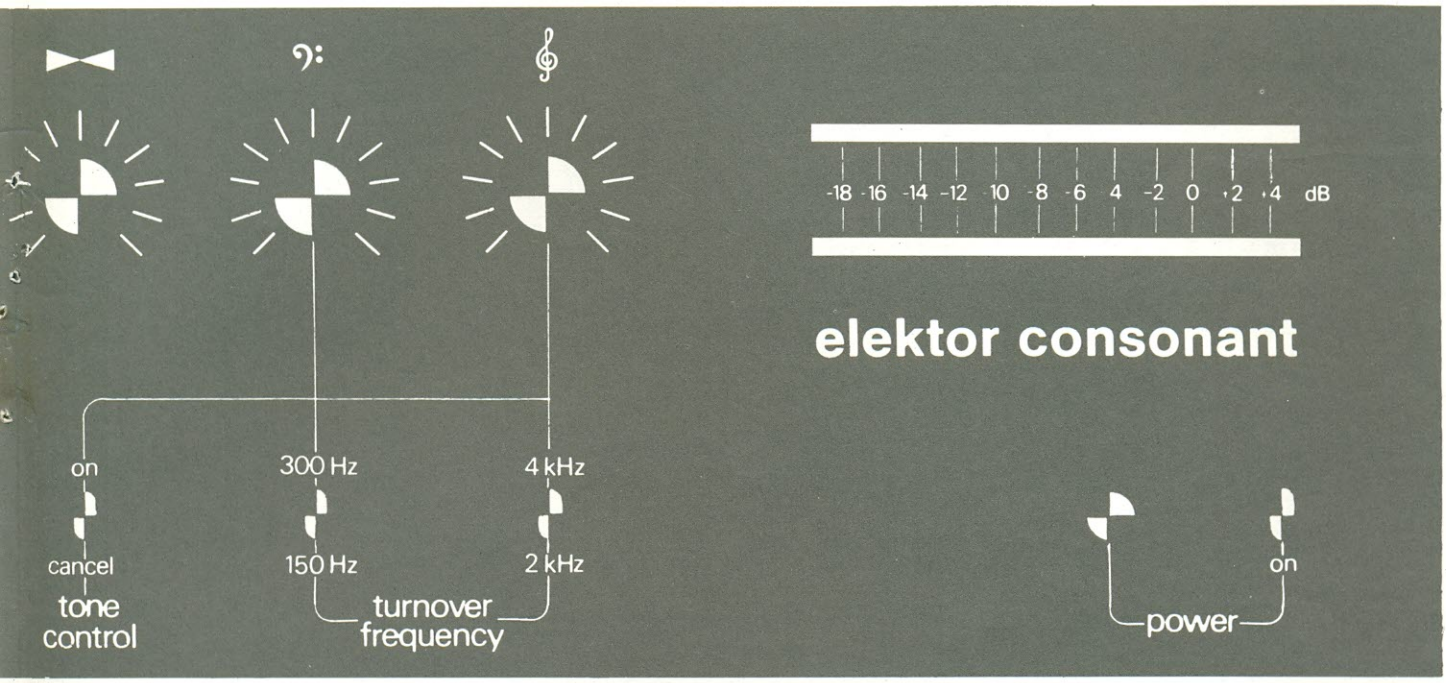
vocoder Elektor

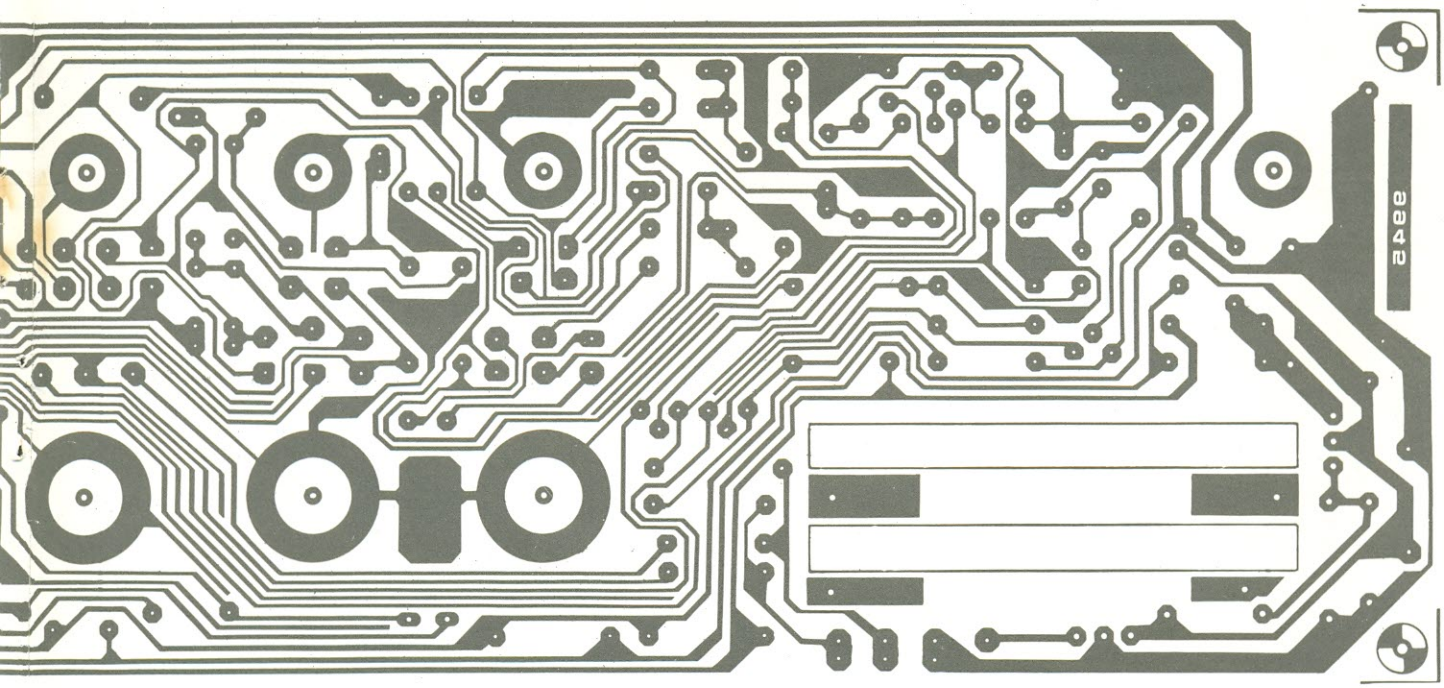


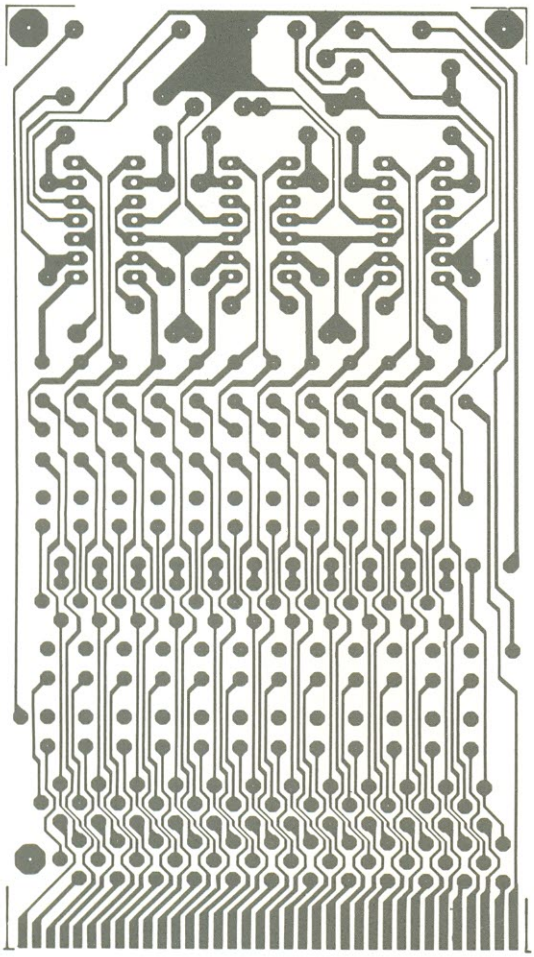
consonant



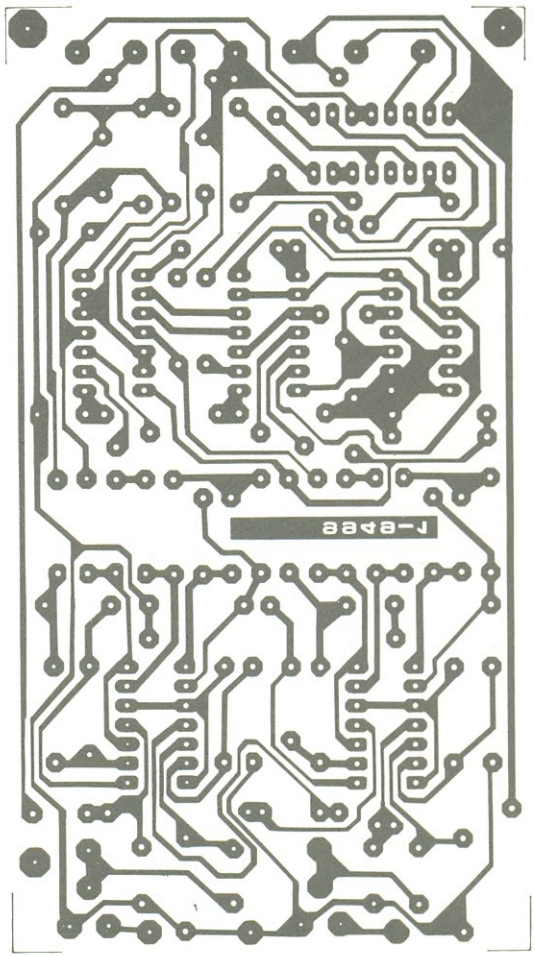
consonant


-18 -16 -14 -12 -10 -8 -6 4 -2 0 2 4 dB
elektor consonant
on
300 Hz
4 kHz
cancel
150 Hz
2 kHz
tone control
turnover frequency
on
power

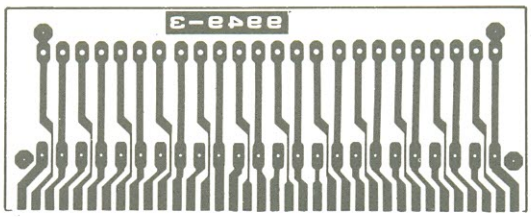




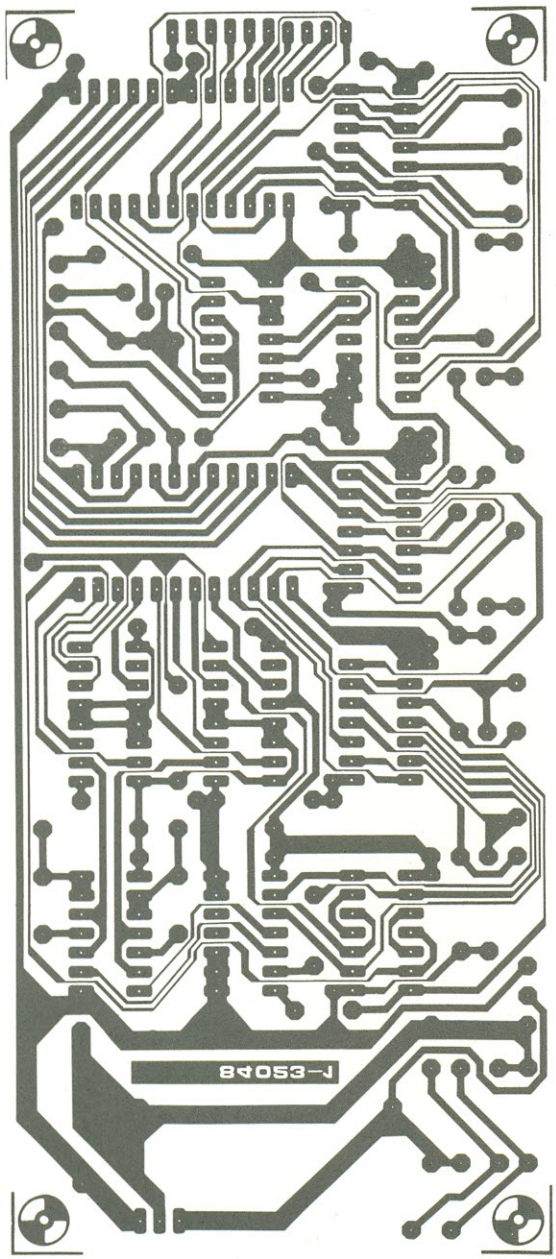
Luminant



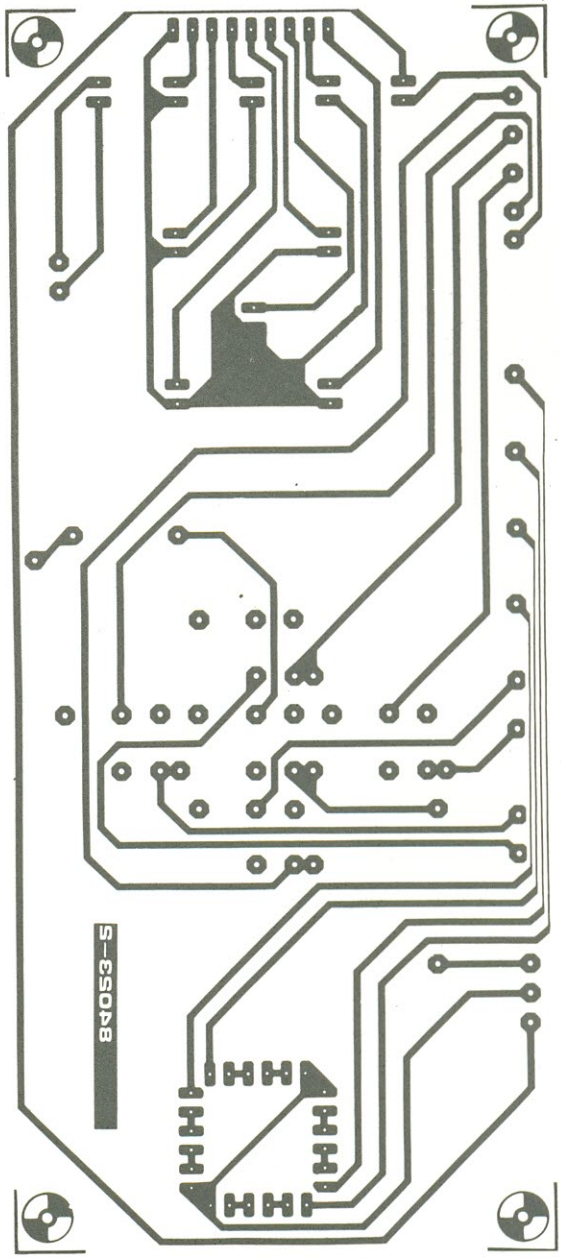
Luminant



Luminant



Elabirinto



Elabirinto

Oito sugestões para música e efeitos sonoros

1. Percussão sintetizada

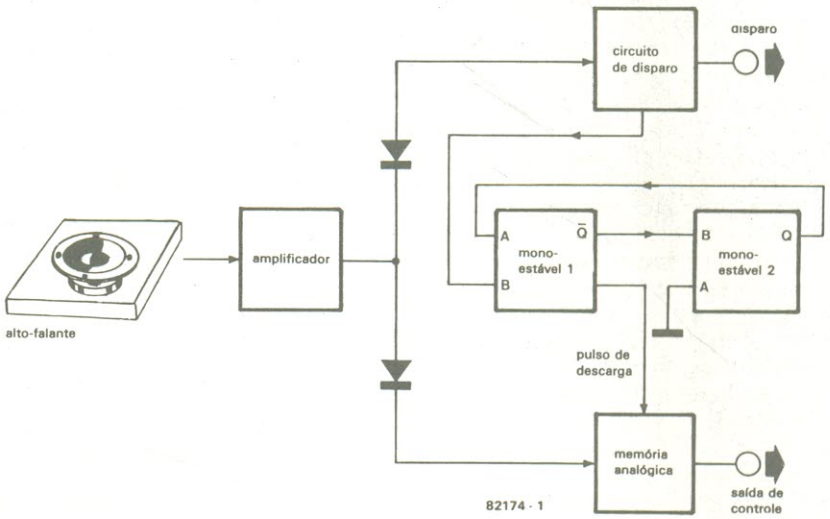
G. Lausberg

Por que motivo os sintetizadores devem ser invariavelmente controlados por um teclado? Não seria possível fazê-lo por algum outro meio, tal como instrumentos de corda ou percussão, por exemplo? Vários músicos tiveram essa mesma dúvida há alguns anos e em resposta os fabricantes mostraram que existe a possibilidade, desde que seja utilizada uma interface adequada. O que estamos propondo aqui é a versão "hobística" dessa interface, sob a forma de um circuito que permite acoplar qualquer modalidade de tambor aos mais variados tipos de sintetizador.

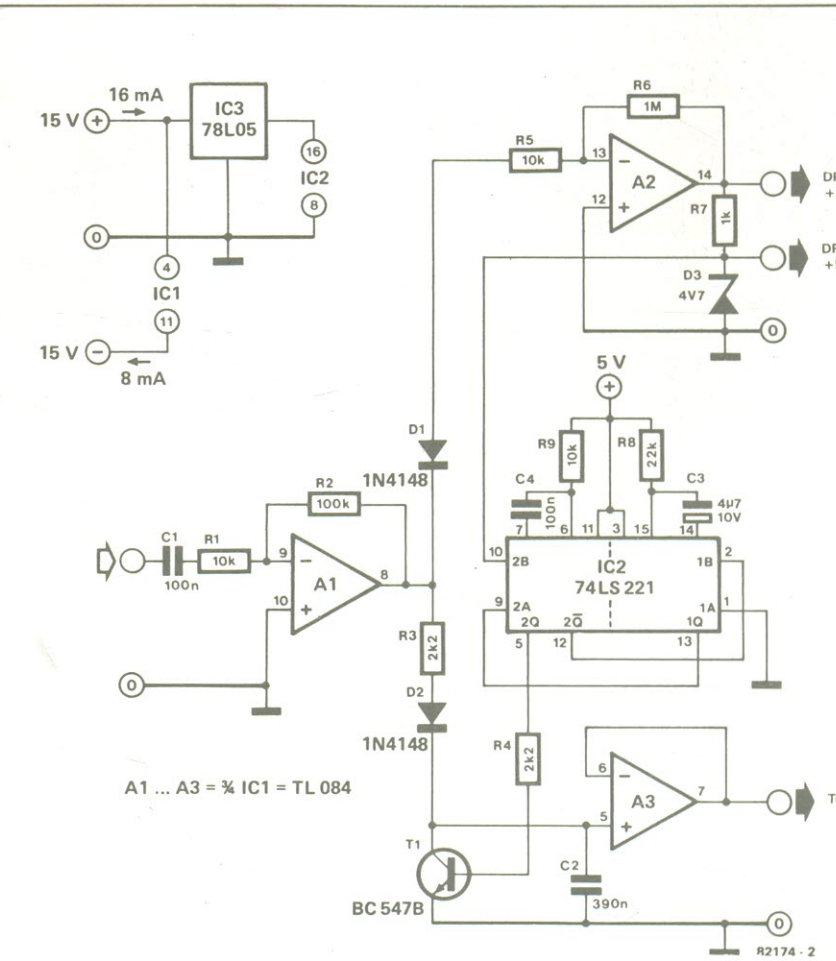
A parte mais complexa de um controlador percussivo é o próprio instrumento de percussão, já que o circuito eletrônico quase poderia ser acomodado em uma caixa de fósforos. Mesmo compacto, porém, ele gera efeitos surpreendentes — mais especificamente, sons sintetizados em *staccato,* com grande variedade de ritmos. Além disso, tocar sintetizadores através de um tambor torna esses instrumentos bem mais acessíveis, pois ao invés de um teclado inteiro há apenas uma "tecla" (se bem que um tanto incomum): o próprio tambor e, eventualmente, suas baquetas. Isto sem falar que, com um pouco de prática, é possível obter sons diferentes e precisamente controlados, graças à sensibilidade dessa tecla única.

A cadência das batidas fornece pulsos de disparo e, portanto, a estrutura rítmica da ação do sintetizador. O componente dinâmico (ou seja, variável) é representado pela intensidade das batidas, que a interface converte em uma tensão proporcional. Esta permite um controle bastante versátil, podendo ser usada para controlar a altura, a frequência de filtragem ou a amplitude do sintetizador, dependendo do que estiver sendo excitado: VCOs, VCFs ou VCAs

1



2



(osciladores, filtros e amplificadores controlados por tensão, na ordem).

Não há mistério algum no funcionamento da interface percussiva; ela começa com um transdutor, na forma de um alto-falante ou microfone, encarregado de converter o som gerado pelo tambor em um sinal elétrico. Esse sinal exibe a característica de uma oscilação senoidal amortecida, cuja frequência depende do tambor e cuja amplitude varia com a intensidade das batidas. Assim, a finalidade do circuito representado pelo diagrama de blocos da figura 1 é atuar como interface, processando esse sinal para o sintetizador. Para isso, entrega na saída um pulso de disparo e uma tensão variável de controle.

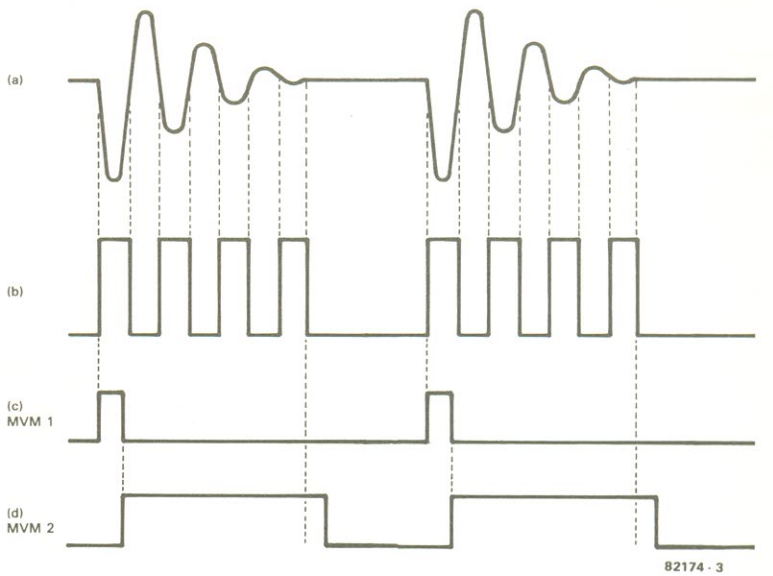
Em primeiro lugar, o sinal liberado pelo alto-falante ou microfone é bastante amplificado. Um circuito de disparo, colocado na saída do amplificador, gera pulsos a partir dos semiciclos negativos do sinal, que já podem ser usados como pulsos de chaveamento; ao mesmo tempo, eles provocam o disparo de dois monoestáveis, que por sua vez comandam uma memória analógica (um estágio de amostragem e retenção, em outras palavras).
É tarefa dessa memória aceitar a máxima amplitude de cada semiciclo positivo e retê-la até a batida seguinte; o resultado é uma tensão de controle com uma amplitude que segue a intensidade das batidas. Em suma, cada batida no tambor fornece um pulso de disparo e uma nova tensão de controle. O que mais pode querer um sintetizador?

O circuito

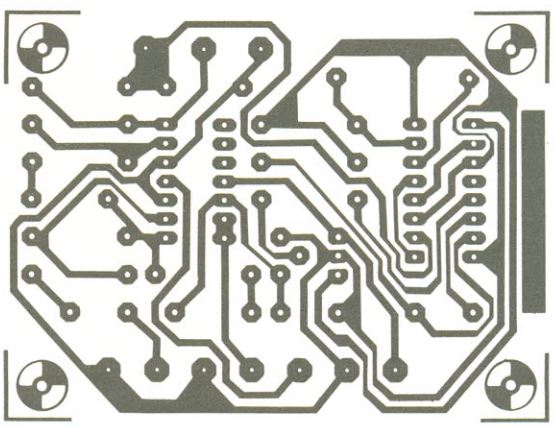
A figura 2 nos mostra a implementação prática do princípio esboçado na figura 1. Como se vê, a interface é ainda mais simples do que nos faz crer o diagrama de blocos; do punhado de componentes requeridos, os principais são dois CIs dos mais comuns: IC1 contém quatro amplificadores operacionais, dos quais apenas três foram aproveitados, e IC2 fornece os dois monoestáveis.

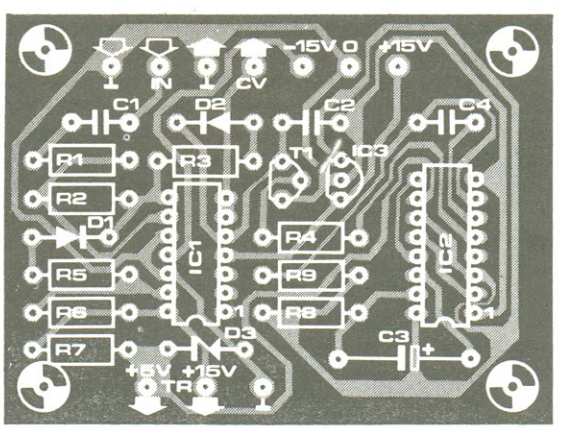
O primeiro operacional (A1) atua como amplificador inicial para o sinal percussivo. Sua amplificação foi fixada em 10 vezes, mediante o laço de realimentação negativa formado por R1/R2, mas pode ser variada substituindo-se R2 por um trimpot.

3



4





Lista de componentes

Resistores
R1,R5,R9 - 10 k
R2 - 100 k
R3,R4 - 2,2 k
R6 - 1 M
R7 - 1 k
R8 - 22 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C4 - 100 nF
C2 - 390 nF
C3 - 4,7µF/10 V

Semicondutores
T1 - BC 547B
D1,D2 - 1N4148
D3 - zener de 4,7 V/400 mW
IC1 - TL 084
IC2 - 74LS221
IC3 - 78L05

Diversos
Placa nº 82174
Alto-falante ou microfone adequado (veja texto)

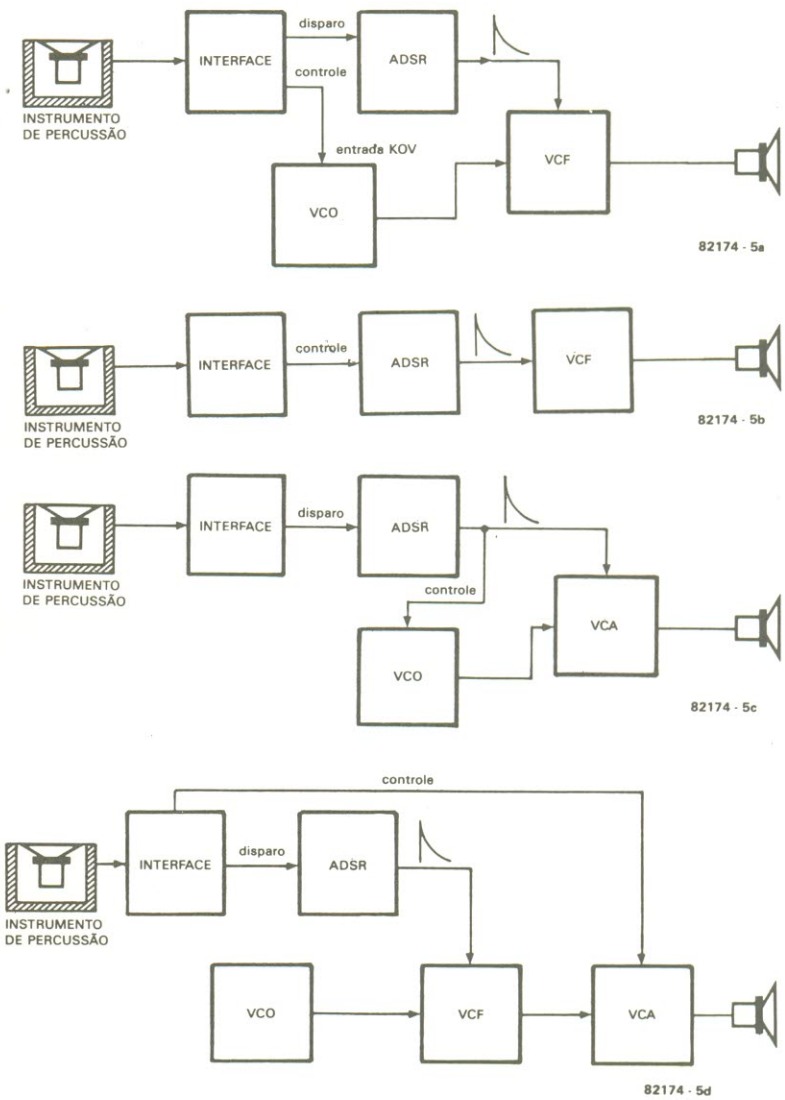
A reduzida impedância na entrada do circuito prevê a conexão, como vimos, de alto-falantes e microfones de baixa impedância (do tipo dinâmico ou de eletreto, com um conversor integral de impedância).

Na saída de A1, dois diodos (D1 e D2) formam um percurso duplo para o sinal, sendo um deles para os semiciclos positivos e outro para os negativos. Os semiciclos negativos são aplicados, via D1, a um segundo amplificador (A2), que fica continuamente sobre-excitado devido ao seu elevado nível de amplificação (100 vezes), e entrega pulsos de onda quadrada na saída. Na saída DP1 tais pulsos exibem uma amplitude de +15 V e na DP2, de +5 V.

Temos, portanto, pulsos de chaveamento adequados para praticamente todo tipo de sintetizador existente. O fato de surgir um trem de pulsos inteiro na saída de chaveamento, a cada batida, em geral não deve causar problemas, já que os geradores de envoltória dos sintetizadores costumam disparar apenas no primeiro flanco do sinal, deixando então que a envoltória se desenvolva sem ser afetada por disparos subsequentes. Caso surja algum problema, no entanto, o sinal no pino 9 ou 13 de IC2 poderá ser aproveitado como "chaveador" de +5 V; conforme se vê no diagrama de pulsos da figura 3, nesses dois pontos aparecem pulsos mais longos, mas apenas um a cada batida.

O integrado IC2 é um duplo monoestável TTL. O primeiro deles dispara com os pulsos produzidos na saída DP2 (+5 V), acoplada ao pino 10 de IC2; ele gera pulsos de curta duração no pino 5, que ativam o transistor T1. Isto faz com que o capacitor C2 descarregue com o primeiro semiciclo do sinal; uma vez terminado esse pulso de descarga, T1 volta novamente para o corte. O capacitor C2 fica pronto, dessa forma, para ser carregado e aceita, via diodo D2, a tensão de pico do semiciclo positivo que vem em seguida, enviado pelo amplificador de entrada. O diodo D2 evita então que o capacitor descarregue, mantendo a tensão até a batida seguinte. A alta impedância de entrada do operacional A3, que é utilizado como "reforçador" de C2, é a responsável pela adequada estabilidade do estágio de armazenagem. É assim que aparece, na saída de A3, uma tensão de controle devidamente reforçada para excitar sintetizadores.

5



O segundo monoestável, com seus pulsos mais longos, assegura que o primeiro responda somente ao pulso inicial que cada batida aplica à sua entrada. Essa rejeição dos pulsos posteriores está explicada no diagrama da figura 3: os pulsos do primeiro monoestável estão presentes, invertidos, no pino 12; como tal saída está ligada a uma entrada do segundo monoestável (pino 2), este só dispara no flanco descendente do sinal enviado pelo primeiro, fornecendo assim pulsos mais extensos em seu pino 13 de saída. Por intermédio do pino 9, esses pulsos inibem o primeiro monoestável, que só pode ser disparado novamente quando o período dos mesmos terminar.

O circuito requer uma tensão simétrica de alimentação de ±15 V, que pode ser obtida da fonte do próprio sintetizador; caso contrário, será preciso providenciar uma pequena fonte em separado. Um regulador de 5 V e 100 mA (IC3) foi incluído na placa de circuito impresso, a fim de gerar os +5 V exigidos por IC2, a partir da linha original de +15 V. A drenagem de corrente tem um valor aproximado de 16 mA em +15 V e de 8 mA em -15 V.

Pondo em prática

A figura 4 sugere um traçado de circuito impresso para nossa interface percussiva, capaz de alojar todos os componentes. Falta apenas encontrar um instrumento de percussão adequado. Os projetistas da Elektor descobriram uma solução muito simples em seu próprio laboratório: um alto-falante comum, circular, com cerca de 18 cm de diâmetro, recoberto por uma película plástica resistente, esticada sobre ele como se fosse a pele de um tambor verdadeiro.

Com tal arranjo, a tensão na saída TC ficou situada entre 1 e 5 V, de acordo com a intensidade das batidas; o tambor improvisado dessa forma pôde ser tocado com as palmas das mãos, exatamente como um bongô acústico. É óbvio que o circuito também pode ser instalado no interior de um tambor real, com um microfone convenientemente instalado por baixo de sua pele ou nas proximidades do mesmo. Talvez seja preciso, nesse caso, adaptar a amplificação do primeiro operacional a cada arranjo em particular.

Assim como acontece com um teclado, os sinais de controle "TC" e "DP" podem ser usados na produção de sons com muita versatilidade. Chegou então a hora de apresentar, sob a forma de diagramas, algumas modalidades de controle do sintetizador tentadas pelos projetistas (veja a figura 5). A interface pode ser diretamente ligada ao sintetizador, no lugar do teclado; caso o sintetizador disponha de terminais para pulsos externos de chaveamento e tensões externas de controle, tanto melhor: eles podem ser usados sem problemas, sem que o teclado precise ser desconectado.

Com a interface percussiva ocupando o lugar do teclado, pode-se tentar todos os ajustes mais ou menos pertinentes a ele. Assim, por exemplo, excitando o VCO com o sinal "TC" da interface (fig. 5a), obtém-se uma nova altura (frequência fundamental) a cada batida. O efeito resultante é semelhante ao de um circuito de amostragem e retenção. Já o efeito da percussão mais pesada, de discoteca, é conseguido pelo processo ilustrado na fig. 5b; o pulso de disparo produzido pela interface ativa um módulo gerador de ADSR, que por seu turno excita um VCF. Este último é ajustado como um oscilador com oscilação natural, ao passo que o ADSR pode receber o seguinte ajuste: ataque nulo; qualquer decaimento; máxima sustentação; e qualquer liberação. O efeito é o de um som senoidal brusco, com altura e amplitude decrescentes ao longo da etapa de decaimento.

Caso haja disponibilidade de um VCF não oscilante, o mesmo efeito pode ser obtido excitando-se o VCO com a curva da envoltória, como se vê na fig. 5c; outra variação interessante foi representada na fig. 5d. Uma última dica: caso o sistema teime em produzir mais de um pulso de disparo para cada batida, basta acoplar um trimpot de 50 k em série com R8.

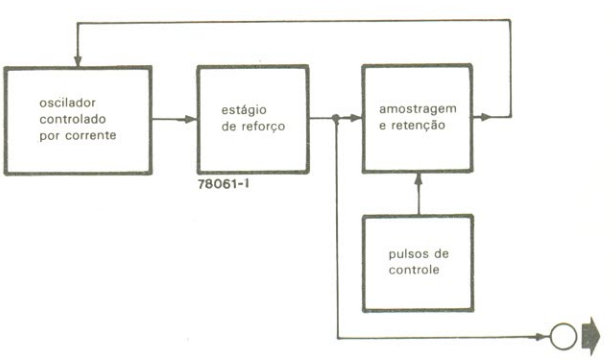
2. Serrote musical, versão eletrônica

Como quase todos os "geradores melódicos" auto-excitados, este circuito consiste de um oscilador controlado por corrente e um sistema de comando. Uma das abordagens possíveis, nesse caso, seria utilizar um PLL *(phase-locked loop* ou laço fechado por fase) — especialmente em sua variante de amostragem e retenção, que tem a vantagem de ser sensível em frequência a tensões dente-de-serra. Este "serrote eletrônico", portanto, é formado por um PLL de amostragem e retenção impedido de fechar o laço, mediante uma conexão do sinal oscilador feita com a polaridade deliberadamente errada.

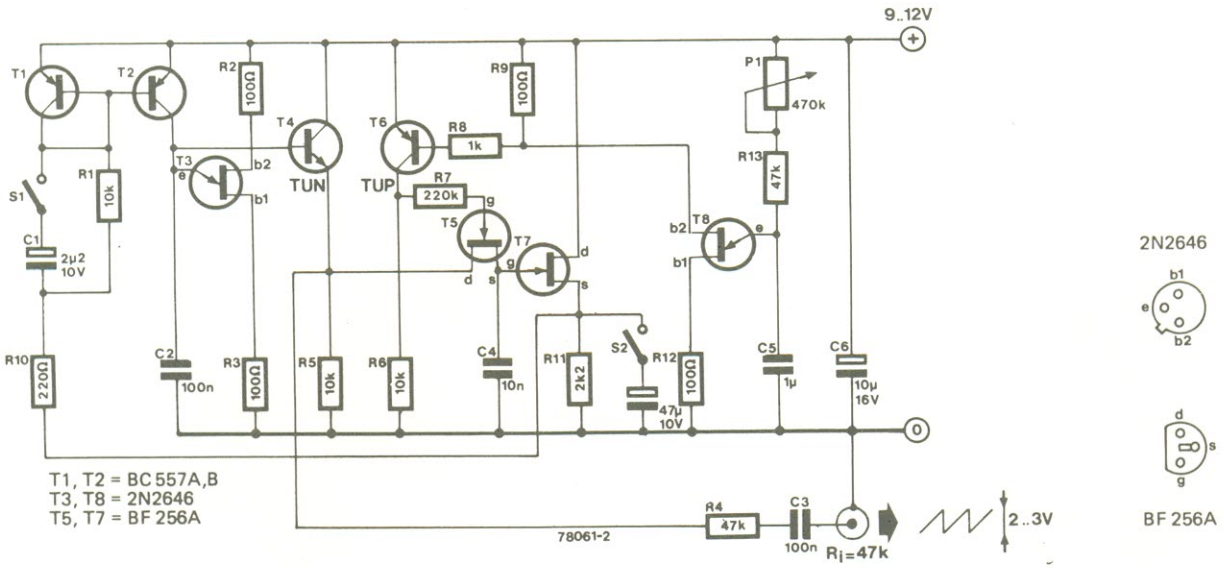
A figura 1 fornece o diagrama de blocos e a figura 2, o esquema completo do gerador. O oscilador controlado por corrente é constituído pelo espelho de corrente T1+T2 e pelo transistor unijunção T3; este multivibrador gera um sinal dente-de-serra, reforçado em seguida por T4. O par T5/T7 forma um conhecido estágio de amostragem e retenção, que recebe os pulsos amostradores de outro transistor unijunção (T8) por meio de T6.

Quando o circuito é operado com a chave S1 aberta e S2 fechada, produz um som parecido com o de um serrote musical. Já com S2 fechada e S1 aberta, ele se torna um pouco mais "saltitante" e com as duas chaves fechadas, gera ruídos estridentes como os de um papagaio. O potenciômetro P1 pode ser usado para variar o tempo das passagens musicais.

1



2



3. Música para todos

P. J. Tyrrel

Este simples circuito talvez seja a solução para todos aqueles que não têm tempo (ou talvez paciência) para estudar um instrumento musical, e mesmo assim gostariam de tocar alguma coisa. A única exigência musical é a habilidade de assobiar afinadamente; o circuito faz o resto.

O princípio envolvido é bastante simples, como se pode ver pelo diagrama de blocos da figura 1. Primeiramente, o assobio do "músico" é captado por um microfone de cristal e amplificado pelo operacional A1. Parte do sinal resultante passa para um seguidor de envoltória, que o retifica e filtra para dar origem a uma tensão positiva que acompanha a envoltória de amplitude do sinal de entrada. Outra parcela do mesmo sinal é aplicada a dois amplificadores limitadores, encarregados de converter a senóide de amplitude variável original em uma onda quadrada de amplitude constante, mas com a mesma frequência do sinal de entrada. Essa onda é usada então como *clock* de um contador binário cuja relação de divisão pode ser ajustada para 2, 4, 8, etc., de modo que a saída fique uma, duas, três ou mais oitavas abaixo do sinal de entrada.

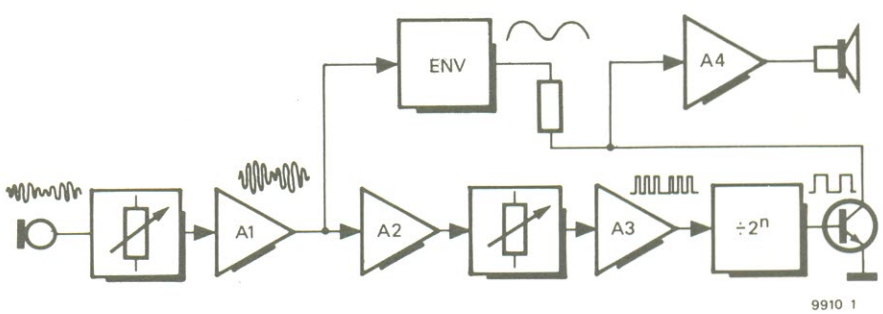
A saída desse contador ativa e desativa o transistor T1 e o sinal resultante em seu coletor é enviado ao amplificador A4. Como o resistor de coletor de T1 recebe alimentação da saída do seguidor de envoltória, a amplitude do sinal nesse coletor, assim como a do sinal de saída, varia de acordo com a amplitude do sinal original de entrada. A saída, portanto, é uma onda quadrada cuja frequência pode estar uma ou mais oitavas abaixo da inicial e cuja dinâmica de amplitude segue fielmente a do sinal aplicado na entrada.

O circuito

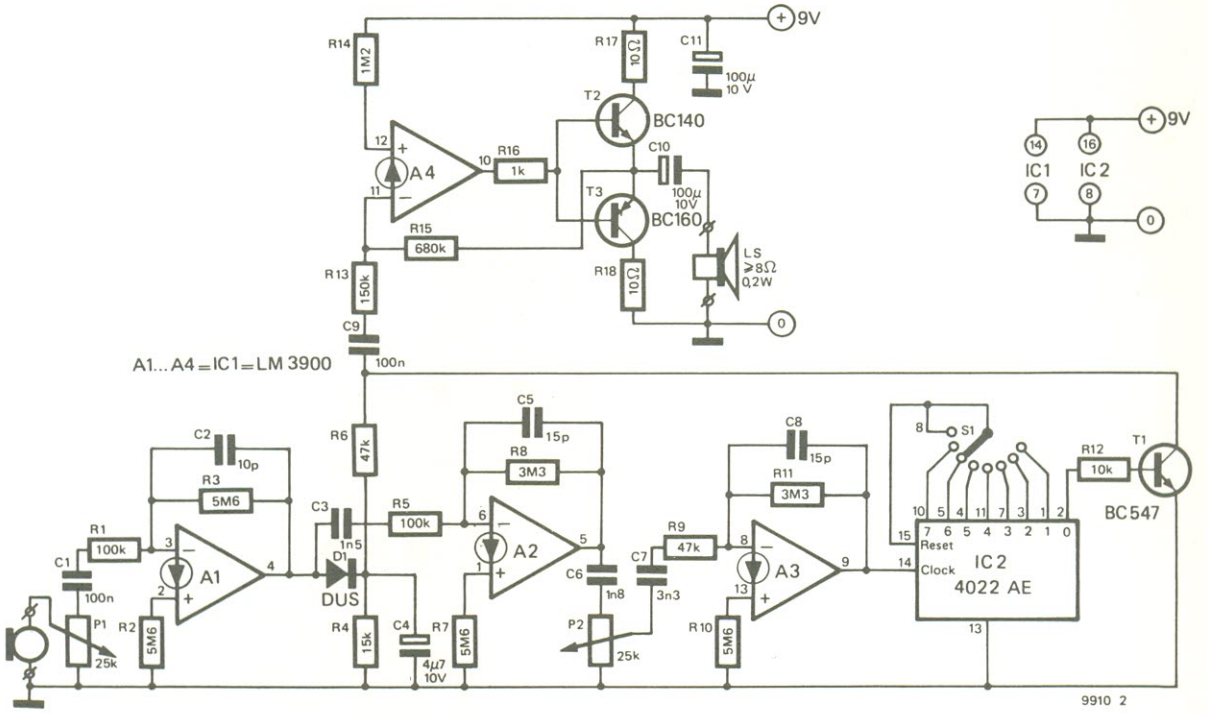
O esquema completo aparece na figura 2, onde os blocos da fig. 1 são identificados de imediato.

A saída do microfone de cristal foi acoplada a P1, que atua como controle de sensibilidade, e daí passa para A1, configurado como amplificador linear com um ganho aproximado de 56 vezes. Uma parcela do sinal entregue por A1 sofre retificação por D1 e a tensão positiva de pico resultante fica

1



2



armazenada em C4. O sinal vindo de A1 é também amplificado por A2 e A3, sendo que o ganho combinado das três etapas de amplificação é suficiente para provocar limitação na saída de A3, mesmo com sinais bastante reduzidos na entrada. O potenciômetro P2 serve para ajustar o ganho desse amplificador de limitação, de forma que ela ocorra com sinais de determinado nível, evitando assim uma ação causada por ruídos indesejáveis.

A saída de A3 é usada para acionar um contador binário do tipo CMOS, como se fosse seu sinal de *clock*; o módulo de divisão de IC2 pode ser selecionado por intermédio de S1. O sinal que deixa esse estágio vai chavear o transistor T1 e, como seu resistor de coletor (R6) é alimentado por C4, a amplitude do sinal de coletor varia de acordo com o sinal de entrada. Por fim, o sinal é reforçado por um pequeno amplificador de potência baseado em A4, com a função de excitar um alto-falante miniatura.

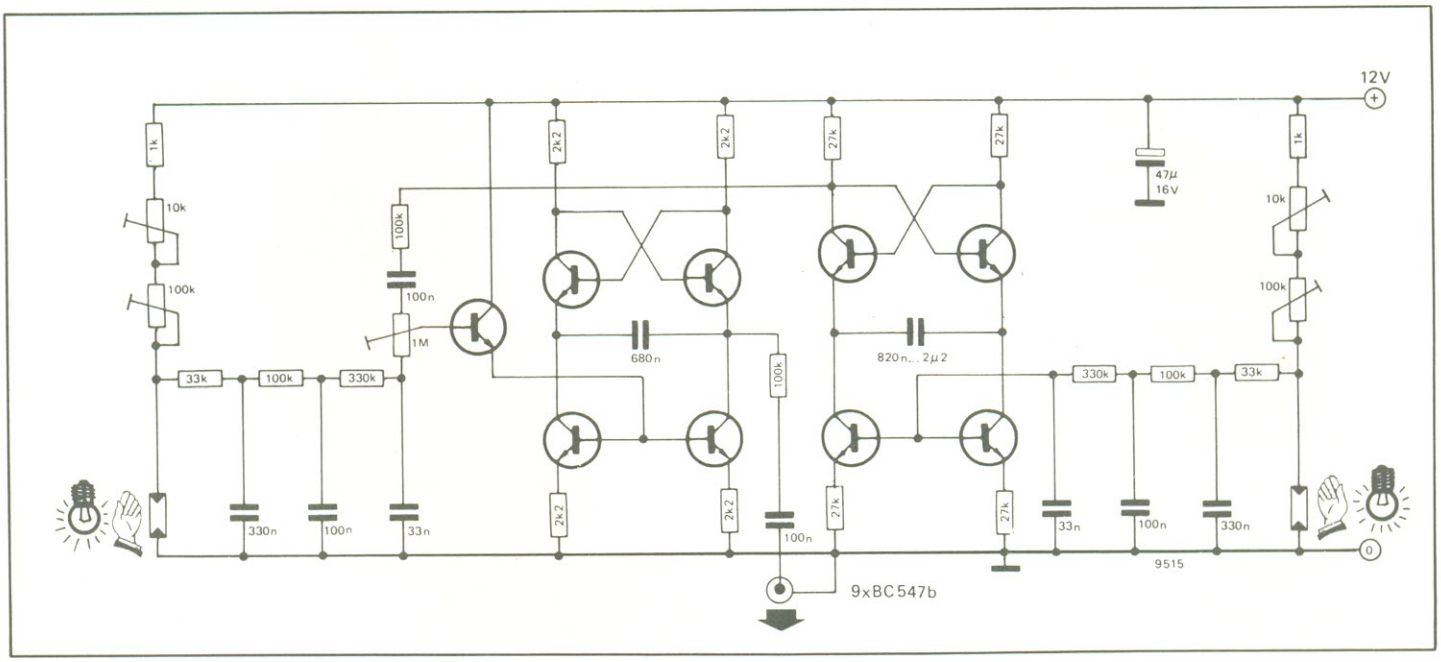
As possibilidades, porém, não param aí; o montador mais ambicioso poderá acrescentar filtros e outros estágios, a fim de obter formas de onda que ampliem as possibilidades tonais do instrumento. Tais variações do projeto básico, contudo, por fugirem ao objetivo deste artigo-sugestão, foram deixadas a cargo da engenhosidade de cada um.

4. Órgão "manual"

Dois osciladores controlados por tensão (VCOs) são empregados neste "órgão", um deles para produzir o tom e o outro para introduzir vibrato. A frequência do oscilador e a velocidade do vibrato podem ser controladas deslocando-se as mãos de um lado para o outro sobre um par de LDRs.

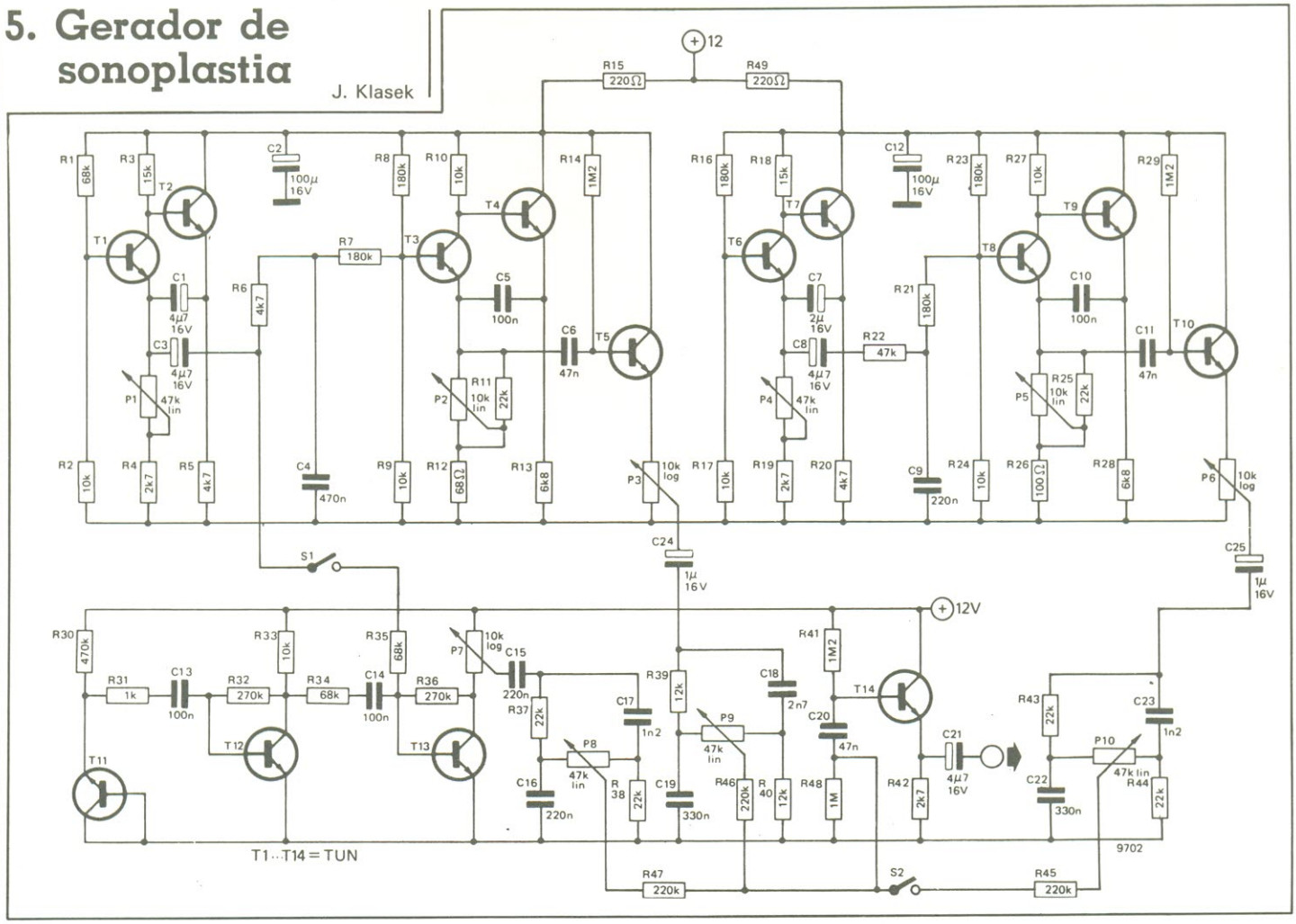
Os VCOs são os conhecidos osciladores acoplados por emissor; sua frequência de oscilação depende do nível de corrente que flui em cada par de transistores inferiores. Os trimpots de 100 e 10 k, colocados em série com os LDRs, determinam as gamas de frequência e vibrato, ao passo que o trimpot de 1 MΩ é responsável pela profundidade deste último efeito. No caso dos dois primeiros trimpots, o ajuste vai depender do nível de luz ambiente.

Para evitar a reprodução de zumbido, caso o aparelho seja utilizado com luzes fluorescentes, os terminais dos LDRs foram acoplados a redes de filtragem passa-baixas tipo RC. Pode-se utilizar, além disso, praticamente qualquer transistor NPN para pequenos sinais no lugar do BC 547 especificado.



5. Gerador de sonoplastia

J. Klasek



Este circuito produz uma grande variedade de efeitos sonoros, que podem ser usados como ruídos de fundo ou combinados com outros efeitos. Ele é capaz de simular, por exemplo, desde o bater das hélices de um helicóptero até o zumbir de um gafanhoto.

Os sinais provêm de três pontos distintos. O primeiro sinal é gerado por um multivibrador astável (T1, T2 C1, P1 e R4), passando depois por uma rede passa-baixas (R6 e C4), para ser entregue à entrada moduladora de um gerador de tons, formado por T3 e T4. O controle da frequência básica desse gerador é representado por P2. Por fim, o seguidor de emissor T5 reforça a saída de T3, fazendo surgir uma oscilação modulada em frequência no cursor de P3.

Outro gerador de tons, também excitado por um astável (T6...T10) funciona exatamente da mesma forma, entregando o segundo sinal no cursor de P6. Já o transistor T11 atua como fonte de ruído e o sinal resultante, que aparece sobre R30, é amplificado pelo par T12/T13 — podendo ser sobreposto, via R35 e S1, ao sinal gerado pelo primeiro astável.

Os sinais dessas três fontes são então passados, via P3, P6 e P7, a três filtros de tom, os quais incluem os controles de tonalidade P8...P10. Dos cursores desses três potenciômetros, os sinais fornecidos pelos filtros podem ser finalmente combinados (via R45...R48), para dar origem ao efeito sonoro desejado na saída de T14.

6. Circuito fuzz variável

São muito comuns, especialmente na moderna música popular, os efeitos sonoros produzidos eletronicamente. Constatando esse fato, os projetistas da Elektor conceberam um circuito bastante simples, empregando técnicas de ceifamento de sinais e capaz de produzir uma grande variedade de sons manualmente controlados. O circuito é uma variante da conhecida *fuzz box* e utiliza apenas um punhado de componentes.

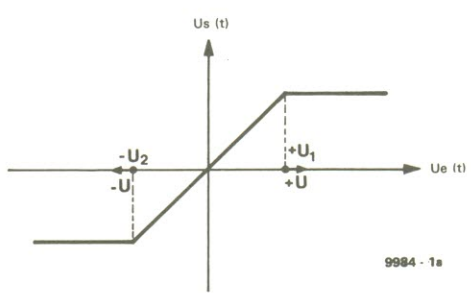
Esse tipo de circuito costuma empregar um par de diodos conectados em anti-paralelo, inseridos num amplificador de modo a "grampear" o sinal de saída — ou seja, evitar que ele ultrapasse um determinado valor. O processo foi ilustrado na figura 1a, onde para maior clareza assumiu-se que o amplificador exibe ganho unitário ao longo da porção linear de sua curva de transferência.

Como se pode ver, acima do valor U1 da tensão de entrada, a tensão de saída deixa de apresentar crescimento; da mesma forma, a saída passa a ser constante (ou seja, pára de cair) a partir de uma entrada com valor -U2. Caso U1 seja equivalente a U2 — o que geralmente acontece nos circuitos *fuzz* — e o sinal de entrada, suficientemente amplo, os dois sinais vão ter o aspecto mostrado na figura 1b.

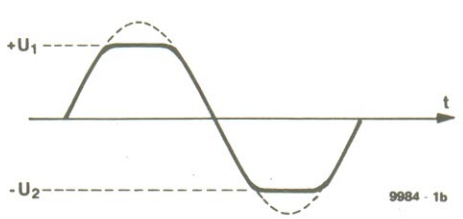
Sempre que, a exemplo do caso dessa figura, o sinal de saída é ceifado **simetricamente** (ou seja, U1 = U2), ele passa a conter somente harmônicas pares; e isto confere ao sinal musical resultante aquela característica "borrada" tão conhecida. No entanto, o caráter tonal dos sinais de música pode ser consideravelmente enriquecido fazendo-se com que o amplificador ceife **assimetricamente** (isto é, $U1 \neq U2$). É possível, dessa forma, influenciar o som do circuito *fuzz* de maneira a se obter efeitos mais variados. Nossa versão foi projetada para que fornecesse o melhor das duas modalidades, permitindo alterar independentemente os níveis U1 e U2 de ceifamento e, com eles, o tipo de efeito resultante.

Mas a variação dos níveis de ceifamento não constitui a única forma de influenciar o som do amplificador. Outro fator que pode modificar a característica do efeito produzido envolve a maneira como é feito esse ceifamento, isto é, se o amplificador começa a ceifar quase imediatamente após ter atingido um determinado nível (ceifamento brusco) ou se a transição entre o estado normal e o de limitação é mais gradual (ceifamento suave). Um exemplo de ceifamento brusco está ilustrado na própria figura 1a.

1A

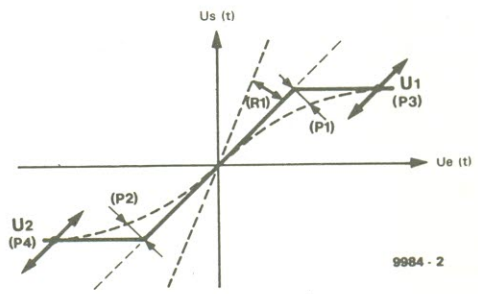


B



Neste circuito pode-se variar continuamente a resposta do amplificador, entre esses dois extremos. Ao todo, são cinco parâmetros da resposta "ceifada" que podem ser manipulados independentemente, por outros tantos componentes do circuito, conforme nos mostra a figura 2.

2



O circuito

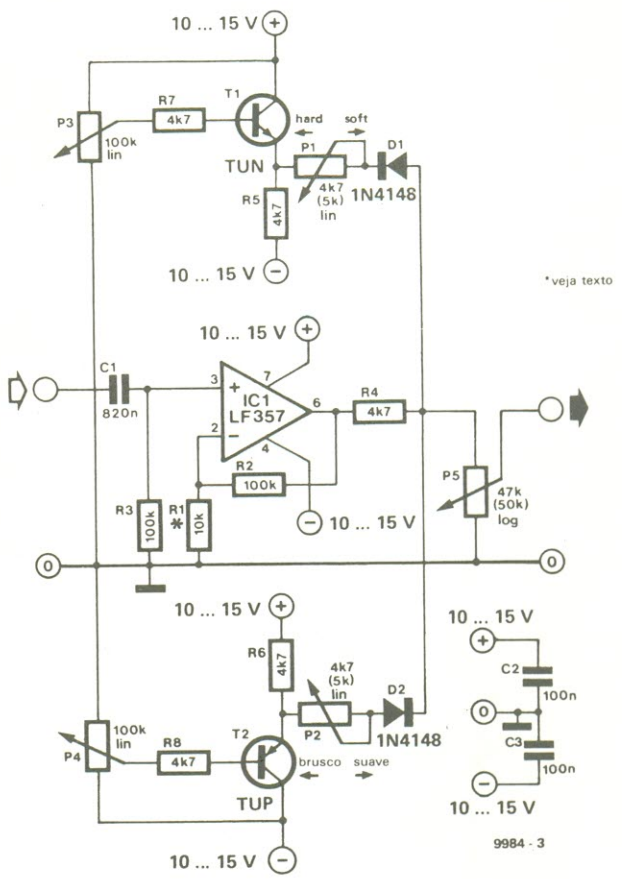
O esquema completo do circuito *fuzz* variável aparece em duas versões, nas figuras 3 e 4; a primeira exige uma fonte do tipo simétrico e a segunda, uma fonte simples. Em ambas, porém, o consumo de corrente fica entre 10 e 15 mA e a impedância de entrada, em 100 k.

A operação é das mais simples. Primeiramente, o sinal de entrada é amplificado por IC1, cujo ganho equivale a 1+R2/R1; com os valores dados, esse ganho equivale a 11, mas pode ser alterado trocando-se o resistor R1. O sinal entregue por IC1 é enviado, via R4 (e C6, na fig. 4), ao controle de volume P5, no qual a tensão de cursor corresponde ao sinal de saída do circuito.

Toda vez que a tensão no extremo direito de R4 excede aquela presente no cursor de P3 (ou cai abaixo do cursor de P4), o sinal de saída é atenuado. O grau de atenuação passa a ser determinado então pela relação existente entre R4 e P1 (ou P2). Com estes potenciômetros ajustados para a resistência mínima, o sinal de saída resulta completamente atenuado — é o ceifamento brusco, em outras palavras. Já com P1 (P2) posicionado em sua máxima resistência, obtém-se um ceifamento suave.

Em suma, pelo ajuste totalmente independente dos quatro potenciômetros (P1...P4), que controlam tanto os níveis em que o amplificador começa a ceifar, como o próprio grau de ceifamento, é possível variar como desejado o caráter tonal do som final. Quanto às necessidades de alimentação, elas podem ser satisfeitas pelas sugestões da figura 5, que previram as duas versões do circuito.

3



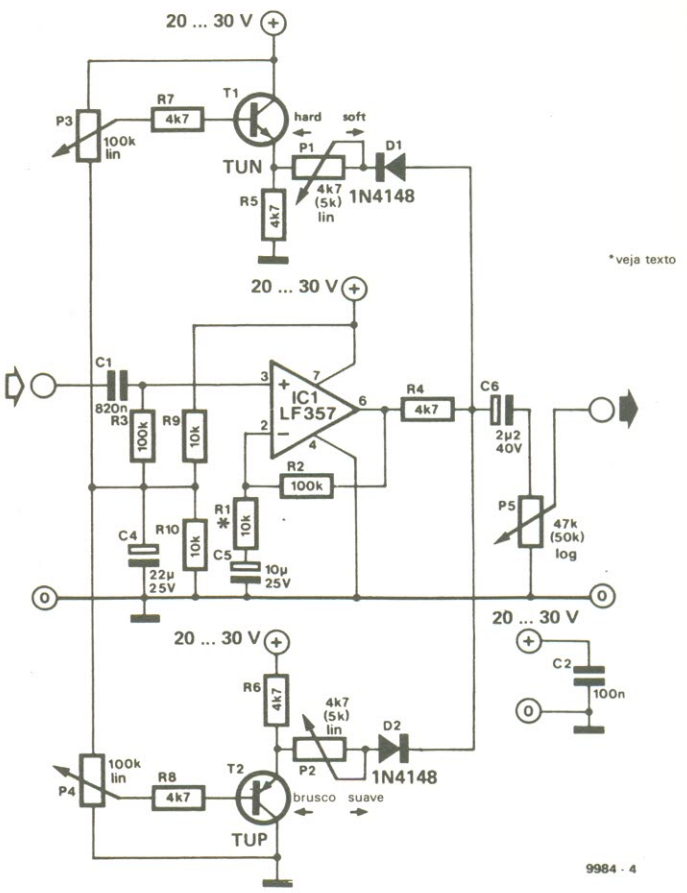
Outras aplicações

Além de atuar como gerador variável de efeitos sonoros, o circuito *fuzz* exibe outras qualidades. Existe a possibilidade de usá-lo, por exemplo, para limitar o sinal de entrada de um amplificador de potência, em um nível apenas necessário para produzir a saída máxima. Evita-se, dessa forma, o perigo de ocorrer ceifamento ou limitação de corrente no próprio amplificador e as desagradáveis consequências para o ouvinte; ao mesmo tempo, o circuito representa uma espécie de proteção contra sobrecargas para o amplificador de áudio.

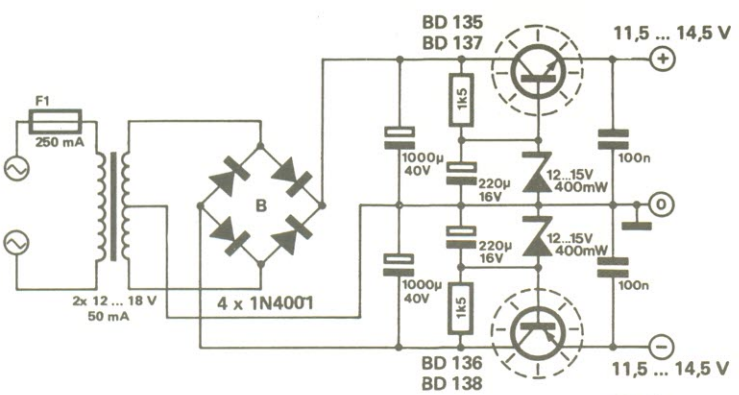
Outra idéia interessante seria a de utilizá-lo juntamente com sistemas de amplificação pública. De fato,

existem teorias que garantem ser possível elevar o volume do sinal ceifando-o de um certo modo. Elas afirmam também que o aumento do conteúdo harmônico não chega a comprometer a inteligibilidade da fala. Foi levantada a questão, por fim, de que características distintas de ceifamento poderiam explicar as polêmicas diferenças entre os chamados sons "valvulado" e "transistorizado". Este circuito nos parece ideal para a comprovação de todas essas teorias; nesse sentido, é um prato cheio para audiófilos e amadores de acústica.

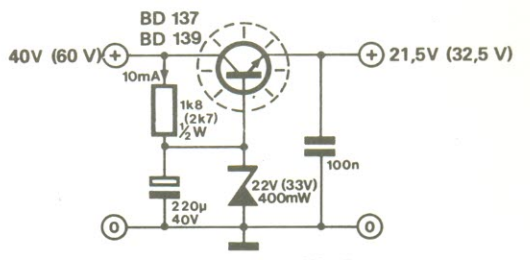
4



5A



B

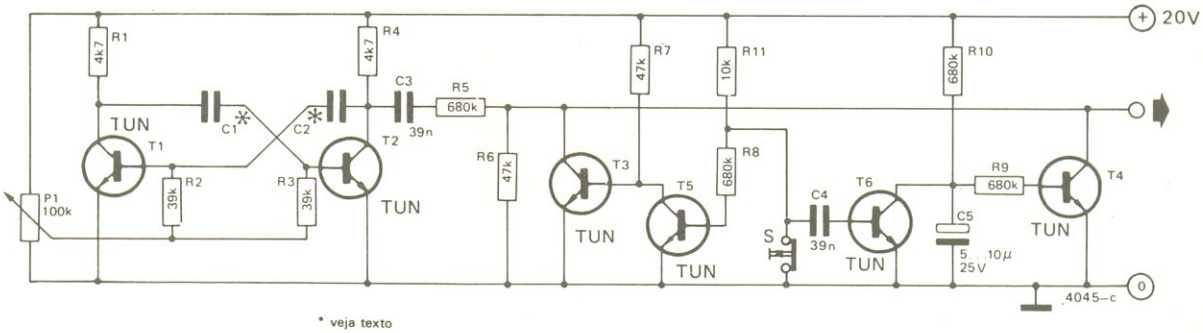


7. Cordas eletrônicas

Este circuito produz uma imitação bastante convincente de uma corda quando é vibrada. Um multivibrador astável, formado pelos transistores T1 e T2, está encarregado de gerar o tom fundamental; mas enquanto a chave S não for acionada, os transistores T3 e T4 estarão conduzindo e pondo em curto a saída do multivibrador.

Assim que essa chave é pressionada, o curto-circuito desaparece e T5 começa a conduzir, enquanto T3 vai para o corte. Ao mesmo tempo, T6 conduz momentaneamente, C5 é descarregado e T4 também pára de conduzir. O sinal gerado na saída desvanece lentamente, à medida que o capacitor C5 volta a se carregar. Caso a chave S seja liberada antes que o som desapareça por completo, ele será cortado bruscamente, pois T3 passará a conduzir mais uma vez.

A frequência do sinal produzido vai depender dos valores de C1 e C2, assim como da posição do cursor em P1. Tais valores podem ser determinados experimentalmente, de preferência dentro da faixa de 1 a 10 nF. Interligando vários desses estágios através de resistores, pode-se implementar um interessante sintetizador que simula instrumentos de cordas.



* veja texto

8. Micropercussão

Quem não se lembra da Minipercussão, que apareceu nos nº 15, 16 e 17/18 de Elektor? Pois esta é a versão "minimalista" daquele sistema, voltada especialmente para quem precisa de recursos percussivos mais modestos. Ele reproduz apenas o som do bombo e do bongô alto, sendo que o som do primeiro foi elevado em uma oitava, para dispensar o uso de sofisticados alto-falantes de graves; dessa forma, o resultado final é mais propriamente uma combinação de um bongô alto com um bongô bastante baixo.

O circuito

Como se vê na figura, o circuito emprega somente dois osciladores do mesmo tipo, com um transistor cada um. O som do bongô baixo ficou a cargo do estágio em torno de T1, enquanto o de T2 cuida do bongô alto; ambos, porém, foram projetados para permanecerem inoperantes enquanto as chaves S1 e S2 estiverem abertas.

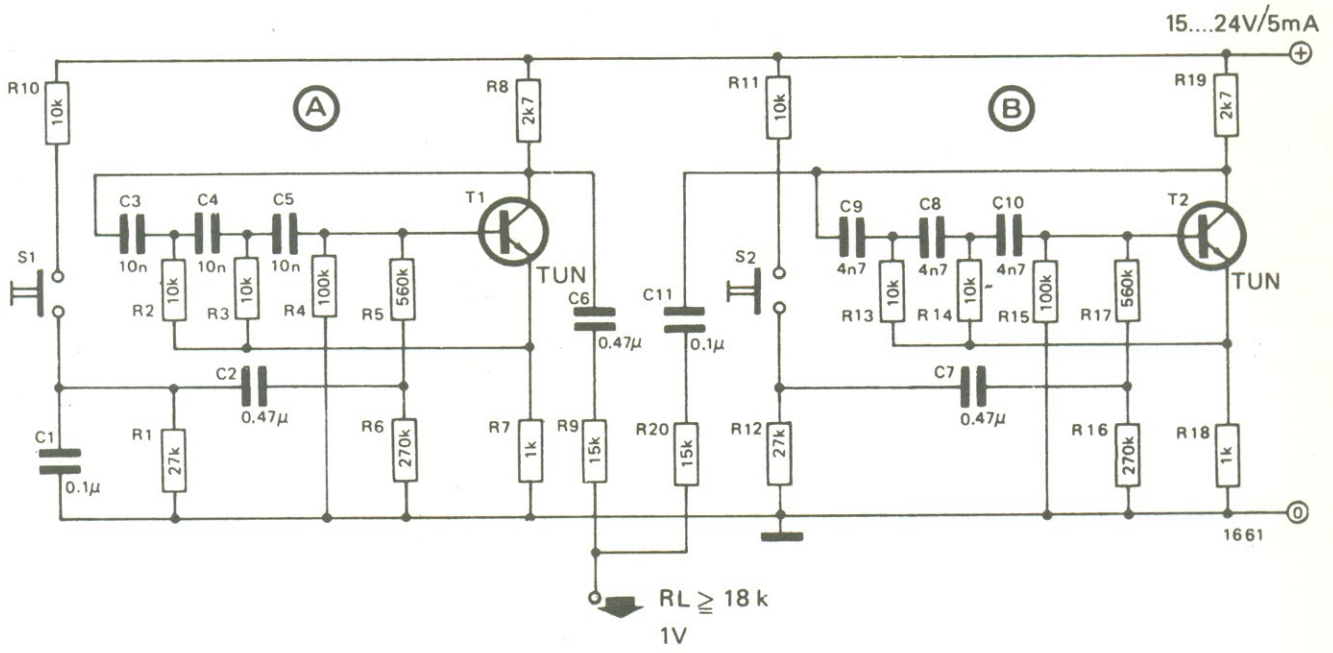
Se uma das duas for acionada, irá surgir um pulso positivo na base do transistor correspondente; o formato desse pulso é determinado por uma rede composta por C1/R1/C2 (para o bongô baixo) ou R12/C7 (bongô alto). Em contraste com o primeiro, este último não possui um capacitor em paralelo com o resistor, gerando portanto um som mais brusco.

O tempo de descarga — e, consequentemente, a duração do pulso — é estabelecido pelos valores de R5/R6 e R17/R16. Quanto à frequência do som produzido, é devida aos valores de C3/C4/C5 e C8/C9/C10; os do primeiro grupo devem ficar entre 10 e 47 nF e os do segundo, entre 4,7 e 10 nF. Mas claro que o montador tem toda a liberdade de fazer experimentos com outros valores; basta ter em mente que capacitâncias progressivamente maiores fornecem tons cada vez mais baixos.

Os sinais são retirados dos coletores de T1 e T2 e enviados para a saída por intermédio dos capacitores C6, C11 e dos resistores R9, R20 — cujos valores permitem, aliás, ajustar à vontade a amplitude de saída. Com o que se vê no esquema, a tensão final da micropercussão atinge 1 V, aliada a uma impedância de 18 k; em suma, uma combinação ideal para a maioria dos amplificadores de potência existentes. A tensão de alimentação pode ficar entre 15 e 24 V, dispensando inclusive a estabilização. E como as exigências de corrente não ultrapassam os 5 mA, o circuito também pode ser alimentado a pilhas ou baterias — que deverão durar vários meses, mesmo sob uso intensivo.

Possíveis alterações

Já comentamos que o som dos instrumentos pode ser modificado adotando-se valores diferentes para



os capacitores C3/C4/C5 e C8/C9/C10. Aqueles que se dispuserem a fazer alguns testes, verão que os mesmos osciladores podem dar origem a instrumentos inteiramente diversos dos originais. Apenas com alguns testes efetuados nos laboratórios europeus da Elektor, foi possível constatar que reduzindo C8/C8/C10 para 2,7 nF, obtém-se sons parecidos com os blocos de madeira. Vários outros efeitos poderão ser obtidos e acrescentados aos dois primeiros, de acordo com as necessidades individuais.

Primeiramente foi o PRECO, publicado nos n.ºs 5 e 6 de Elektor; depois veio o Prelúdio, apresentado nas edições 19, 20, 21 e 22, também com grande sucesso; agora, chegou a vez do "trio de ouro", que pode ser considerado um meio termo, tanto em complexidade de circuito como em desempenho. Trata-se de um sistema de pré-amplificação formado por três circuitos independentes, que podem ser montados como um só conjunto ou em separado. Reunimos todos eles nesta edição, começando pelo pré-amplificador fonográfico.

O trio de ouro: a) Pré-consonant

Como está sendo explicado mais detalhadamente no artigo do Consonant, o objetivo ao se projetar essas duas unidades foi de obter um excelente desempenho em circuitos acessíveis a todos os montadores. Isto explica porque são utilizados apenas transistores em ambas (o terceiro circuito do sistema — Luminant — faz concessões aos CIs por força de sua maior complexidade). Talvez pareça "fora de moda" um amplificador que não contenha ao menos um integrado, mas o fato é que, no Brasil, ainda persiste o duplo problema: ou os CIs não são suficientemente bons, ou simplesmente não existem no comércio. O 741, por exemplo, só é empregado em projetos sabidamente de baixa fidelidade, ao passo que do TDA 1034 N (um tipo de alto desempenho, específico para áudio) não há nem sombra nas lojas.

Por outro lado, a linha formada pelo BC 109C e seus equivalentes pode nos dar ótimos amplificadores e é encontrada com facilidade em praticamente em qualquer ponto do país. A tabela de especificações técnicas e as curvas de operação, levantadas a partir de medições feitas no protótipo europeu, confirmam essas afirmações.

Ficha técnica

— Desvio máximo em relação à curva RIAA de resposta em frequência:	± 1 dB
— Nível de sobrecarga na entrada (a 1 kHz):	>200 mV
— Headroom de entrada:	>32 dB*
— Relação sinal/ruído:	>72 dB*
— Faixa dinâmica:	>100 dB
— Distorção a um nível de +14 dB na entrada:	≅0,01%

* Esses dois parâmetros e o nível de referência para a medida de distorção referem-se a um nível de entrada de 0 dB = 5 mV RMS, a 1 kHz (veja texto)

O circuito

O esquema da figura 1 deve ser familiar a muitos de nossos leitores, pois foi aproveitado de outro publicado anteriormente: o PRECO. E não foi sem um bom motivo, já que ele pôde provar, ao longo dos anos, sua confiabilidade; de fato, todos os que chegaram a medir seu desempenho ficaram surpreendidos.

Se quatro transistores por canal parece um número excessivo, o tempo e a teoria provaram que dois estão longe de ser suficientes; seria viável empregar apenas três deles, mas chegou-se a conclusão de que quatro transistores era mesmo o número ideal, sem alterar demais o custo final do projeto.

A impedância de entrada é determinada por R1, R3 e pela própria impedância de entrada de T1; com os valores mostrados, ela ficou bastante próxima dos 47 k ideais. A relação sinal/ruído do pré é estabelecida principalmente por T1 e ela será tão mais elevada quanto melhor for esse transistor; deve-se, além disso, calcular corretamente sua corrente de coletor e a tensão coletor-emissor, e selecionar a melhor impedância de emissor.
A impedância de base também é importante, mas no caso de um pré fonográfico isto não representa problema, já que esse parâmetro é determinado pela impedância requerida

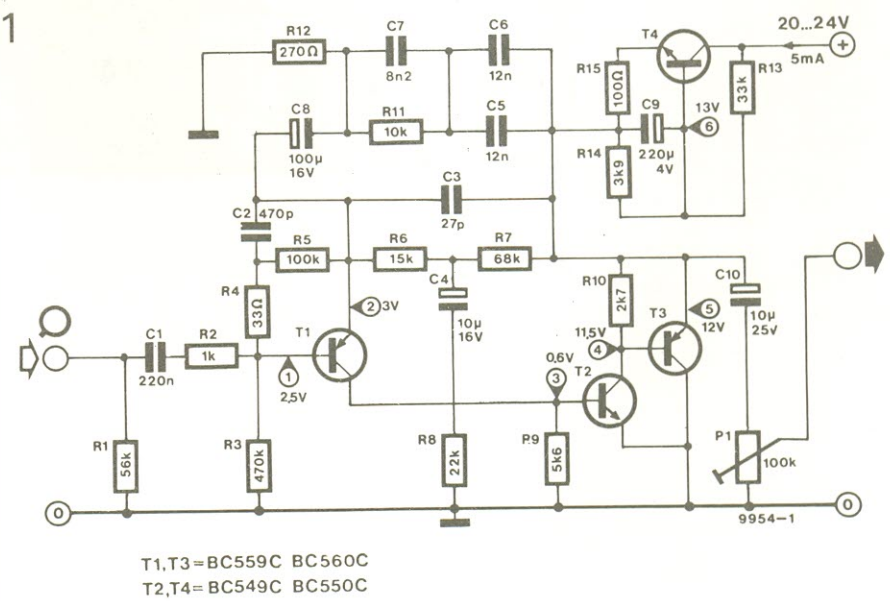
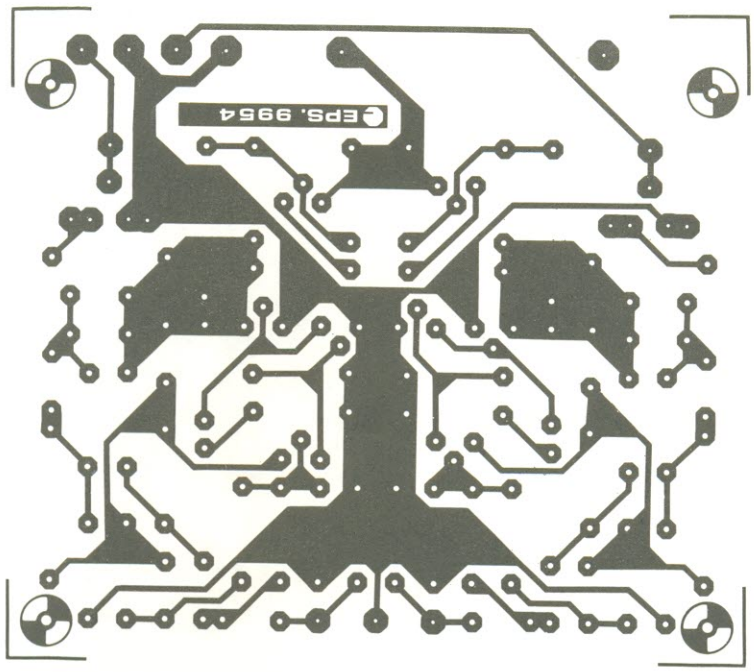
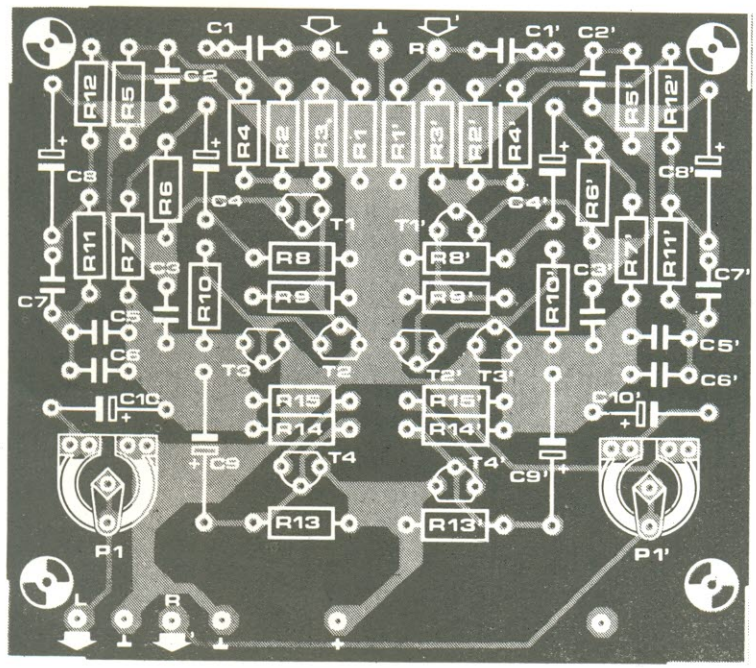


figura 1 — Circuito completo para um canal do pré-consonant.

2





Lista de componentes

Resistores
R1,R1': 56 k
R2,R2': 1 k
R3,R3': 470 k*
R4,R4': 33
R5,R5': 100 k*
R6,R6': 15 k*
R7,R7': 68 k
R8,R8': 22 k
R9,R9': 5,6 k*
R10,R10': 2,7 k
R11,R11': 10 k
R12,R12': 270
R13,R13': 33 k
R14,R14': 3,9 k
R15,R15': 100

P1,P1': trimpot de 100 k
Todos os valores em ohms

* baixo ruído, de preferência

Capacitores
C1,C1': 220 nF
C2,C2': 470 pF
C3,C3': 27 pF
C4,C4': 10 µF/16 V
C5,C5',C6,
C6': 12 nF
C7,C7': 8,2 nF
C8,C8': 100 µF/16 V
C9,C9': 220 µF/4 V
C10,C10': 10 µF/25 V

Semicondutores
T1,T1',T3,T3': BC179C, BC559C, BC560C, etc.
T2,T2',T4,T4': BC109C, BC549C, BC550C, etc.

Diversos
Placa nº 9954

figura 2 — Traçado do circuito impresso e disposição dos componentes para a placa do pré fonográfico estéreo. Ele foi projetado visando facilitar sua instalação sobre a placa do Consonant.

3

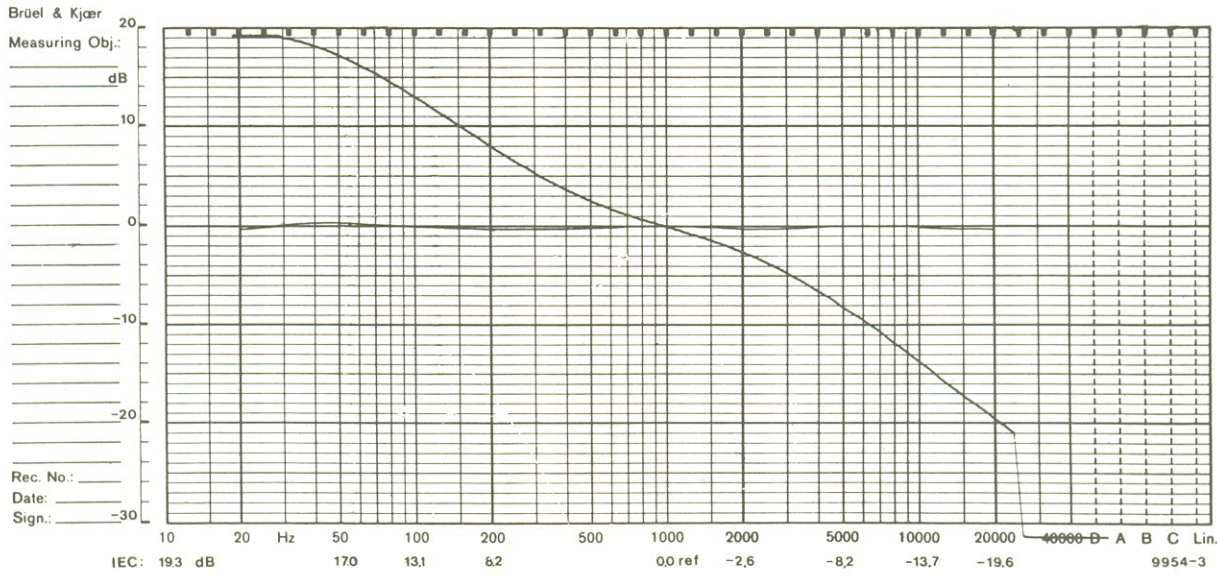


figura 3 — Resposta em frequência e desvio em relação à resposta ideal, como foram medidos no protótipo.

de entrada (47 k) e pela impedância da cápsula.

Para o tipo de transistor especificado (assim como para a maioria dos outros transistores PNP de baixo ruído) a impedância de base fixada corresponde ao ruído mínimo com uma corrente de aproximadamente 100 μA no coletor. T1 excita um super-transistor NPN simulado, composto por T2 e T3. A impedância de coletor desse "super-transistor" é formada por uma fonte de corrente (T4); ese tipo de configuração apresenta uma série de caractarísticas bastante atraentes: ganho elevado, boa rejeição do *ripple* da fonte (como explicaremos mais adiante) e boa capacidade de excitação por corrente. Esta última característica é importante porque esse estágio deve também excitar a rede de realimentação (R11, C5...C7); como essa rede foi concebida para seguir a necessária correção pela curva RIAA, sua impedância cai bruscamente com o aumento da freqüência.

Na teoria, a curva de resposta RIAA exibe três constantes de tempo: 3180 μs (50 Hz, pólo); 318 μs (500 Hz, zero); e 75 μs (500 Hz, zero); e 75 μs (2120 Hz, pólo). Passando para a prática, no caso de um circuito combinado como este, a interação mútua de várias malhas RC pede constantes de tempo ligeiramente diferentes. Assim, R11, C5, C6 e C7 proporcionam as duas constantes superiores, ao passo que a inferior é determinada, em parte, por R6, R7, R8 e C4.

Voltando rapidamente a T4, ele forma uma fonte de corrente em conjunto com R13, R14 e R15. A inclusão de C9 garantiu que a tensão de base desse transistor seja idêntica à da extremidade inferior de R15, exceto nas freqüências mais baixas e em CC. Com isto, assegura-se que sua corrente de coletor em CA seja virtualmente nula, proporcionando uma elevadíssima impedância CA para T2/T3 e, ao mesmo tempo, levando a uma altíssima rejeição de ondulação da fonte. Não passa da reprodução, em outras palavras, do princípio dos *gyrators* de um só transistor (veja Elektor nº 6).

Montagem

Todo o circuito do pré fonográfico estéreo pode ser alojado na placa mostrada na figura 2. Como mencionamos há pouco, essa placa foi projetada para ficar sobre a placa do Consonant; as seis ilhas alinhadas numa de suas extremidades correspondem a outras tantas na maior, de modo que ambas possam ser acopladas por meio de pequenos pedaços de fio. Dessas conexões, porém, apenas quatro são ligações elétricas verdadeiras (saídas esquerda e direita do pré, terra e positivo da alimentação); as duas restantes visam conferir maior rigidez mecânica ao conjunto.

A tensão de alimentação, de 21V, foi obtida a partir da própria fonte do Consonant. Caso o Pré-consonant vá ser utilizado em combinação com outro amplificador de controle, este terá que fornecer uma alimentação adequada (entre 20 e 24V, 10 mA).

As entradas esquerda e direita são as únicas conexões ainda a fazer no pré-amplificador; elas deverão ser feitas com pequenas extensões de fio blindado até a entrada "fono", como explica mais detalhadamente a figura 10, no artigo do Consonant.
O potenciômetro P1 foi incluído para o caso da saída do pré ser elevada demais; as entradas "sintonizador" e "auxiliar" do Consonant também receberam trimpots de ajuste, permitindo assim que o nível das duas fontes mais "fortes" de sinal seja reduzido em relação à terceira. Pode-se evitar, dessa forma, aqueles aborrecidos "saltos" de nível nas comutações de uma fonte de sinal para outra. Se o Pré-consonant for usado com algum outro amplificador de controle, P1 poderá ser normalmente deixado no mínimo.

Desempenho global

As especificações principais do circuito foram reunidas na ficha técnica. Quanto à resposta em freqüência e ao comportamento da distorção, estão ilustrados nos gráficos das figuras 3 e 4.

Na figura 3 temos a resposta em freqüência, levantada em um traçador gráfico da Brüel & Kjaer. Os níveis requeridos em dB (em relação a 0 dB, a 1 kHz) estão relacionados abaixo da

4

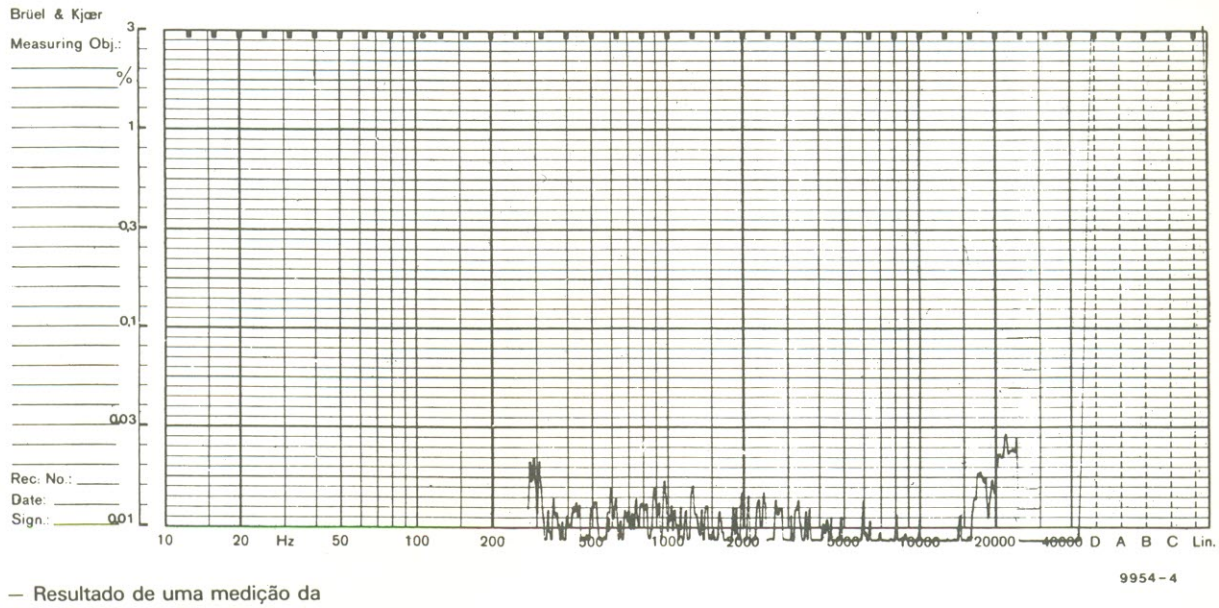


figura 4 — Resultado de uma medição da distorção por diferença de frequência, mediante um nível de +15 B na entrada (30 mV a 1 kHz).

escala de freqüências; o desvio em relação à resposta ideal também foi plotado, ao longo da linha correspondente a 0 dB da escala relativa em decibéis. Como se pode ver, o protótipo forneceu a curva exigida de resposta, com um desvio médio consideravelmente inferior a ±0,5 dB, ao longo de toda a faixa entre 20 Hz e 20 kHz. Entretanto, devido à tolerância de 5% nos componentes que determinam as freqüências, podem ocorrer desvios teóricos (ou seja, de pior caso) de até ±1 dB.

A figura 4 apresenta o resultado de uma medida de distorção por diferença de frequência, com um nível de entrada equivalente a +15 dB (30 mV a 1 kHz) e utilizando uma "rede anti-RIAA" para manter esse nível ao longo de toda a gama de frequências.
A distorção por diferença de frequência é medida empregando-se duas senóides de mesma amplitude (f_1 e f_2), com uma diferença constante entre elas (ou seja, $f_2 - f_1$), enquanto os dois sinais varrem toda a faixa de áudio. Esse arranjo de medir a diferença entre duas frequências na saída de um (pré)amplificador tem a vantagem de fornecer informações não só sobre a distorção harmônica total, mas também a respeito de vários outros problemas que passariam despercebidos em medições "normais" de distorção.

Apesar disso, o Pré-consonant saiu-se galhardamente no teste: a distorção média mensurada ficou ao redor de 0,01%, com os maiores pico bem abaixo dos 0,03%. E note que essas medições foram efetuadas com o maior nível de entrada possível!

Talvez seja conveniente esclarecer um pouco mais esse ponto. Ao longo de todo este artigo, o nível de 0 dB foi considerado correspondente a 5 mV RMS a 1 kHz, segundo um critério que vamos explicar em seguida. Nas modernas gravações fonográficas, o nível de 0 dB (que corresponde aproximadamente ao nível médio nas passagens mais altas) é obtido tipicamente a uma velocidade de 4 cm/s (pico), à frequência de 1 kHz. As modernas cápsulas de toca-discos fornecem, em média, uma tensão de 0,5...2 mV por cm/s de velocidade de pico da agulha. Isto quer dizer que 0 dB no disco pode equivaler a 2...8 mV na entrada do pré-amplificador fonográfico, a 1 kHz; a tensão de 5 mV, portanto, pode ser considerada um bom valor intermediário.

Mas isto não é tudo. Como nas gravações atuais podem ocorrer picos instantâneos de +14 dB no sinal, as medições de distorção foram efetuadas aproximadamente nesse nível. Assim, para maior "folga" do sistema de reprodução, o pré deve ser capaz de aceitar um pico instantâneo de +14 dB dos fonocaptores atuais mais sensíveis — o que corresponde a cerca de 60 mV RMS a 1 kHz. Como se pode ver pela tabela, o nível de sobrecarga do Pré-consonant está situado bem acima dos 200 mV, proporcionando assim uma margem de segurança superior a 10 dB acima daquele nível extremo; em suma, uma espécie de seguro para futuros aperfeiçoamentos tecnológicos.

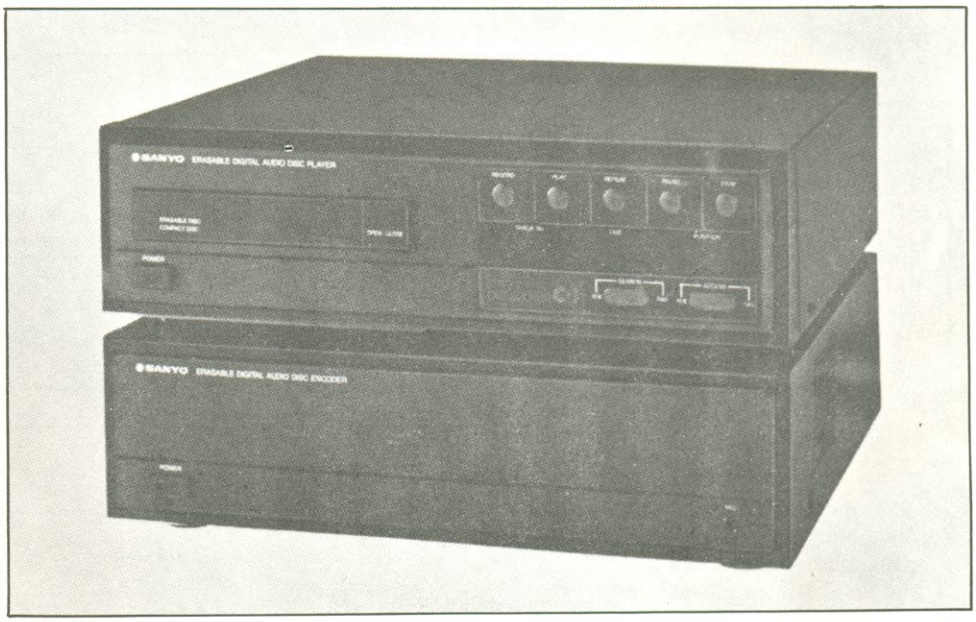
Por outro lado, as regras da alta fidelidade mandam que a relação sinal/ruído seja pelo menos 6 dB superior à de um disco atual, mesmo com as cápsulas menos sensíveis (com cerca de 700 μV por cm/s de velocidade de pico). Nesse caso, 0 dB corresponde a 2,8 mV RMS ou aproximadamente 6 dB abaixo do valor assumido até agora. Como o Pré-consonant exibe uma relação S/R superior a 72 dB, considerando os 5 mV de referência, mesmo com o fonocaptor menos sensível essa relação vai superar os 66 dB.

Segundo estimativas dos próprios fabricantes, a melhor relação sinal/ruído possível, mesmo nas melhores prensagens de LPs, gira em torno de 56 dB (em relação a 0 dB = 4 cm/s); mesmo nesse caso extremo, portanto (considerando as piores cápsulas), nosso pré ainda está 10 dB acima das expectativas. Nada mau, não é mesmo?

E-DADs: os discos graváveis de áudio

Tudo leva a crer que estamos finalmente vivendo a verdadeira era do áudio digital. Depois dos discos compactos a laser, a próxima etapa é a dos LPs capazes tanto de registrar como reproduzir sinais, a exemplo dos gravadores cassete. Pois eles existem há quase dois anos no Japão, onde foram batizados de E-DADs (*erasable digital audio disks*); empregam uma tecnologia magneto-ótica, permitindo 45 minutos de gravação em discos similares aos CDs.

Kenji Torazawa
Centro de Desenvolvimento
da Sanyo Electric Co., Ltd.



Toca/grava-discos e codificador da Sanyo.

A estrutura de um típico disco magneto-ótico pode ser vista na figura 1. Como material de gravação, ele emprega uma liga amorfa, composta por um metal da classe das terras raras (o térbio) e por um metal de transição. Essa liga assume a forma de uma fina membrana, com aproximadamente 0,1μm de espessura, sobreposta a uma base plástica. Ela é sensibilizada por magnetização, da mesma forma que uma fita cassete, e o laser serve como ferramenta de gravação e reprodução.

A figura 2 mostra como é possível sensibilizar e apagar esse material. A parte atingida pelo feixe do laser atinge o ponto Curie, com a elevação da temperatura, e chega a esse estado sem forças coercitivas, que poderiam ser facilmente invertidas por meios magnéticos. Utilizando-se então um eletroímã ou um ímã permanente para aplicar um campo magnético contrário à membrana de gravação, ela retém os sinais aplicados. A temperatura Curie dessa membrana deve ser ajustada em torno de 200°C.

Existem dois métodos diferentes de gravação: pela modulação do campo magnético, através do qual os sinais são convertidos em variações do campo; e pela modulação luminosa,

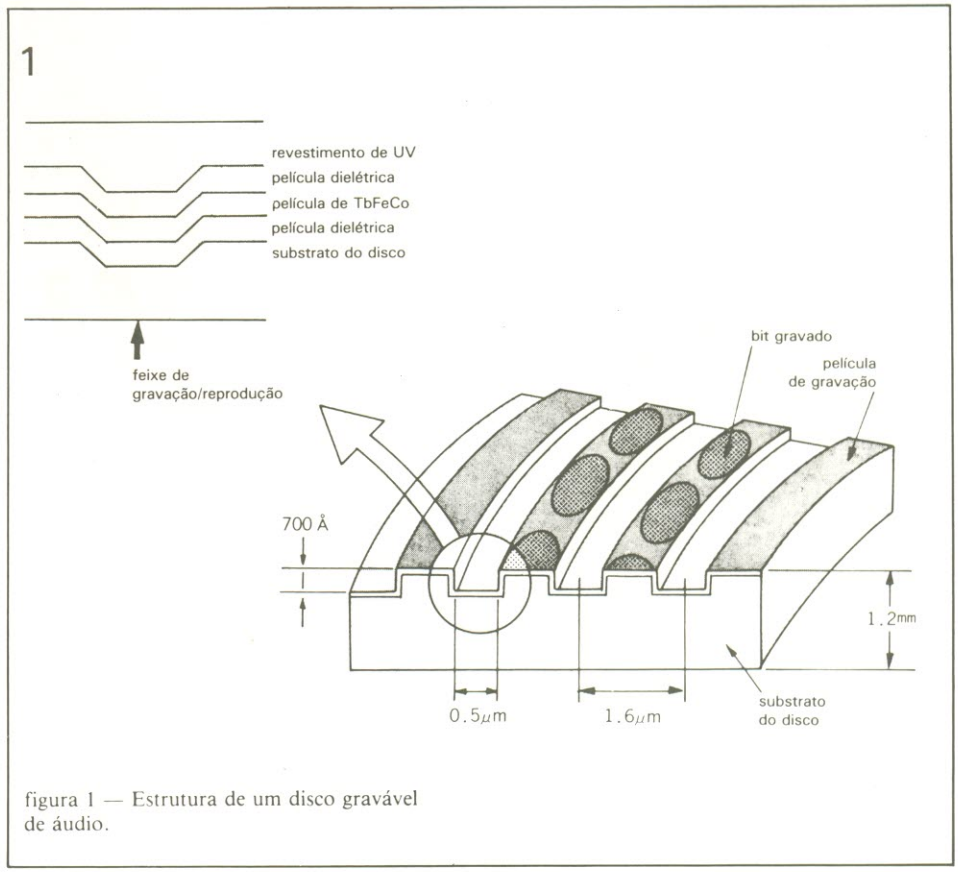


figura 1 — Estrutura de um disco gravável de áudio.

TABELA 1 — Especificações do sistema E-DAD

TOCA/GRAVA-DISCOS

— **Sinal musical:** codificado em PCM; frequência de amostragem de 44,1 kHz; número de bits quantificado, 16 bits

— **Método de gravação:** formato CD

— **Funções:** gravação simultânea, apagamento, indexação; também reproduz CDs comuns

DISCO MAGNETO-ÓTICO

— **Diâmetro:** 12 cm

— **Método de gravação/reprodução:** sistema magneto-ótico

— **Velocidade linear de gravação:** 2 m/s

— **Passo entre pistas:** 1,6 μm

— **Tempo de gravação:** 45 minutos máx.

2

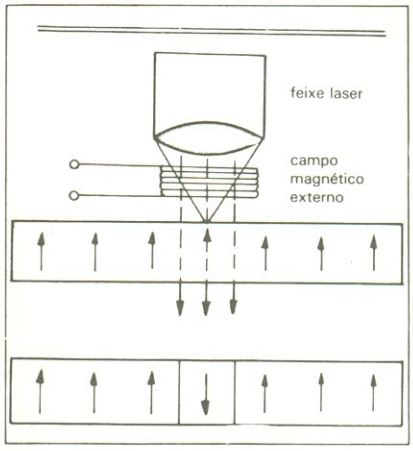


figura 2 — Princípio da gravação magneto-ótica.

3

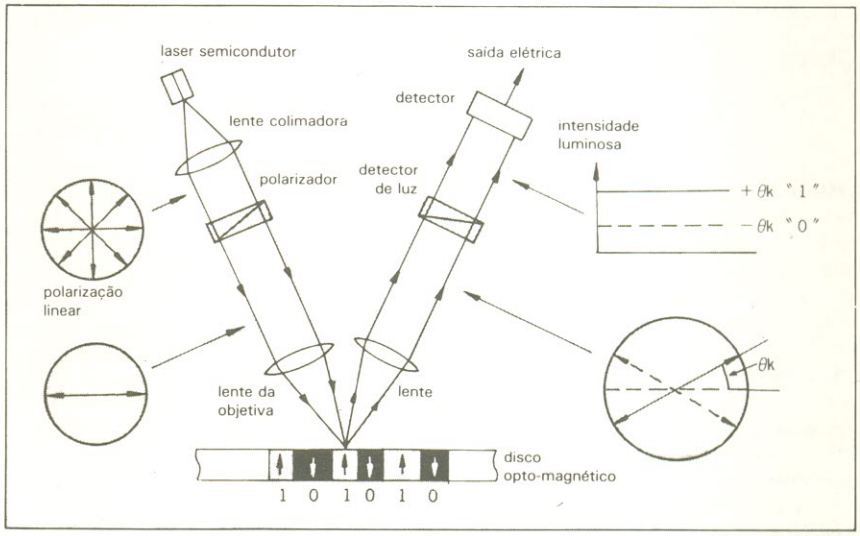


figura 3 — Como atua o efeito magneto-ótico.

segundo o qual a intensidade do laser é modulado pelo sinal a ser gravado. Este segundo método é o mais difundido atualmente. Uma vez gravados no disco magneto-ótico, os sinais podem ser apagados mediante a aplicação de outro campo magnético externo, no sentido oposto ao da gravação (ou seja, equivalente ao sentido original de magnetização do disco).

Eles também podem ser lidos, obviamente, tirando proveito do efeito magneto-ótico, como se vê na figura 3. Quando o laser linearmente polarizado atinge o meio magnetizado, sofrendo uma reflexão, a superfície polarizadora do feixe refletido é submetida a uma rotação. Se for utilizado um elemento fotodetector para captar a informação retida, as rotações da superfície polarizadora serão convertidas em variações de intensidade do feixe refletido, que por sua vez serão transformadas em sinais elétricos.

A superfície polarizadora, porém, exibe uma rotação bastante reduzida: $+0{,}3^0$, $-0{,}5^0$. Por essa razão, os sinais devem ser captados com a melhor relação sinal/ruído possível, conferindo uma grande responsabilidade não só ao próprio disco magneto-ótico como também ao desenvolvimento dos fotodetectores.

Características do sistema

Na foto podemos ver um dos equipamentos E-DAD desenvolvidos pela Sanyo japonesa; a unidade superior é o "toca/grava-discos", enquanto a inferior é o codificador, encarregada de converter os sinais musicais em seus equivalentes PCM. Essa seção codificadora incorpora, além dos circuitos esperados, um amplificador para microfone — possibilitando assim efetuar gravações diretas ao vivo.

O sistema foi equipado com todas as funções de um toca-discos a laser convencional, às quais foi acrescentada a de gravação, mediante o acoplamento com o codificador. Ele também é capaz de discriminar entre discos a laser convencionais e os magneto-óticos, podendo reproduzir sinais de ambos. Suas principais especificações técnicas foram reunidas na tabela 1.

A figura 4 reproduz o diagrama de blocos de um típico sistema E-DAD. Como se vê, ele é composto, além do disco propriamente dito, por um fotodetector para gravar/reproduzir/apagar sinais; um motor linear que acione o fotodetector; circuitos de

4

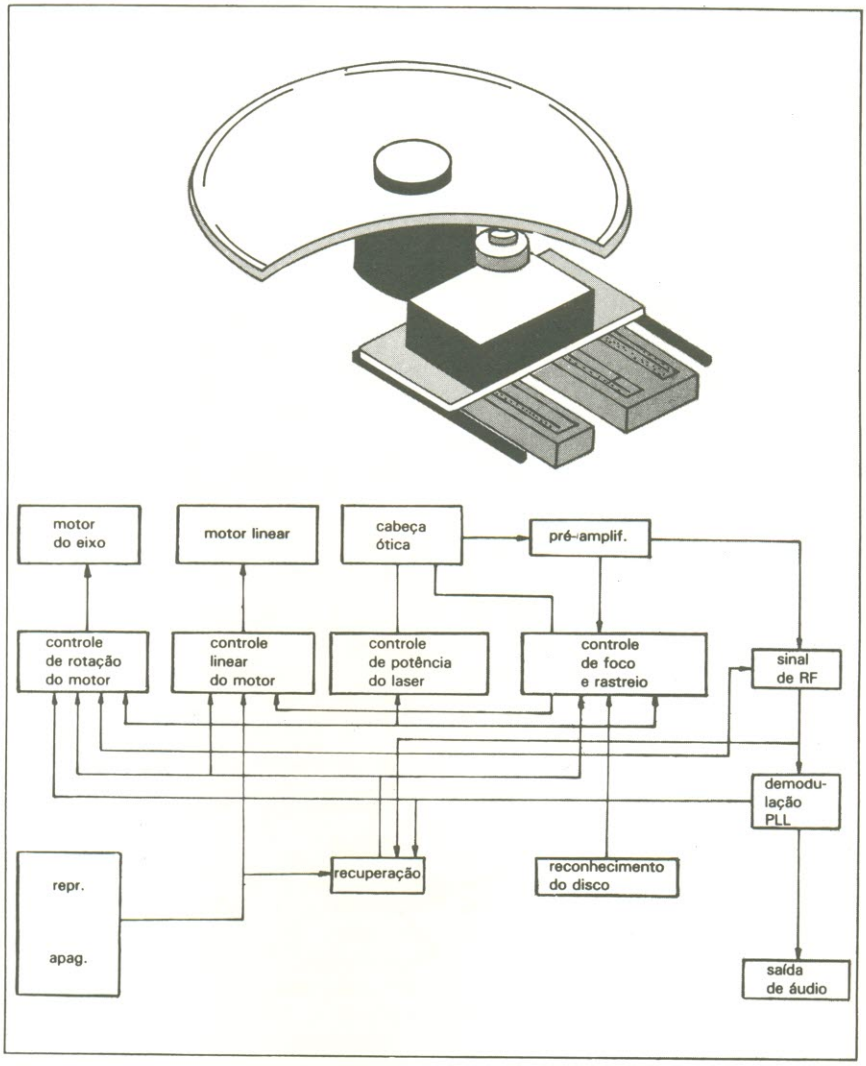


figura 4 — Estrutura básica do circuito de captação ótica.

controle, a fim de incluir sistemas de controle de foco e rastreio; e um circuito de comando para o motor rotativo. Além disso, temos ainda um decodificador, cuja função é demodular os sinais extraídos do disco, convertendo-os em música; e um codificador para fazer o contrário, ou seja, receber os sinais musicais e transformá-los em digitais. O sistema todo é controlado por um microprocessador de 8 bits.

Recursos do sistema

A primeira coisa a observar é o próprio disco opto-magnético, cujos detalhes estão ilustrados na figura 1. Nesse disco existe um sulco-guia em espiral, a exemplo dos sulcos dos LPs analógicos, que é percorrido de dentro para fora. Os endereços das trilhas (de 0 a 20 mil, aproximadamente) são "impressos" em tal sulco, à proporção de um endereço para cada volta do mesmo. Os processos de gravação e reprodução, portanto, são executados por um feixe laser com o auxílio do sulco-guia, sempre em referência aos endereços das trilhas. Esses endereços são empregados também no circuito que controla a rotação do motor, com a finalidade de regularizar a velocidade linear dos discos.

A placa-base dos E-DADs é feita de policarbonato, como nos CDs comuns. Para a membrana sensível, como já vimos, é usada uma liga de TbFeCo; pelo fato de ser facilmente corroída, porém, ela fica entre duas películas de dielétrico. Tanto a membrana como essas películas têm apenas 0,1 μm de espessura, em média, sendo cobertas por uma resina endurecida através de luz ultravioleta, que protege a camada de gravação contra estrias. A força coercitiva dessa camada supera os 5 mil Oe (oersted), sendo bem maior que a das fitas magnéticas.

Os discos, que são de face única, têm 23 cm de diâmetro e cerca de 1,2 mm de espessura total. A expectativa de vida útil dos mesmos é de 10 anos ou mais, ultrapassando a durabilidade das fitas magnéticas.

O detector ótico empregado no sistema adota um conjunto de laser semicondutor que emite três feixes

5

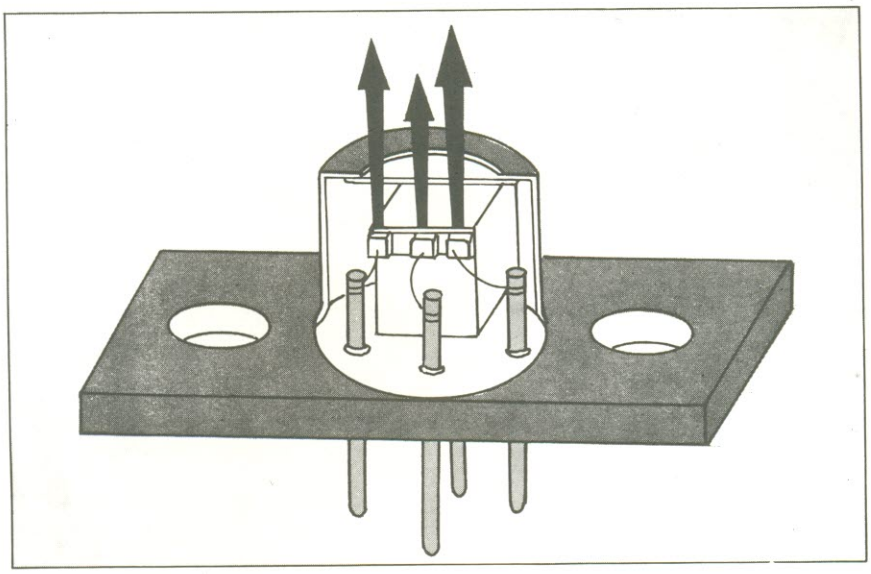


figura 5 — O sistema de laser semicondutor emprega três feixes separados.

distintos, como se vê na figura 5. Cada um dos feixes pode ser ativado ou desativado para gravação/reprodução, apagamento ou controle.

O feixe controlador é utilizado na detecção de sinais de erros de foco, erros de trilha e endereços de trilha. Na gravação, o fotodetector é deslocado por meio desse feixe de controle, que o posiciona nos pontos em que os sinais devem ser registrados. Sinais já gravados, por outro lado, podem ser eliminados pelo feixe apagador, enquanto o feixe de gravação encarrega-se de registrar novos sinais. Durante o processo de reprodução, por fim, o feixe de controle é usado para mover o fotodetector pelos pontos em que há sinais gravados; nesse caso, a potência do feixe gravador/reprodutor deve ser reduzido para que os sinais possam ser lidos.

Nesse toca-discos da Sanyo, portanto, o fotodetector único, utilizando um sistema triplo de feixes, permite que as funções de gravação, reprodução e apagamento sejam efetuadas em tempo real. A função de acesso localiza continuamente o local visado entre as 20 mil voltas do sulco-guia; são utilizados, para isso, os endereços atribuídos a cada uma das trilhas existentes no disco. Para completar o sistema, o índice geral dos programas é gravado na trilha mais interna do disco.

Assim sendo, durante uma gravação os locais podem ser decididos considerando-se o índice existente; cada gravação tem os endereços das trilhas de início e término, período e número de seleção incluídos nesse índice geral. Na hora da reprodução, pode-se ter acesso à faixa desejada pela simples obtenção dos endereços de trilhas registrados no disco. Tal sistema permite então selecionar qualquer música, assim como a procura acelerada de faixas, pela combinação dos endereços de trilhas e do índice.

Como já mencionamos anteriormente, o equipamento também é capaz de reproduzir os CDs convencionais, embora estes sejam bem diferentes dos tipos magneto-óticos, tanto nos métodos de detecção dos sinais gravados, como na própria quantidade de sinais. Ele distingue imediatamente uns dos outros e faz a comutação automática necessária entre os dois sistemas. ⏮

Este é um amplificador de controle concebido para complementar os melhores amplificadores de potência existentes, oferecendo alguns refinamentos nem sempre encontrados em seus parceiros comerciais — tais como filtros contra chiado e ronco, controles de tonalidade com recurso de cancelamento e frequências de transição comutáveis, além de previsão para se incluir um medidor de níveis com LEDs (como o Luminant ou qualquer outro). Todos os seus componentes, incluindo chaves e potenciômetros, são montados numa única placa de circuito impresso, permitindo uma tremenda simplificação das fiações.

O trio de ouro: b) Consonant

Projetado em colaboração com T. Meyrick

Foram três as principais considerações que nortearam o projeto do Consonant:
1. O desempenho e os recursos oferecidos deveriam ser comparáveis aos existentes nos melhores equipamentos comerciais.
2. O circuito deveria ser de montagem simples, utilizando componentes facilmente encontráveis.
3. Os controles deveriam ser dispostos de uma forma lógica e ergonômica, para facilitar ao máximo a operação.

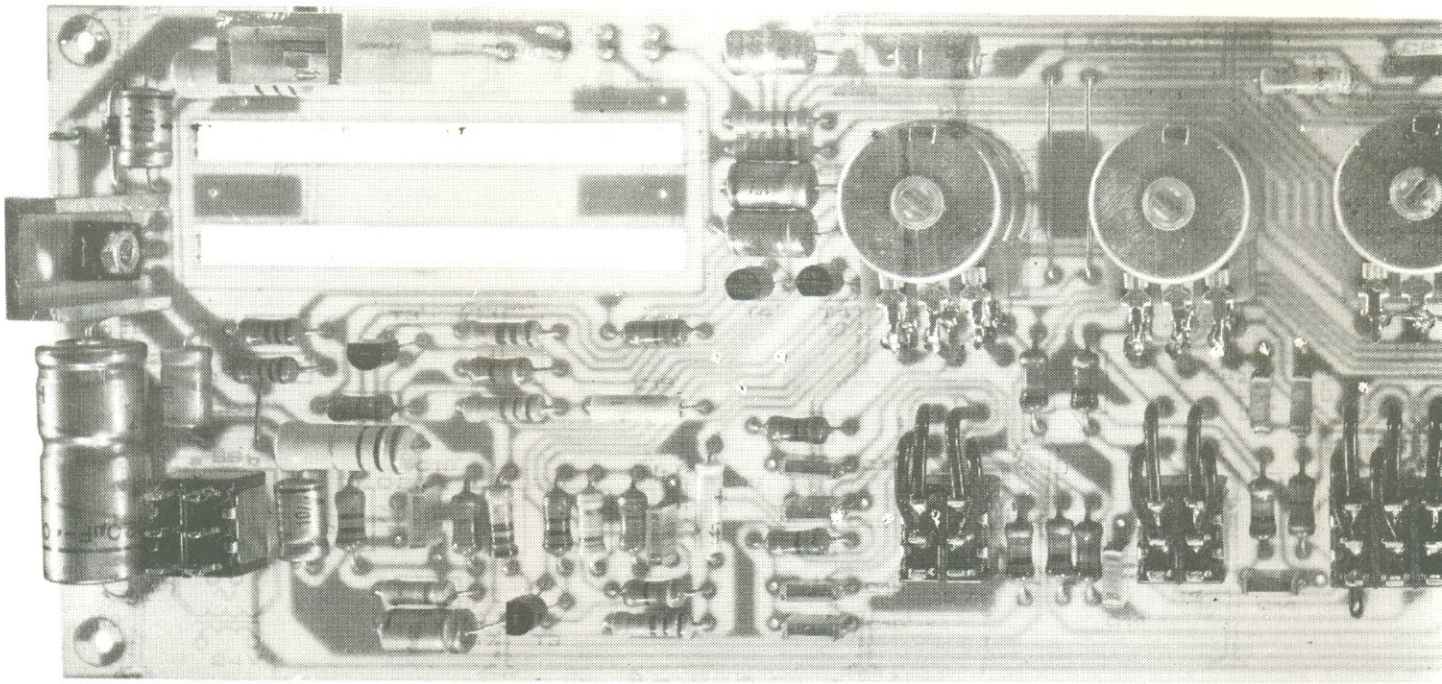
Ficha técnica
(veja texto)

— Resposta em frequência:	20 Hz...50 kHz (+0 dB, -3dB)
— Sensibilidade de entrada:	147 mV RMS (para 440 mV RMS de saída)
— Ganho:	x3 (9,5 dB)
— Tensão máxima de saída:	3,5 V RMS (10 Vpp)
— Tensão nominal de saída:	440 mV RMS
— Relação sinal/ruído:	>72 dB, para 440 mV de saída
— Margem de sobrecarga:	>15 dB acima de 440 mV de saída
— Distorção harmônica total:	≅0,04% (para 440 mV de saída)
— Separação entre canais:	>50 dB (a 1 kHz)
— Faixa dinâmica:	>90 dB
— Nível de ruído na saída:	≅0,1 mV RMS
— Características dos controles de tonalidade:	
GRAVES: transição de 150 Hz	±8 dB (a 50 Hz)
transição de 300 Hz	±10 dB (a 50 Hz)
AGUDOS: transição de 2 kHz	±12 dB (a 10 kHz)
transição de 4 kHz	±8 dB (a 10 kHz)
— Características dos filtros:	
RONCO: frequência de transição	60 Hz (-3 dB), 12 dB/8ª
CHIADO: frequência de transição	10 kHz (-3 dB), 12 dB/8ª
— Faixa de controle de equilíbrio:	+2 dB, -7 dB
— Consumo de corrente (sem o pré fonográfico e o PPM):	≅30 mA (com o LED D2)

O diagrama de blocos

Na figura 1 pode-se ver um dos canais do amplificador em forma de blocos, cujo projeto reproduz a prática tradicional para circuitos de controle desse tipo. Qualquer uma das três fontes de sinal — fono, sintonizador e auxiliar — pode ser selecionada através da chave de entrada, enquanto as respectivas sensibilidades são calibradas através de um trimpot em cada entrada (com exceção da fonográfica). Logo após essa chave seletora vem o filtro de ronco; como foi colocado antes da chave para monitoração de fita, ele poderá ser acionado sempre que se estiver gravando discos para fitas cassete. De qualquer forma, não haveria muito sentido em posicionar esse filtro após a chave monitora de fita, pela simples razão de que os gravadores não têm o problema do ronco. Por outro lado, todo traço de ronco presente em um disco deve ser filtrado, antes que o sinal seja entregue ao gravador.

Na saída do filtro de ronco o sinal proveniente de uma das três fontes torna-se disponível para ser aplicado ao gravador; ao mesmo tempo, a chave monitora permite que esse sinal



ou aquele vindo do próprio gravador seja entregue ao amplificador de controle. Este pode mostrar-se um recurso extremamente útil em gravadores de três cabeças, já que nesse caso o sinal monitorado é o próprio que está sendo gravado. Se o gravador for um modelo de apenas duas cabeças, ele apenas ''devolverá'' o sinal depois de totalmente gravado.

O filtro de chiado, ao contrário, foi instalado após a chave de monitoração, pois o recurso serve tanto para eliminar os típicos ruídos de alta frequência das fitas magnéticas quanto para suprimir estalos e chiados da superfície dos discos. Além disso, como inúmeros gravadores cassete exibem uma resposta deficiente em altas frequências, para começar, a introdução desse filtro no percurso do sinal fonográfico poderia resultar em uma falta crônica de agudos, mantendo ao mesmo tempo inalterado o ruído inerente da fita. Assim sendo, caso um disco com muito ruído deva ser transcrito para fita, será muito melhor inserir o filtro na hora da reprodução, atenuando então simultaneamente o ruído do disco gravado e o chiado da fita.

Controles tipo Baxandall de graves e agudos foram incorporados aos estágios finais do amplificador de controle, juntamente com um controle da imagem estereofônica, capaz de variar essa imagem do estéreo normal até o ''super-estéreo''. Todos esses controles foram providos de chaves de

1

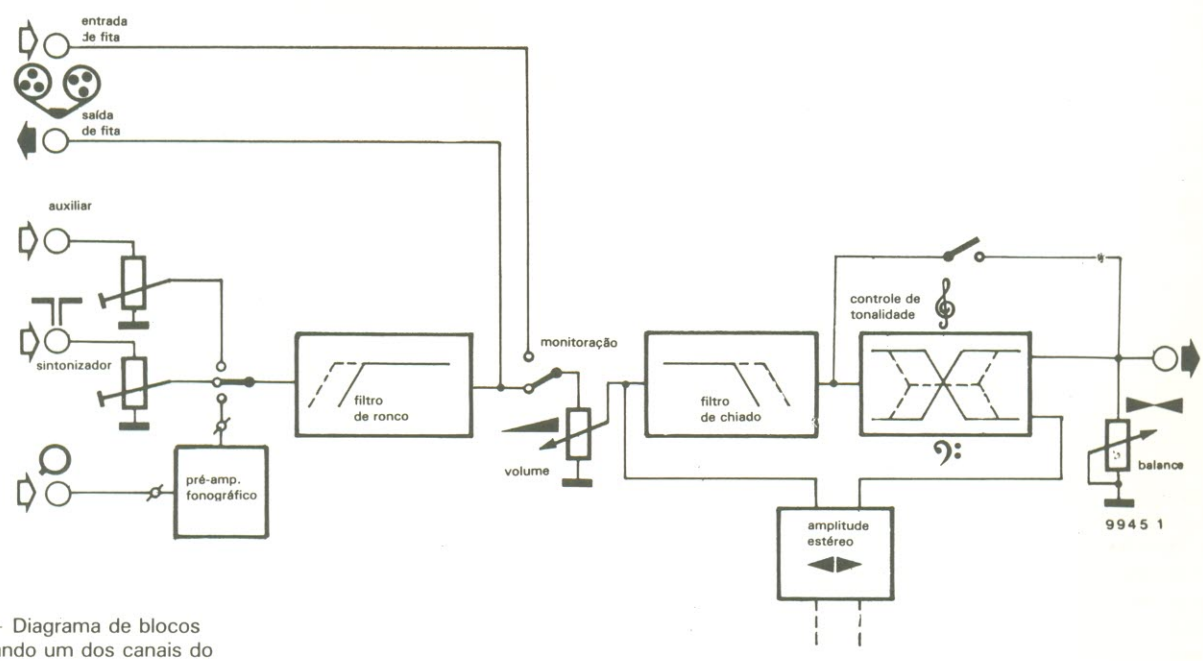
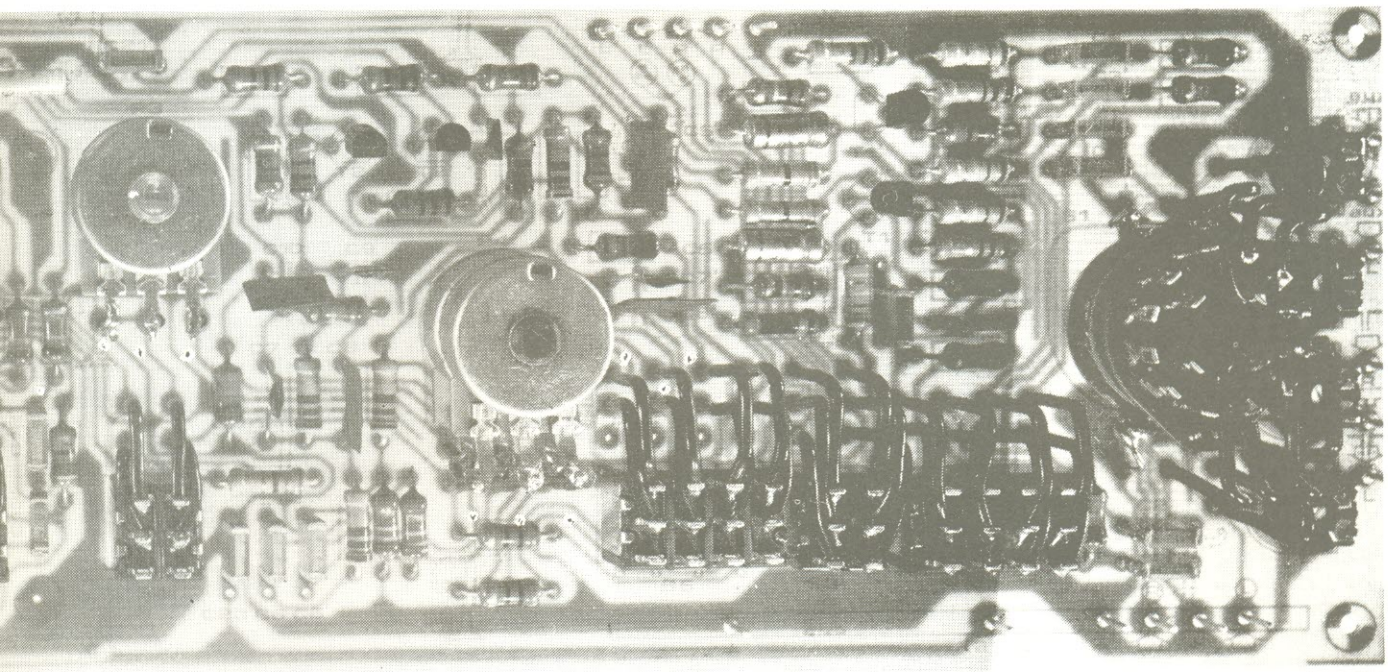


figura 1 — Diagrama de blocos representando um dos canais do Consonant.



2

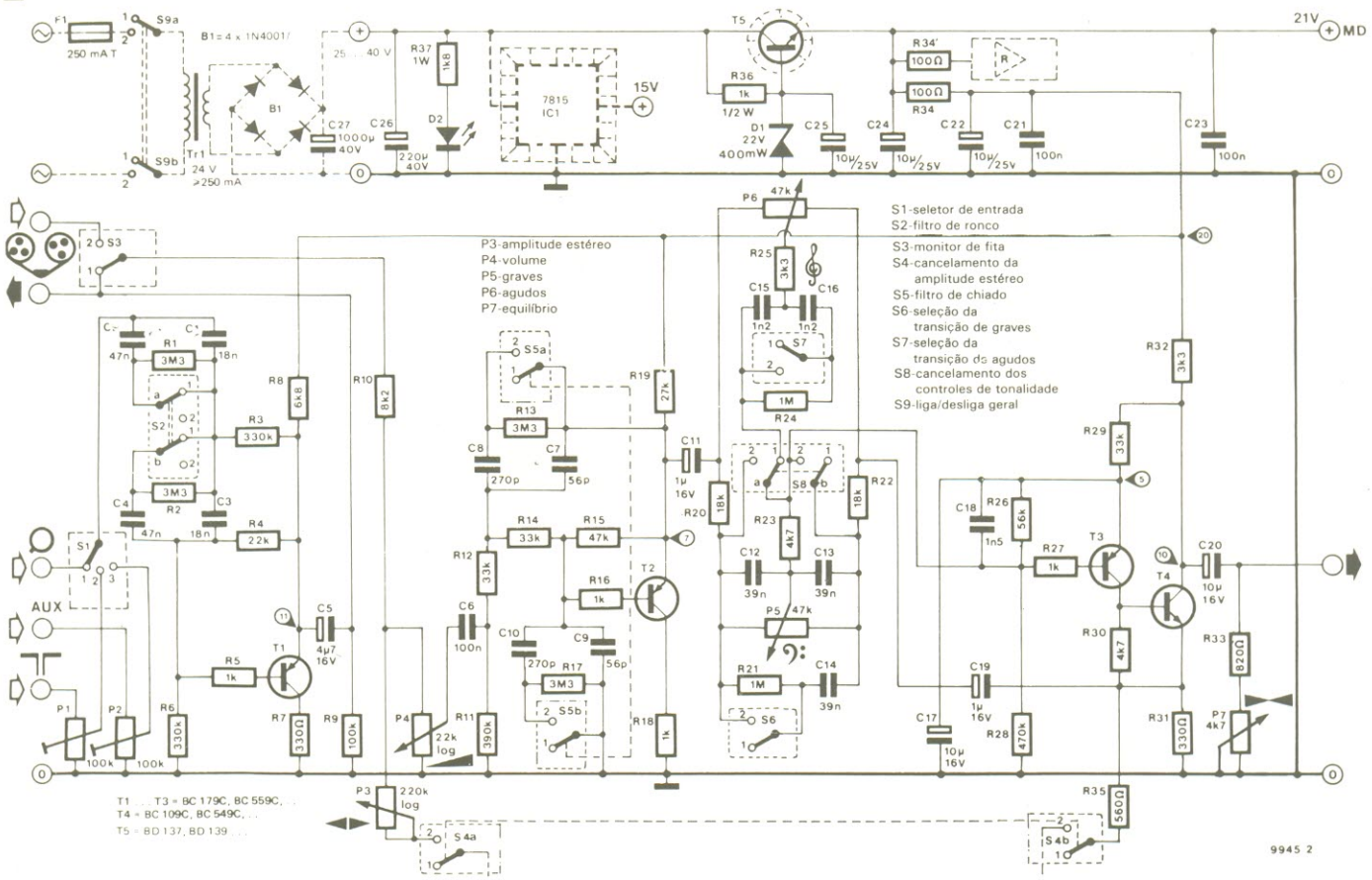


figura 2 — Esquema completo do canal esquerdo do amplificador, incluindo a fonte de alimentação, comum a ambos os canais; o canal direito é idêntico, inclusive na numeração dos componentes.

3

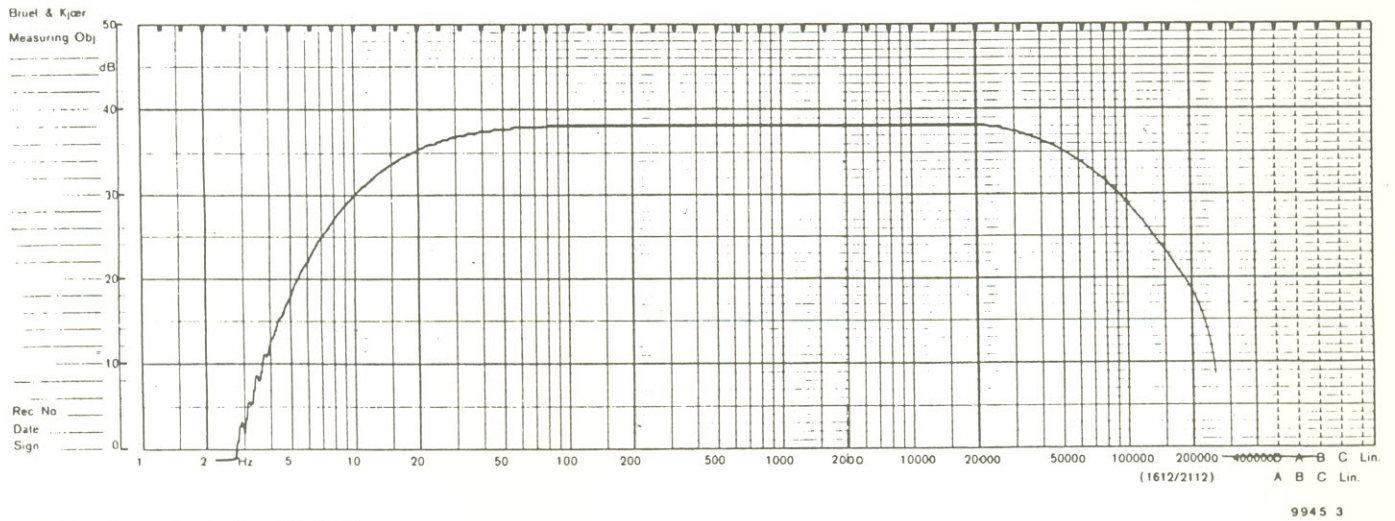


figura 3 — Resposta em frequência do Consonant, com todos os filtros e controles de tonalidade cancelados.

4

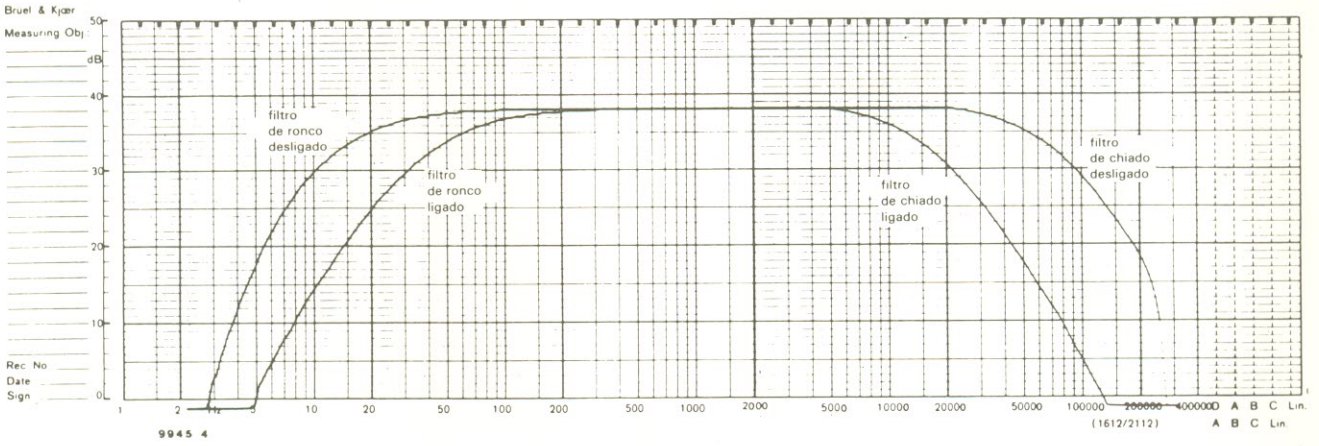


figura 4 — Resposta dos filtros de chiado e ronco.

cancelamento da função. Por fim, na saída do Consonant fica o controle de equilíbrio entre canais; mas é claro que como a sensibilidade de cada entrada pode ser ajustada individualmente, esse controle será raramente usado após a calibração final do circuito — exceto para compensar eventuais programas ''desbalanceados''.

O circuito completo

O esquema completo de um dos canais do Consonant pode ser visto na figura 2. Os leitores mais observadores devem ter logo notado que a seção de controle de tonalidade tem uma grande semelhança com a do pré-amplificador PRECO, abordado nos nºs 5 e 6 de Elektor. A etapa de entrada do Consonant, no entanto, é consideravelmente mais complexa, pois contém os filtros contra ruídos e a monitoração de fita, que não foram incluídos em seu antecessor.

Os sinais de entrada, com exceção dos que provêm do pré fonográfico, passam primeiramente pelos trimpots P1 e P2, usados para se ajustar a sensibilidade de entrada nas entradas de sintonizador e auxiliar. O sinal escolhido é então dirigido ao primeiro estágio do Consonant, via seletor S1. O transistor T1 foi conectado como seguidor de emissor e faz as vezes de adaptador entre as fontes de sinal e o restante do circuito. Esta implementação é superior à que aplica os sinais diretamente na chave de monitoração de fita, como acontece em certos amplificadores, já que a variação na impedância de carga, quando essa chave é comutada, pode provocar alterações no nível do sinal, caso não haja algum estágio intermediário.

5

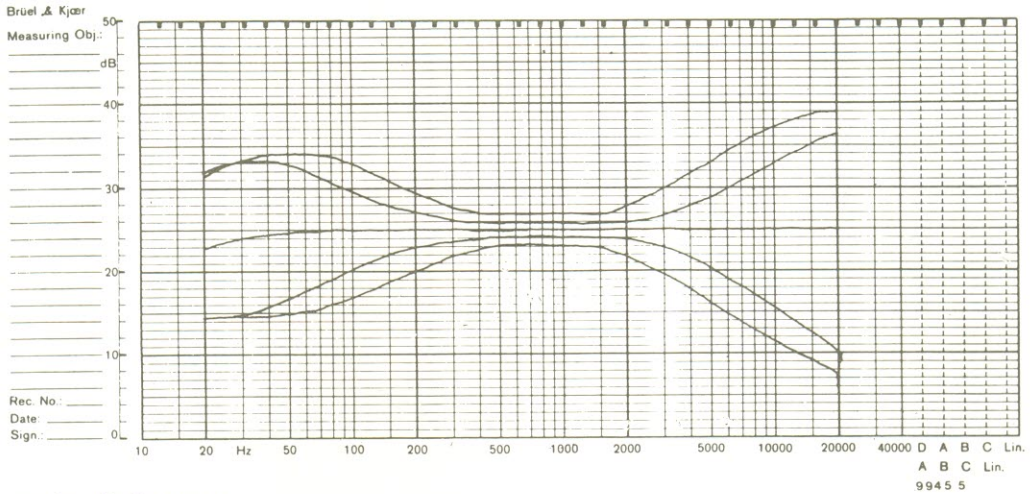


figura 5 — Resposta em frequência com os controles de tonalidade ajustados sucessivamente para reforço máximo, atuação nula e corte máximo, mostrando as frequências de transição comutáveis dos mesmos.

6

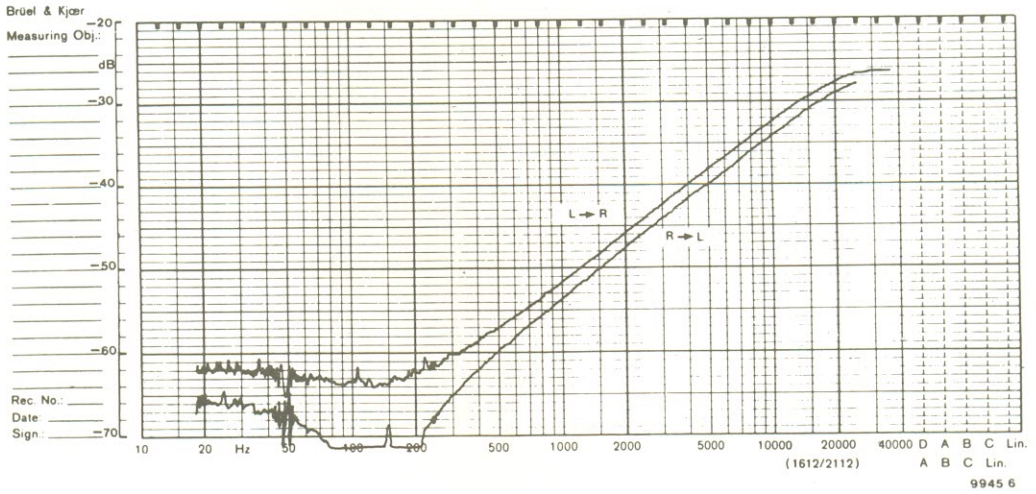
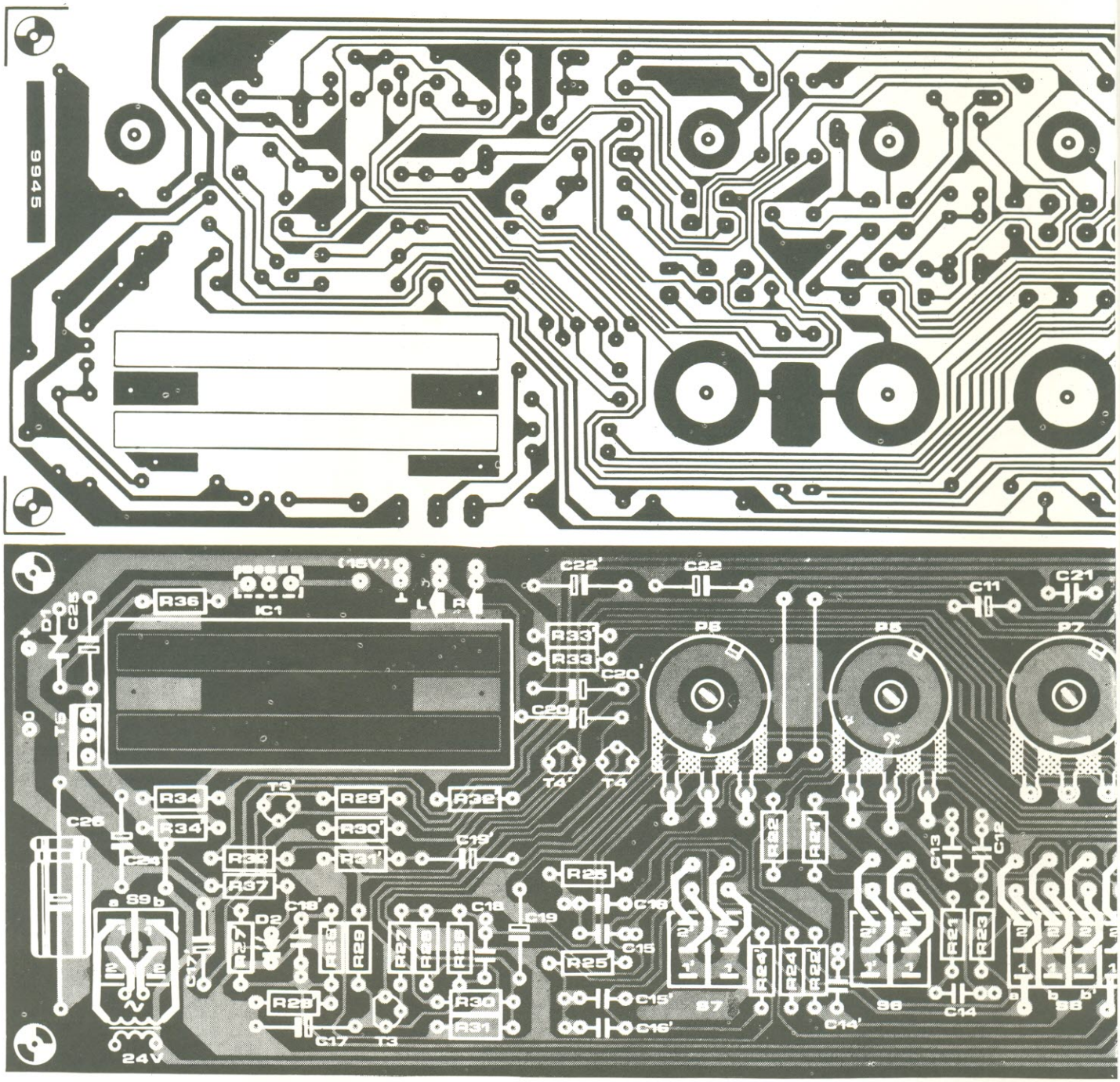


figura 6 — Gráfico da interferência de um canal sobre o outro, em relação à frequência, considerando 0 dB = 775 mV a 1 kHz.

O filtro contra ronco também utiliza o transistor T1. Ele exibe uma inclinação de 12 dB/oitava e uma frequência de transição (ponto de -3 dB) de 60 Hz. Como fica evidente pelo esquema e pela figura 4, esse filtro não é totalmente eliminado do circuito nem mesmo quando a chave correspondente está na posição ''desligado''; nesse caso, a frequência de transição é simplesmente deslocada para 20 Hz. Isto assegura que frequências sub-sônicas, causadas por discos empenados ou pelo simples baixar da agulha sobre o disco, sejam drasticamente atenuadas. Embora tais frequências sejam inaudíveis, elas podem danificar severamente os alto-falantes de graves.

A saída do filtro de ronco foi ligada, via chave monitora de fita, ao controle de ganho P4. Ao deixar esse controle, o sinal passa por um segundo adaptador ligado como seguidor de emissor (T2), com base no qual foi implementado o filtro contra chiado. A inclinação desse filtro também é de 12 dB/oitava, mas sua frequência de transição está localizada em 10 kHz. Além disso, ele também não chega a ser completamente retirado do circuito, tendo sua frequência de transição deslocada para 50 kHz com S5 desligada. Com essa providência evita-se que o Consonant venha a operar como receptor de ondas longas — um fenômeno que pode ocorrer em pré-amplificadores cuja resposta em frequência não tem esse tipo de limitação. A velocidade de resposta de sinais com tempos curtos de subida também é limitada, o que ajuda a evitar que o amplificador de potência apresente distorção por intermodulação de transientes (TIM). Não há dúvida, por outro lado, que um limite superior de 50 kHz é mais que

9



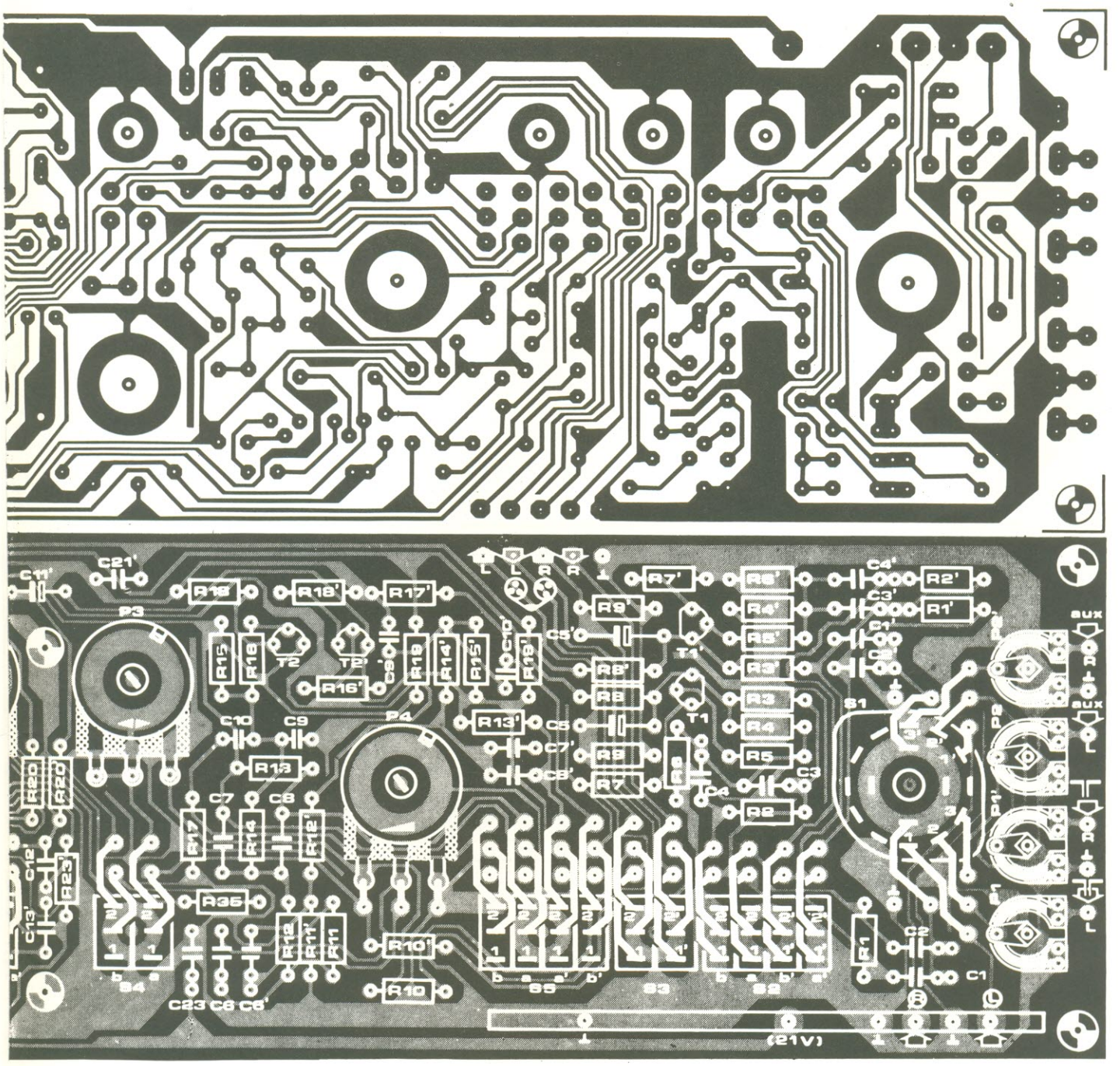
Lista de componentes

Resistores
R1,R1',R2,R2',R13, R13',R17,R17'- 3,3 M
R3,R3',R6,R6'- 330 k
R4,R4'- 22 k
R5,R5',R16,R16',R18, R18',R27,R27'- 1 k
R7,R7',R31,R31'- 330
R8,R8'- 6,8 k
R9,R9'- 100 k
R10,R10'- 8,2 k
R11,R11'- 390 k
R12,R12',R14
R14',R29,R29'- 33 k
R15,R15'- 47 k
R19,R19'- 27 k
R20,R20',R22
R22'- 18 k
R21,R21',R24
R24'- 1 M
R23,R23',R30
R30'- 4,7 k
R25,R25',R32
R32'- 3,3 k
R26,R26'- 56 k
R28,R28'- 470 k
R33,R33'- 820
R34,R34'- 100
R35- 560
R36- 1 k-1/2 W
R37- 1,8 k-1 W

P1,P1',P2,P2'- trimpots de 100 k
P3- pot. log. de 220 k
P4- pot. log duplo de 22 k
P5,P6- pot. linear duplo de 47 k
P7- pot. linear simples ou duplo de 4,7 ou 5 k (veja texto)
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C1',C3,C3'- 18 nF
C2,C2',C4,C4'- 47 nF
C5,C5'- 4,7 µF/16 V
C6,C6',C21,C21'
C23- 100 nF
C7,C7',C9,C9'- 56 pF
C8,C8',C10,C10'- 270 pF
C11,C11',C19
C19'- 1 µF/16 V
C12,C12',C13,C13'
C14,C14'- 39 nF
C15,C15',C16
C16'- 1,2 nF

figura 9 — Traçado do cobre e disposição dos componentes na placa do Consonant, reproduzida em escala 1:1. Note que os componentes do canal direito foram identificados por um apóstrofe.



C17,C17',C20
C20'- 10 µF/16 V
C18,C18'- 1,5 nF
C22,C22',C24,
C25- 10 µF/25 V
C26- 220 µF/40 V
C27- 1000 µF/40 V

Semicondutores
T1,T1',T2,T2'
T3,T3'- BC 179B,
BC 559B ou equivalentes
T4,T4'- BC 109C,
BC 549C ou equivalentes
T5- BD137, BD 139
ou equivalente
IC1- 7815
D1- zener de
22 V/400 mW
D2- LED comum
B1- 4 diodos 1N4001

Diversos
Placa nº 9945
S1- chave de 2 pólos,
3 posições
S2,S5,S8- chaves de
4 pólos, 2 posições
S3,S4,S6,S7- chaves de
2 pólos, 2 posições
S9- chave liga/desliga
de 2 pólos (250 mA)
Tr1- trafo de
24 V/250 mA
F1- fusível
lento de 250 mA

Dissipadores
para IC1 e T5
Soquetes DIN de
5 pinos (5 unidades)
Capacitores de 1 nF
para supressão de RF
(5 unidades)

7

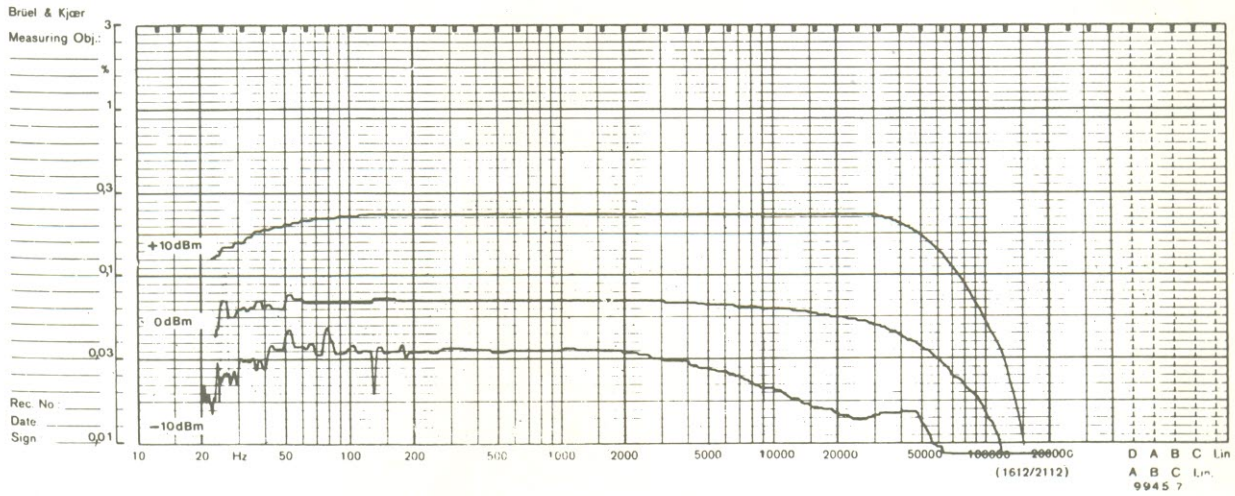


figura 7 — Distorção de segunda harmônica *versus* frequência, em relação a +10 dB, 0 dB e -10 dB.

8

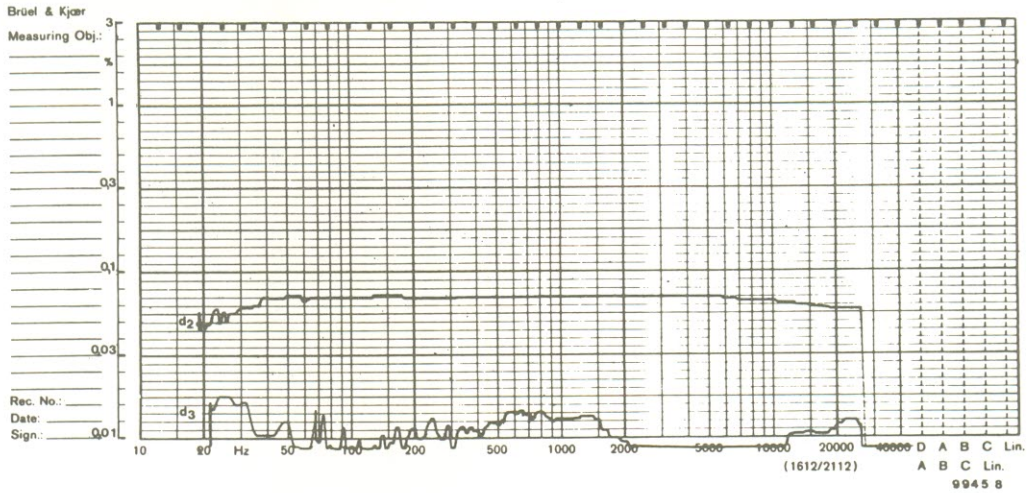


figura 8 — Por este gráfico pode-se constatar que a distorção de terceira harmônica é bem inferior à de segunda.

adequado para um sistema de alta fidelidade.

O estágio de controle de tonalidade, como já mencionamos, é bastante semelhante ao do PRECO, sendo que as principais diferenças residem na chave de cancelamento S8, que põe em curto as redes seletoras de frequência baseadas em P5 e P6, e nas chaves de seleção dos pontos de transição (S6 e S7), que permitem a introdução dos capacitores C14 e C16 no circuito.

Pode-se observar ainda que as chaves dos filtros e de seleção das transições receberam todas resistores de alto valor em paralelo. A finalidade dos mesmos é garantir que os capacitores comutados por essas chaves tenham a mesma tensão CC aplicada em seus terminais, quer estejam ou não inseridos no circuito. Elimina-se assim aqueles ''cliques'' indesejáveis que ocorrem quando os capacitores são carregados, logo que inseridos no sistema. O ganho total do Consonant (x3) é proporcionado por T3 e T4, que são os transistores da seção controladora de tonalidade.

O potenciômetro P7, localizado na saída do Consonant, é o controle de equilíbrio. Ele e o resistor R33 estão acoplados por CA ao coletor de T4, via C20, fazendo parte então da resistência de coletor que determina o ganho desse estágio. Quando o cursor de P7 é girado no sentido anti-horário, sua resistência aumenta, elevando a resistência de coletor do transistor e, por conseguinte, o ganho do canal esquerdo. O controle correspondente no canal direito, P7', foi conectado de forma contrária à de P7, de modo que ao ser girado no sentido anti-horário sua resistência diminua e o ganho do canal direito também. Caso o controle de equilíbrio seja girado para o sentido horário, a resistência de P7' aumenta,

10

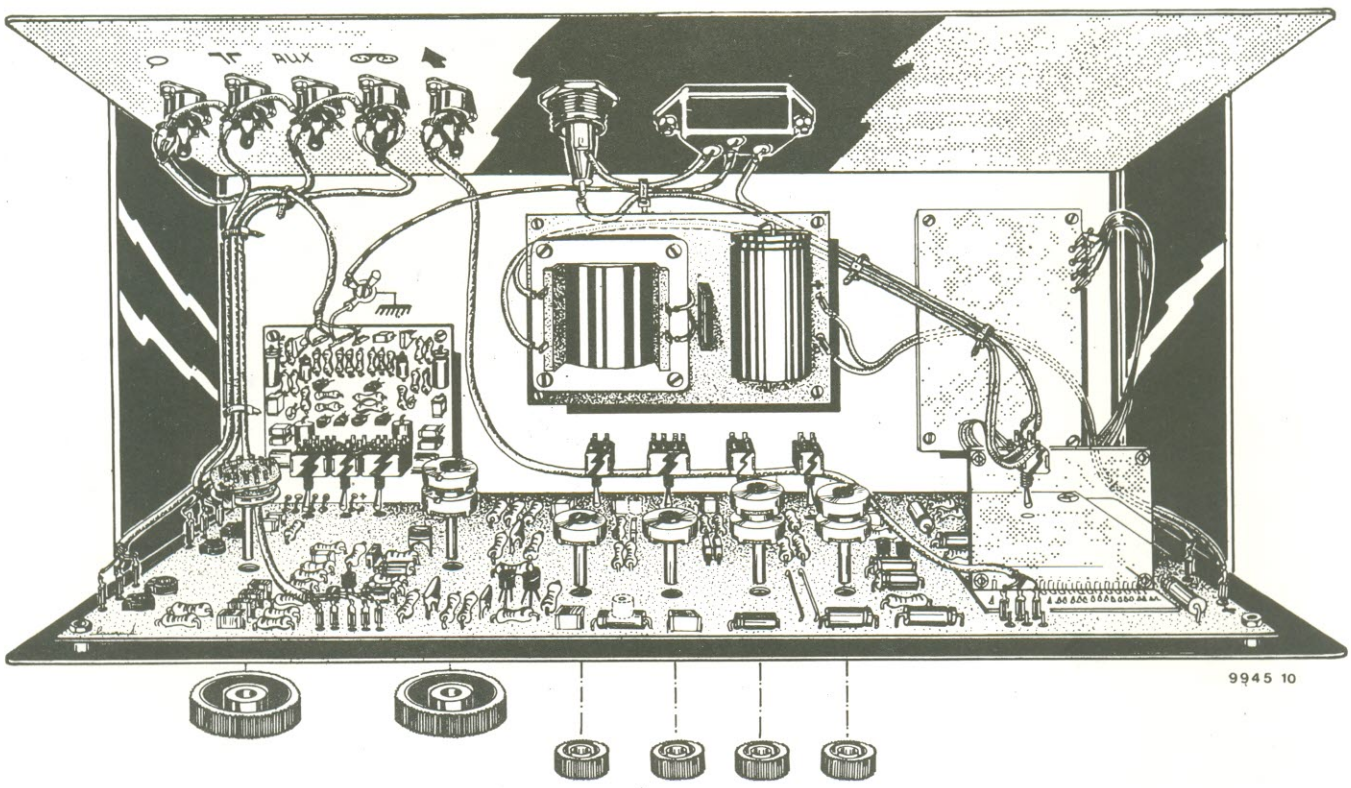


figura 10 — Disposição geral e fiação sugeridas para o conjunto Pré-consonant + Consonant. Repare nos capacitoes de 1 nF, para o desacoplamento de RF, instalados nos soquetes, entre o chassi e a blindagem dos cabos.

enquanto a de P7 diminui — fazendo com que o ganho direito seja agora elevado e o do esquerdo, reduzido. Por fim, com esse controle na posição central, a resistência dos dois potenciômetros é idêntica, e o ganho idem.

Essa concepção tem algumas vantagens sobre o potenciômetro simples que realizava a mesma tarefa no PRECO. É que se a resistência de contato entre a escova do cursor e a trilha de carbono não fosse nula, poderia ocorrer interferência entre canais, introduzida pelo próprio controle. Com o potenciômetro duplo, isto não tem como acontecer; apesar disso, existe a opção de usar um potenciômetro simples no Consonant, como veremos mais tarde.

O último controle do amplificador é o de amplitude da imagem estéreo. Como já tivemos a oportunidade de explicar como esses controles atuam, vamos fazer apenas uma breve descrição de seu funcionamento. Quando S4 é fechada, os dois canais são acoplados por meio de R35 e P3; o resistor une os emissores de T4 e T4', transformando esses dois estágios em um amplificador diferencial. O sinal que aparece então no coletor de T4 não é mais simplesmente o sinal do canal esquerdo, e sim E-kD, onde "k" é uma constante estabelecida pelos parâmetros do circuito.

Em outras palavras, o sinal do canal esquerdo passa a ser formado pelo sinal original acrescido de uma contribuição em antifase enviada pelo canal direito (daí a existência do sinal menos). Da mesma forma, o sinal direito passa a ser D - kE. O efeito de uma parcela do sinal direito somada em antifase ao esquerdo corresponde, na prática, a fazer com que o canal direito pareça ainda mais deslocado para a direita (assim como o esquerdo, pelo seu lado); em suma, a amplitude da imagem torna-se maior que a normal.

P3, por sua vez, permite a combinação de sinais em fase entre os canais (D + E e E + D); a exata proporção de um sinal que é "jogada" no outro canal vai depender da posição desse potenciômetro. Com P3 ajustado na mínima resistência, tem-se uma completa combinação dos dois canais, resultando em um sinal mono. Já com P3 levado à máxima resistência ele terá pouco efeito, predominando em seu lugar a imagem super-estéreo provocada pela combinação em antifase.

Com o potenciômetro posicionado a meio curso entre esses extremos, o sinal +D introduzido no canal esquerdo por P3 irá cancelar o sinal -D aplicado por R35; apenas o sinal E aparecerá então no canal esquerdo e o D no direito, dando origem a uma imagem estéreo normal. Essa imagem normal, é claro, também pode ser obtida desligando-se todo o controle de amplitude estéreo, através de S4; dessa forma, não há nenhuma conexão cruzada entre os canais esquerdo e direito.

A fonte de alimentação

O amplificador de controle proposto exige uma fonte estabilizada que forneça em torno de 21 V; ela é formada pelo zener D1 e pelo transistor T5, na figura 2, e pode alimentar simultaneamente um eventual pré fonográfico, como o Pré-consonant. Repare que foi previsto ainda um CI regulador tipo 7815, para fornecer os +15 V para o medidor

13

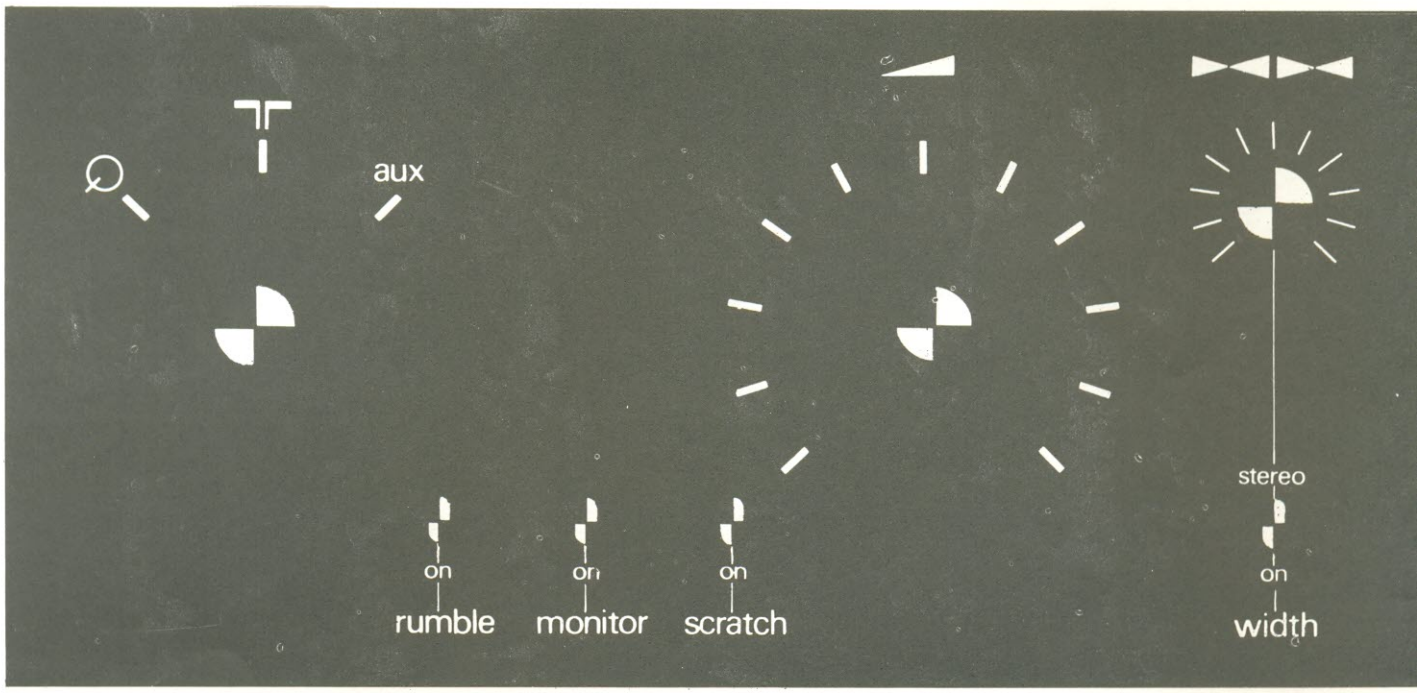


figura 13 — Sugestão de painel para o Consonant, com base na disposição dos controles na placa impressa.

opcional de nível, tal como o Luminant.

Desempenho geral

O comportamento do Consonant em forma de gráficos pode ser apreciado nas figuras 3...8, assim como na ficha técnica. Na figura 3 temos sua resposta em frequência plana, ou seja, com todos os filtros e controles de tonalidade inativos. A figura 4 mostra a mesma curva, mas agora com as características dos filtros de ronco e chiado sobrepostas. E as curvas de resposta dos controles de tonalidade estão na figura 5, mostrando o efeito das frequências de transição comutáveis.

Os dois gráficos de *crosstalk* ou interferência mútua aparecem na figura 6. Como era de se esperar, a separação entre os canais mostra-se melhor nas baixas frequências e vai deteriorando à medida que se avança nas frequências elevadas, devido ao acoplamento entre as capacitâncias parasitas de ambos. Mesmo assim, a interferência a 1 kHz tem o respeitável valor de -50 dB, em relação a 0 dB = 775 mV RMS (a 1 kHz). Ligeiras diferenças entre os valores de *crosstalk* de D sobre E e E sobre D são devidos às inevitáveis assimetrias entre os traçados impressos dos dois canais.

11 a b

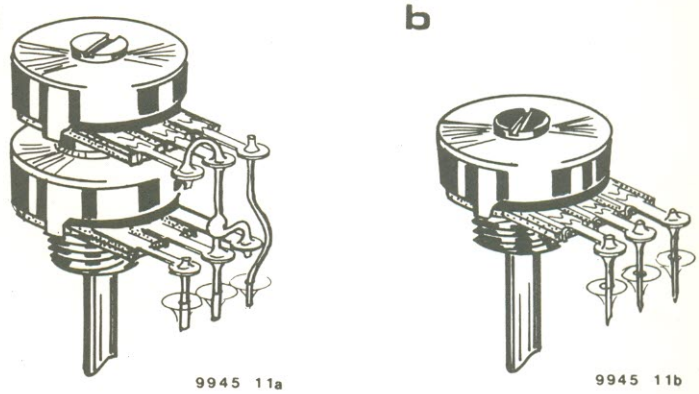
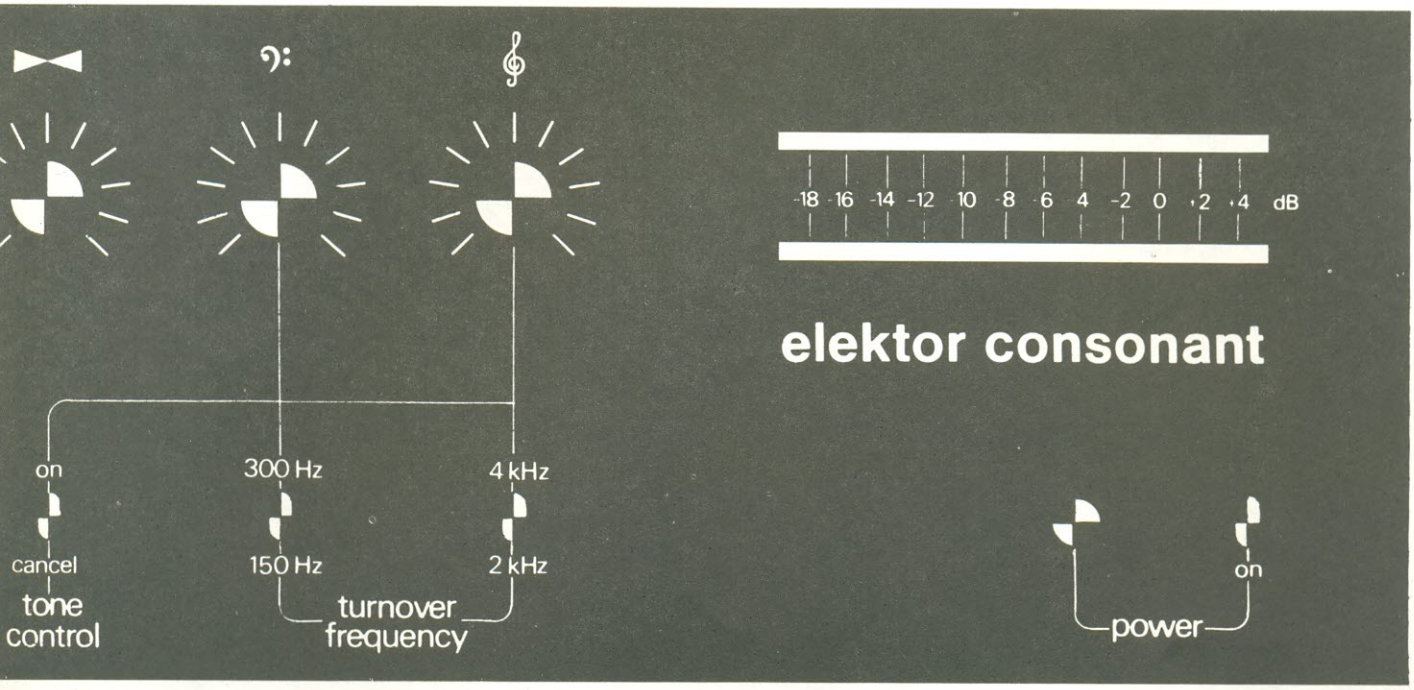


figura 11 — Métodos alternativos de conexão dos controles duplos e simples de equilíbrio.

A distorção de segunda harmônica foi medida em três níveis diferentes na figura 7 (-10, 0 e +10 dBm); mesmo em +10 dBm, quando a saída do amplificador encontra-se a 2,45 V RMS ou 6,9 Vpp, essa distorção não excede 0,23%, em qualquer frequência! Nos níveis normais de operação do amplificador, ela é consideravelmente menor, atingindo cerca de 0,07% a 0 dBm e menos de 0,04% a -10 dBm.

Além disso, na distorção produzida pelo Consonant predomina a de segunda harmônica, considerada menos problemática, conforme nos mostra a figura 8. Essa distorção, relativa a 0 dB = 775 mV, foi novamente representada na curva superior, para ser comparada com a de terceira harmônica (curva inferior), que fica comprovadamente abaixo de 0,02% em todas as frequências.



Montagem

Neste projeto priorizou-se, antes de mais nada, a facilidade de montagem do sistema. Como resultado, todos os componentes podem ser acomodados numa única placa de circuito impresso, eliminando-se assim fiações complexas com potenciômetros e chaves. Por outro lado, também não foram adotados controles especiais para montagem em circuito impresso, que são normalmente de difícil obtenção. Todos eles podem ser montados sobre a placa por meio de suas porcas e buchas normais de fixação, ao passo que as ligações elétricas são efetuadas através de pequenos pedaços de fio. Além de simplificar tremendamente a fiação, porém, este sistema tem a vantagem de tornar os níveis de *crosstalk* muito mais previsíveis, já que não dependem de interligações tradicionais, que variam de um caso para outro.

O traçado impresso e a disposição dos componentes referentes à placa do Consonant aparecem na figura 9 e dispensam maiores comentários. A figura 10 dá uma sugestão de *layout* para o equipamento completo, mostrando também o posicionamento da placa do Pré-consonant e do indicador de níveis. Para evitar problemas com laços de terra e captação de ruídos, aconselhamos respeitar o esquema de fiação mostrado nessa figura. Lembre-se de usar fio blindado em todas as partes que transportam sinais; as blindagens, porém, não devem ser ligadas ao chassi através dos bornes de entrada e saída. Por outro lado, para evitar a captação de RF, tais blindagens deverão ser desacopladas em relação ao chassi, nesses bornes, por meio de capacitores de 1 nF.

12

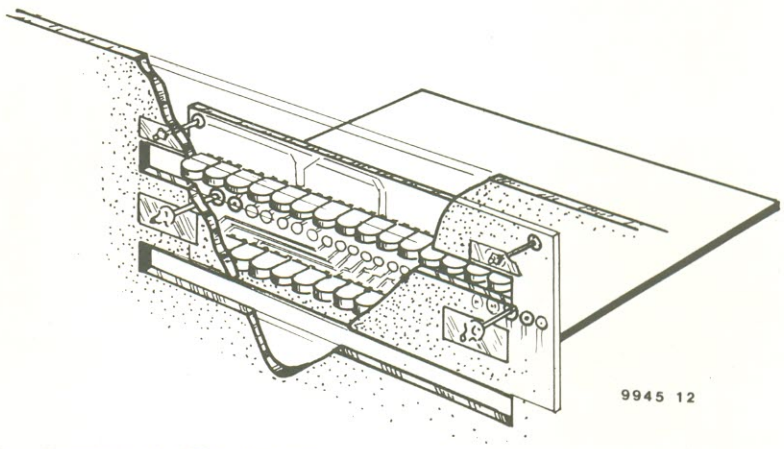


figura 12 — O medidor de LEDs pode ser fixado à placa principal através de fios rígidos, de modo que os diodos encaixem nas fendas previstas no painel frontal.

A figura 11 apresenta as duas opções possíveis para o potenciômetro de equilíbrio (simples ou duplo), enquanto a figura 12 sugere como fixar o indicador de níveis ao painel frontal, utilizando pedaços de fio rígido. Uma sugestão para o painel pode ser vista na figura 13, obedecendo obviamente à disposição dos controles sobre a placa. Quatro orifícios devem ser abertos nos cantos desse painel, em

correspondência com os furos previstos na placa, de modo que ambos possam ser unidos através de parafusos, porcas e espaçadores. Para evitar o flexionamento da placa, dois outros furos foram abertos na sua parte central; nesse caso, ao invés de fazer orifícios correspondentes no painel frontal, convém apenas apoiar esses pontos contra a traseira do painel, por meio de espaçadores fixados com adesivo epóxi.

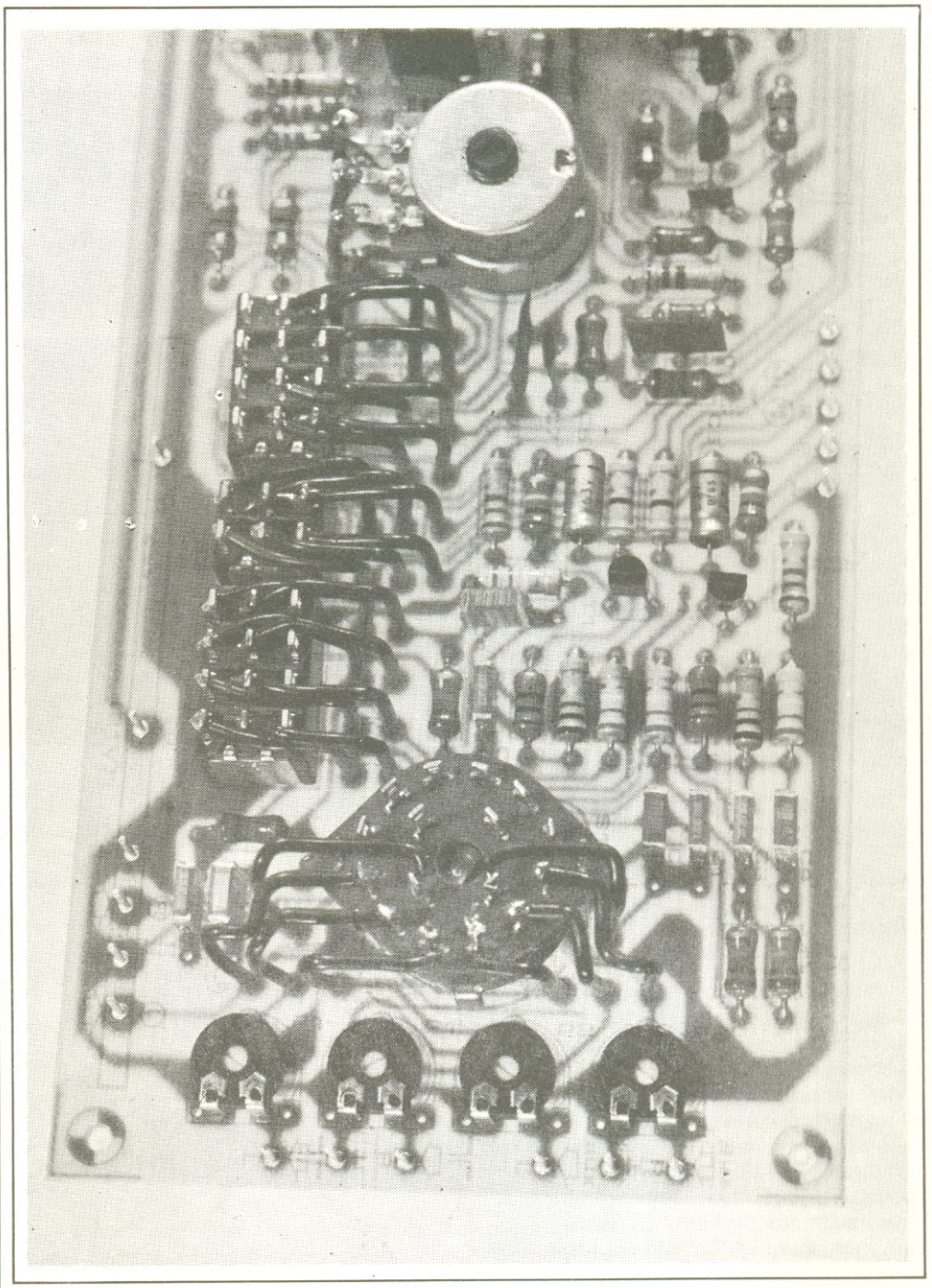
O painel frontal também proporciona blindagem para a placa e deve portanto ser aterrado; caso contrário, haverá captação de ruído a partir do próprio usuário, quando estiver manipulando os controles. Note ainda que o painel é realmente mais longo do que o ilustrado na fig. 13 (sua verdadeira extensão é de 418 mm); isto permite que o Consonant seja adaptado a necessidades individuais de espaço, simplesmente ajustando o painel para a extensão desejada.

Dicas finais

Estas informações, preparadas a partir de uma "realimentação" fornecida por montadores europeus, visa complementar o artigo e antecipar soluções para alguns problemas que os montadores locais também poderão encontrar. Em primeiro lugar, alguns leitores notaram níveis um tanto elevados de chiado em seus circuitos; em certos casos, a relação sinal/ruído pode ser melhorada eliminando-se R27 e R27' do circuito e substituindo-os por pontes de fio. Os projetistas garantem, no entanto, a veracidade da ficha técnica do Consonant e afirmam que esse problema costuma ser provocado por um mau "casamento" entre o amplificador de controle e o de potência.

O excesso de zumbido, por sua vez, é causado por laços de terra, que por si sós já mereceriam um artigo à parte. É preciso chamar a atenção, contudo, para um detalhe importante: os controles do Consonant ficam ligados ao comum da alimentação e, caso as partes metálicas dos mesmos façam contato com o painel frontal, poderá haver a criação de laços de terra. Cuidado com essa parte, portanto.

Outros leitores europeus demonstraram uma preferência por um controle de graves mais "efetivo" — o que é, sem dúvida, uma questão de gosto pessoal... Mas se for essa a questão com alguns montadores brasileiros, os capacitores C12/C12' e C13/C13' poderão ser reduzidos para 15 nF. A frequência superior de transição será então deslocada de 300 para 750 Hz. Da mesma forma, ao se reduzir C14/C14' para 18 nF, a frequência inferior de transição vai subir para 300 Hz, aproximadamente. ⏮



Inúmeros tipos de indicadores de nível para áudio já foram descritos na literatura especializada, tanto de leitura de pico como de leitura média. O Luminant, no entanto, representa uma abordagem inédita para o problema dessa medição, no fato de indicar níveis médio e de pico simultaneamente no mesmo visor.

O trio de ouro: c) Luminant

Não faltam argumentos válidos para defender as duas modalidades de indicadores de nível em áudio. No medidor de pico, a tensão CA é retificada e seu valor de pico armazenado em um capacitor, para depois ser exibido em uma escala logarítmica (ou seja, em decibéis). No caso dos medidores de nível médio, tal como os indicadores de unidades de volume (VUs), a tensão CA também sofre retificação, mas em seguida é aplicada a um filtro passa-baixas, que entrega o valor médio da mesma.

Os adeptos dos medidores de pico alegam que os de nível médio não respondem a transientes bruscos, o que pode dar origem a sobrecarga e distorção, caso o instrumento esteja sendo utilizado como indicador de nível de gravação. Em contrapartida, aqueles que defendem os medidores de média argumentam que os de pico podem dar origem a níveis insuficientes de gravação, caso a relação entre pico e média seja elevada (como geralmente ocorre com grande parte do material de áudio). Com o Luminant, contudo, optamos por oferecer o melhor das duas modalidades, fazendo com que ele exiba as leituras média e de pico ao mesmo tempo.

A maneira como isto foi obtido está ilustrada nas figuras 1a...c. Na fig. 1a vê-se a resposta de um visor do tipo termométrico ou "barra" a uma tensão em forma de rampa. Com o aumento gradativo da tensão, os LEDs acendem em sucessão, até que todos os contidos na envoltória do sinal estejam acesos; quando a tensão decresce, eles apagam sucessivamente, começando pelo primeiro do topo. Já a fig. 1b ilustra como uma escala do tipo pontual reage à mesma tensão de entrada; nesse caso, apenas um LED é aceso por vez.

Utilizando uma escala de pontos para indicar os picos e uma de barras para mostrar os níveis médios, é possível combinar os dois tipos de leituras no mesmo visor, conforme nos mostra a fig. 1c. Levando em conta que um nível médio jamais

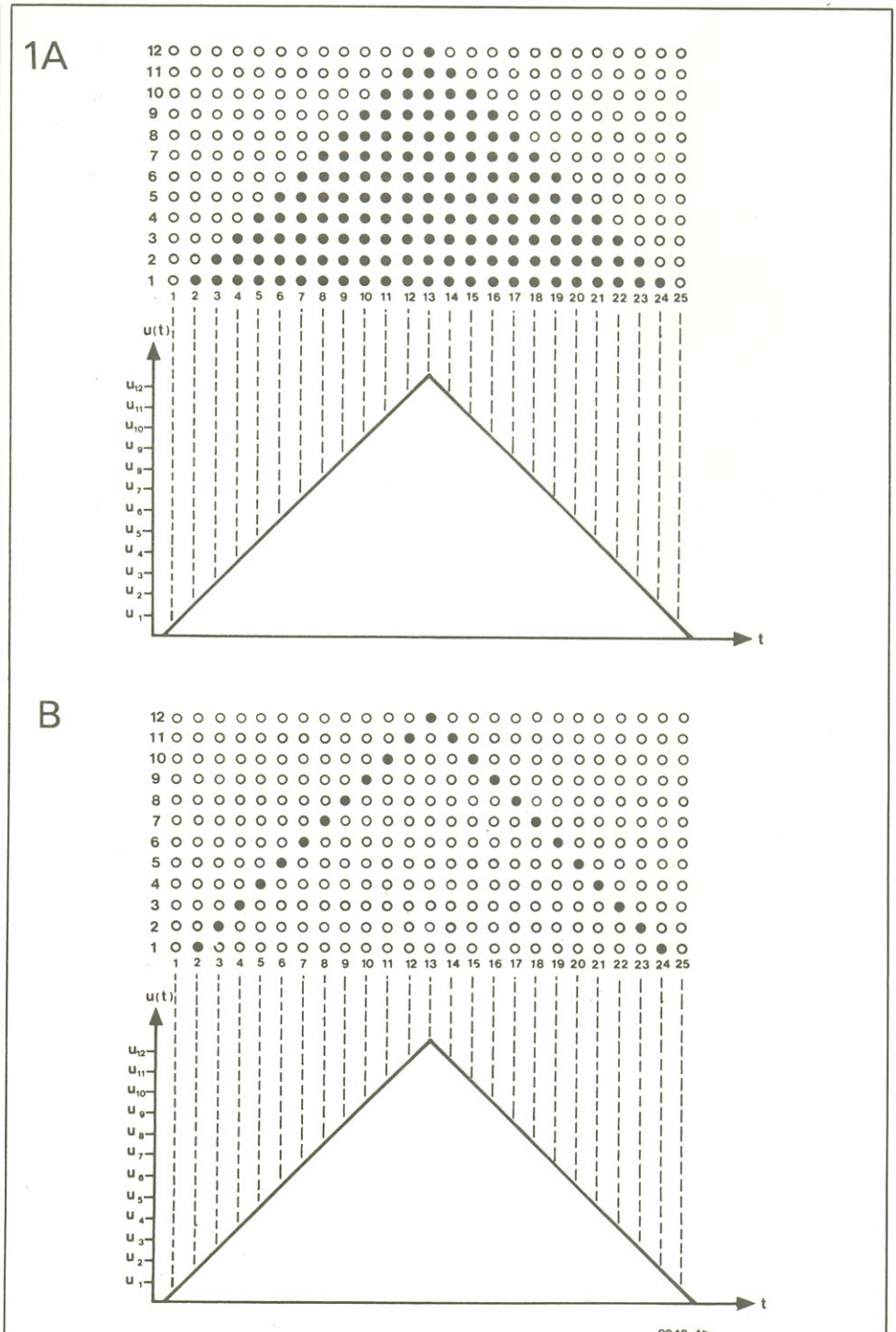


figura 1 — Diferença entre as escalas do tipo "barra" e "ponto" em visores de LEDs e como os dois tipos podem ser combinados em um mesmo circuito.

poderá superar o nível de pico correspondente, a leitura será sempre composta por uma coluna de LEDs indicando a média e um único LED superior mostrando o máximo.

A diferença entre as leituras de nível médio e de pico pode ser vista na figura 2, que mostra a resposta dos dois tipos de instrumentos a uma entrada pulsada. Percebe-se que o medidor de pico atinge o valor máximo rapidamente e cai com lentidão após o encerramento do pulso. O medidor de nível médio, por outro lado, demora bem mais para atingir o valor máximo do sinal aplicado e só o fará quando o pulso for razoavelmente longo. Assim que o sinal termina, a leitura decai com a mesma constante de tempo do ataque.

Multiplexação do visor

Para que seja possível exibir medidas de pico e nível médio pelos mesmos LEDs, o visor tem que ser obrigatoriamente multiplexado. Isto significa que a entrada do sistema de LEDs deve ser comutada entre as saídas dos retificadores de pico e média, enquanto o visor precisa ser chaveado entre as escalas de ponto e barra. O processo de multiplexação foi levado mais além pela utilização do mesmo voltímetro para os canais esquerdo e direito, e comutando sua saída entre dois conjuntos de LEDs.

O princípio de multiplexação do visor aparece nas várias etapas da figura 3. Na fig. 3a vê-se o conceito básico de um voltímetro por LEDs com escala pontual — formado por uma cadeia de comparadores de tensão, nos quais as entradas não inversoras recebem o sinal de entrada e as inversoras ficam ligadas a referências de tensão obtidas de um divisor de potencial logarítmico. Sempre que a tensão de entrada excede U_x, a saída de k_x assume o nível alto e D_x acende; da mesma forma, quando a entrada ultrapassa U_{x+1}, a saída de k_{x+1} também vai para o nível alto, apagando D_x e fazendo acender D_{x+1}; e assim por diante, com os demais comparadores da sequência.

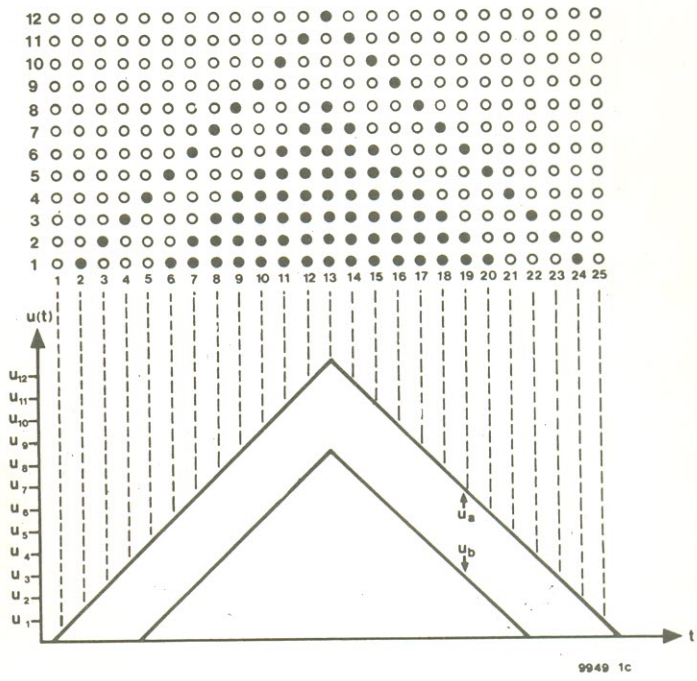
O voltímetro com escala termométrica, representado na fig. 3b, opera de forma similar mas seus LEDs ficam ligados à terra e não entre as saídas dos comparadores. Dessa forma, todo LED quando acende permanece nessa condição, mesmo com o acendimento dos LEDs subsequentes.

O princípio de multiplexação entre esses dois tipos de visor está ilustrado na fig. 3c. Quando o sinal de pico de entrada (U_a) é aplicado via S1, a chave S2 encontra-se aberta e o resultado é uma escala por pontos. No entanto, quando S1 é comutada para a outra posição, a fim de receber o sinal médio (U_b), S2 está fechada e os catodos dos LEDs são aterrados, dando origem a uma escala por barras.

A comutação entre os canais esquerdo e direito pode ser vista na fig. 3d. As chaves S1a...S1d selecionam entre os sinais de pico esquerdo e direito e médios esquerdo e direito, ao passo que as chaves S3 e S3' fazem a seleção entre os visores esquerdo e direito de LEDs. Como antes, por fim, S2 seleciona entre as leituras média e de pico.

Acionando então as chaves na combinação correta, torna-se possível exibir as leituras esquerdas média ou de pico no visor esquerdo e as leituras direitas média ou de pico no visor direito. E se a comutação entre as várias entradas e os dois lados do visor for suficientemente rápida, o olho será obviamente enganado e terá a ilusão de ver quatro leituras contínuas. No circuito prático, tal comutação é efetuada

1C



2

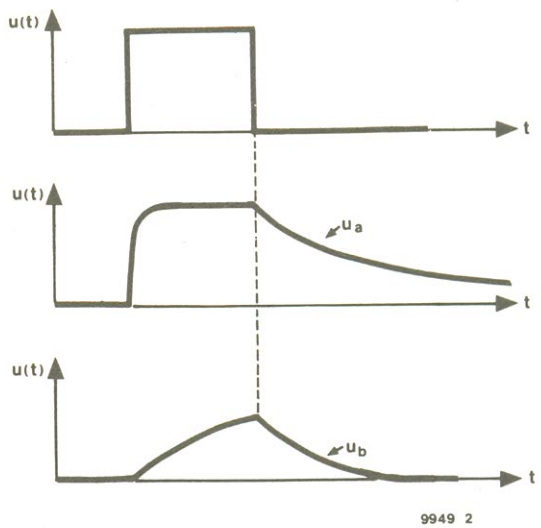


figura 2 — Mostrando como os retificadores de pico e média respondem a uma entrada pulsada.

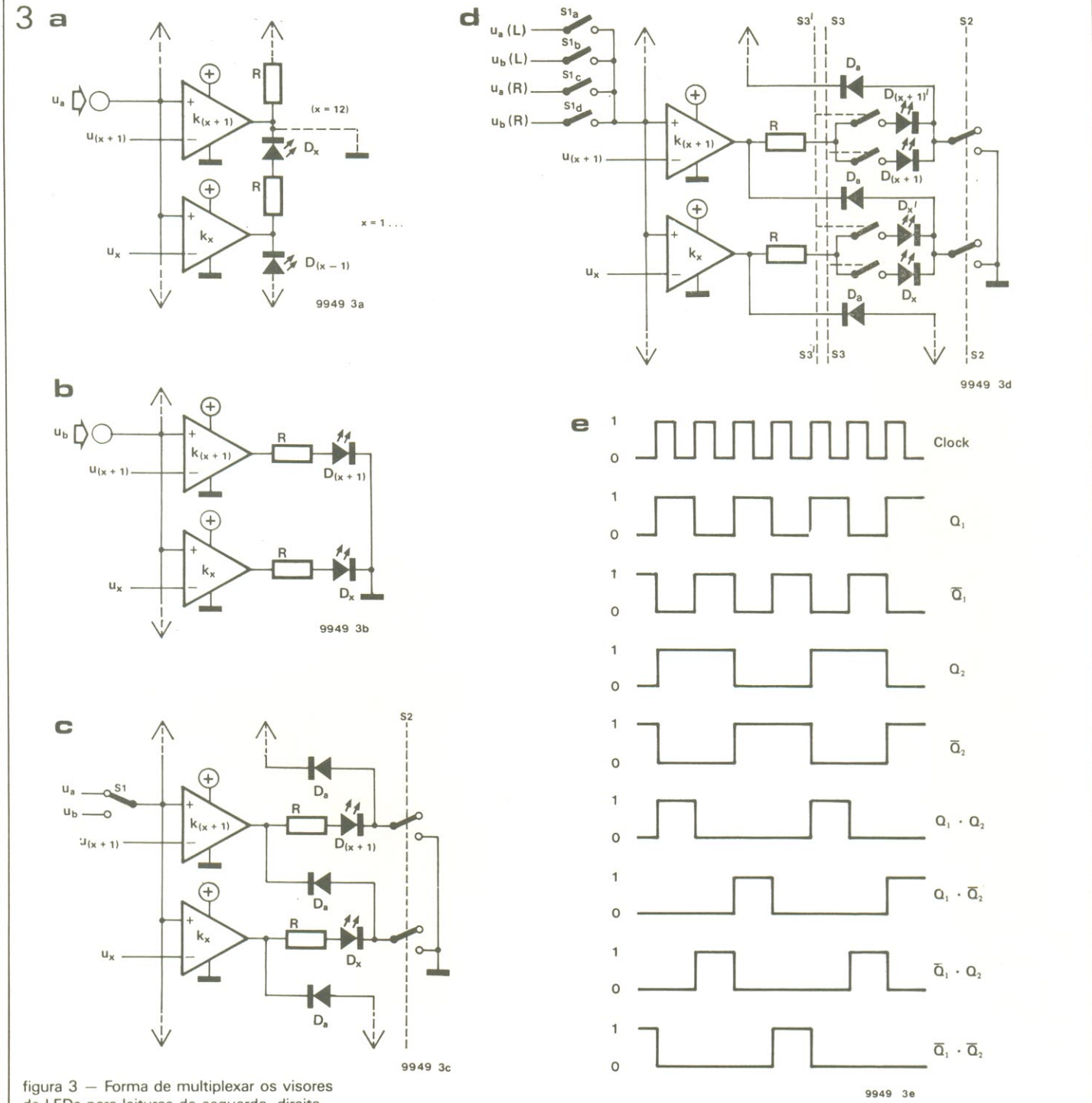


figura 3 — Forma de multiplexar os visores de LEDs para leituras de esquerda, direita, pico e média, respectivamente.

eletronicamente, empregando chaves analógicas CMOS para as entradas de sinal e transistores para os visores.

O chaveamento entre as quatro possibilidades de leitura ficou sob o controle de um gerador de *clock*, composto por um contador binário de dois bits e algumas portas lógicas. Designando então os seguintes valores:

Q1 = 1 = leitura no canal esquerdo
Q1 = 0 = leitura no canal direito

Q0 = 1 = leitura de pico
Q0 = 0 = leitura de nível médio,

são necessários estes sinais de controle para as chaves S1...S3 (levando em conta que é necessário um nível lógico 1 para fechar uma chave):

$Q1 \cdot Q2$ para S1a
$Q1 \cdot \overline{Q2}$ para S1b
$\overline{Q1} \cdot Q2$ para S1c
$\overline{Q1} \cdot \overline{Q2}$ para S1d

$Q1$ para S3
$\overline{Q1}$ para S3'
$\overline{Q2}$ para S2

Todos esses sinais de controle aparecem no diagrama de temporização da fig. 3e. A frequência de *clock* da multiplexação pode assumir qualquer valor entre 100 e 200 Hz, mais que suficiente para garantir leituras estáveis, sem tremulação, e baixa o bastante para evitar problemas de "fantasmas"

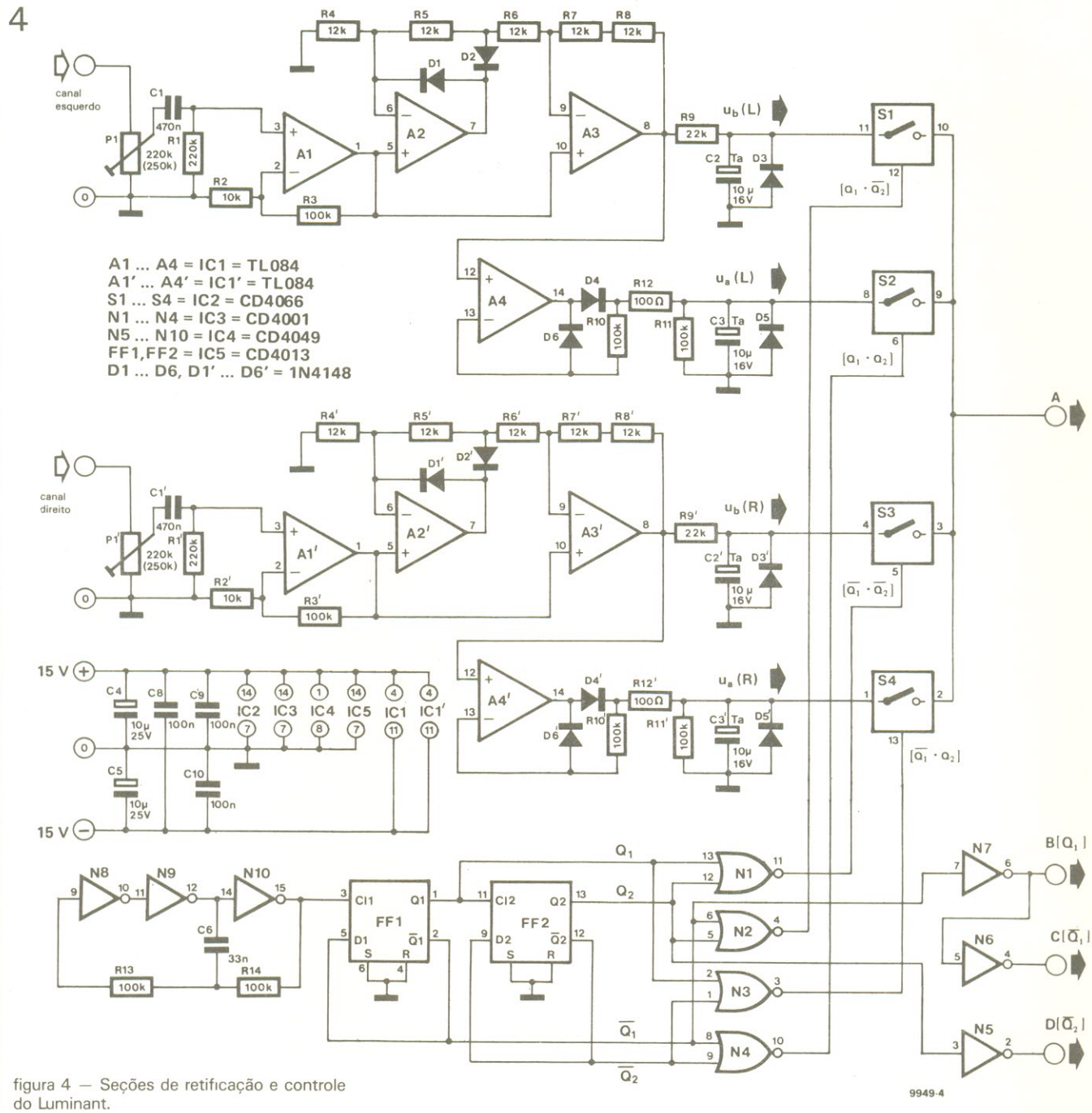


figura 4 — Seções de retificação e controle do Luminant.

provocados pelos retardos de comutação.

O circuito completo

O Luminant foi inteiramente reproduzido nas figuras 4 e 5; a primeira mostra os estágios de retificação e controle, enquanto a segunda traz o estágio do visor. O amplificador inicial e o retificador do canal esquerdo foram implementados em torno de A1...A3, que fazem parte de um CI tipo TL 084, contendo quatro operacionais com FETs de entrada; o canal direito é idêntico. A1 é um amplificador adaptador de entrada com um ganho de 11; o trimpot P1 permite ajustar a sensibilidade de entrada de acordo com as necessidades individuais. A2 e A3 formam um retificador ativo de onda completa, que fornece um sinal retificado positivo na saída de A3.

A tomada do nível médio é feito por um simples filtro passa-baixas, constituído por R9/C2, ao passo que a armazenagem de picos é efetuada por A4 e os componentes associados. As chaves analógicas CMOS S1...S4 foram acopladas diretamente às saídas dos quatro circuitos retificadores. O gerador de *clock* é composto por um multivibrador astável, com base em N8...N10, um contador de dois bits englobando FF1 e FF2 e a decodificação desempenhada por N1...N7.

A seção do visor, representada na figura 5, consiste em um voltímetro de LEDs que inclui os comparadores K1...K12, juntamente com os circuitos de comutação para várias opções de leitura. O chaveamento entre os visores por pontos e por barras é executado pelos transistores T13...T23; quando são acionados (numa ação equivalente ao fechamento de S2, na fig. 3c), dão origem a uma escala termométrica, e

quando ficam cortados o resultado é uma escala pontual.

Quanto à comutação entre os dois canais, é efetuada pelos transistores T1...T12/T1'...T12'. Sempre que o primeiro grupo passa a conduzir, o canal esquerdo (LEDs D8...D19) é ativado; o segundo grupo, portanto, ativa o canal direito (D8'...D19') quando é posto em condução.

As tensões de referência para o voltímetro de LEDs são obtidas a partir do zener D7, por meio do divisor de potencial formado pelos resistores R16...R27. Considerando a tensão aplicada a K12 como 0 dB, as referências retrocedem em passos aproximados de 3 dB, até cerca de -27 dB (K3). As últimas duas etapas são diferentes, pois exibem um "espaçamento" de 6 e 9 dB, aproximadamente. Devido aos valores comerciais adotados para os resistores no divisor de potencial, os níveis práticos podem diferir dos teóricos, como se vê na tabela 1.

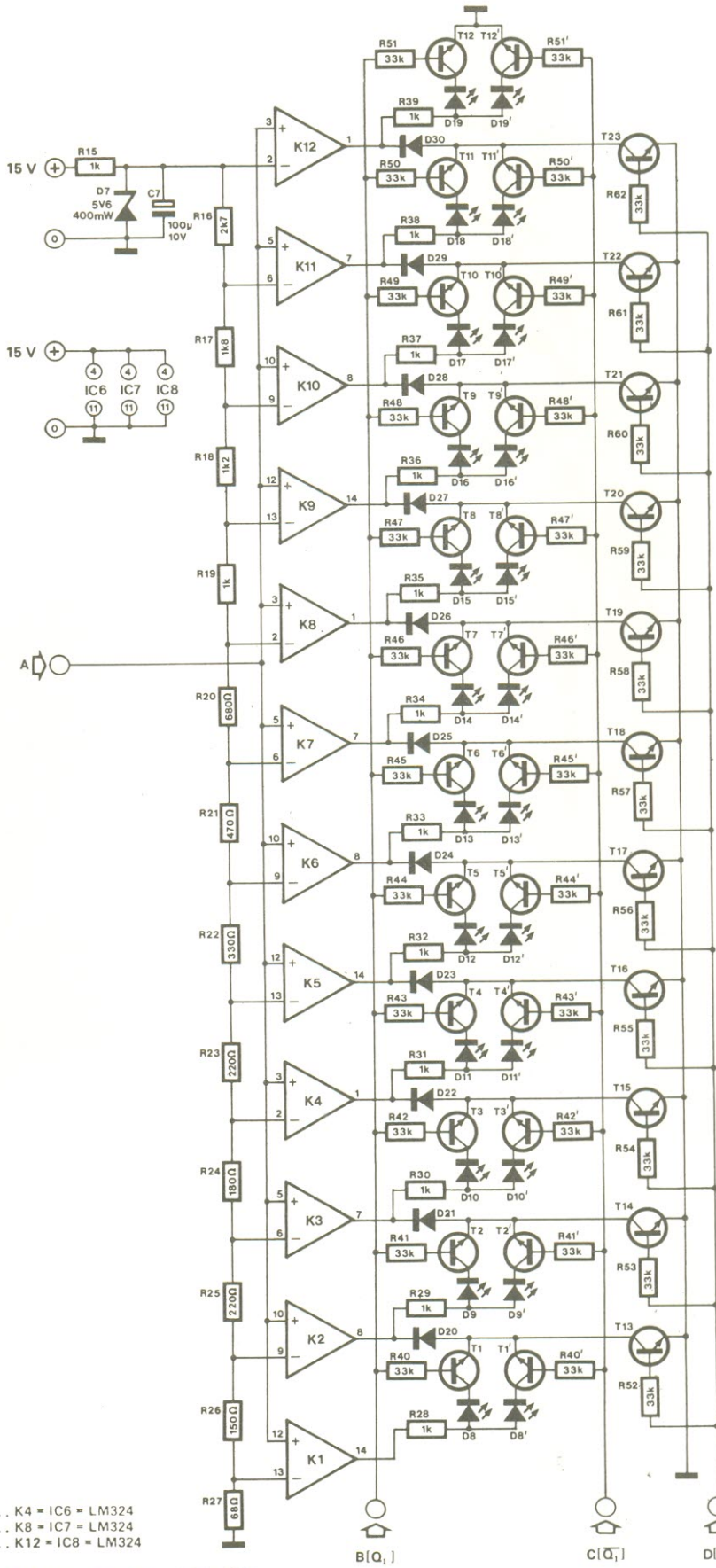
Montagem geral

O conjunto das figuras 4 e 5 foi distribuída por três placas de circuito impresso; as seções de retificação e controle devem ser montadas na placa da figura 6, enquanto os excitadores do visor ficam na placa da figura 7 e os LEDs, na da figura 8. Além disso, para economizar espaço na placa do visor, alguns de seus componentes serão montados na vertical. Como se pode ver na fig. 7, as extremidades comuns de R40...R51, R40'...R51' e R52...R62, além dos emissores de T13...T23, foram todos unidos por pequenas extensões de fio, **na face dos componentes**. Essa placa, aliás, exige cuidados especiais na montagem, devido ao seu *layout* bastante compacto.

Uma vez montados os componentes nas três placas, aquela que contém os excitadores do visor pode ser unida à dos LEDs, em ângulo reto, através de uma série de trilhas de conexão existentes em ambas; todo cuidado é pouco também nesta operação, a fim de evitar curtos entre trilhas adjacentes. Feito isto, a placa de controle poderá ser sobreposta paralelamente à dos excitadores, por meio de espaçadores, e as duas poderão ser interligadas, com pontes de fio, nos pontos A, B, C, D, 0 e +15 V (veja fotos).

Os demais pontos que merecem ser mencionados referem-se aos capacitores C2, C3, C2' e C3', que devem ser obrigatoriamente de tântalo, devido à sua reduzida corrente de fuga; e aos integrados IC1 e IC1', que precisam ser do tipo TL 084 e não LM 324, já que este CI, apesar de

5

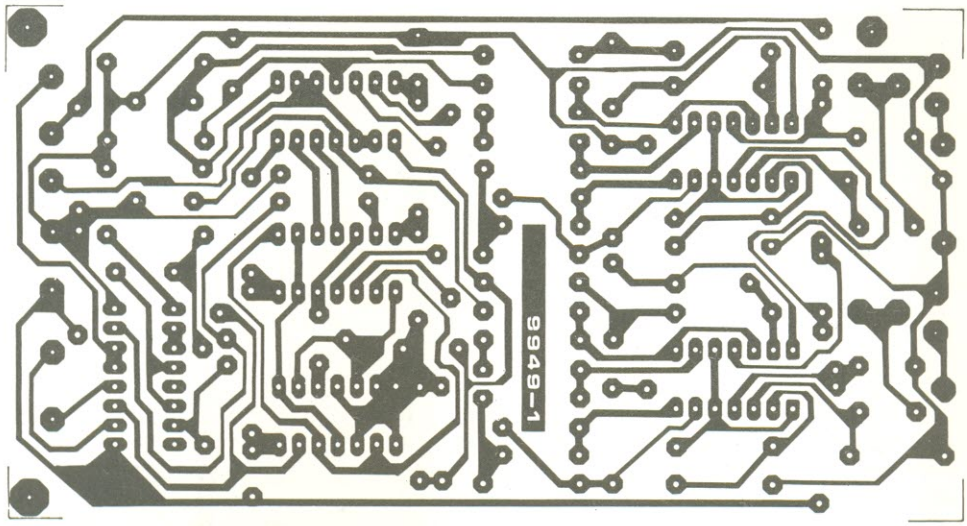


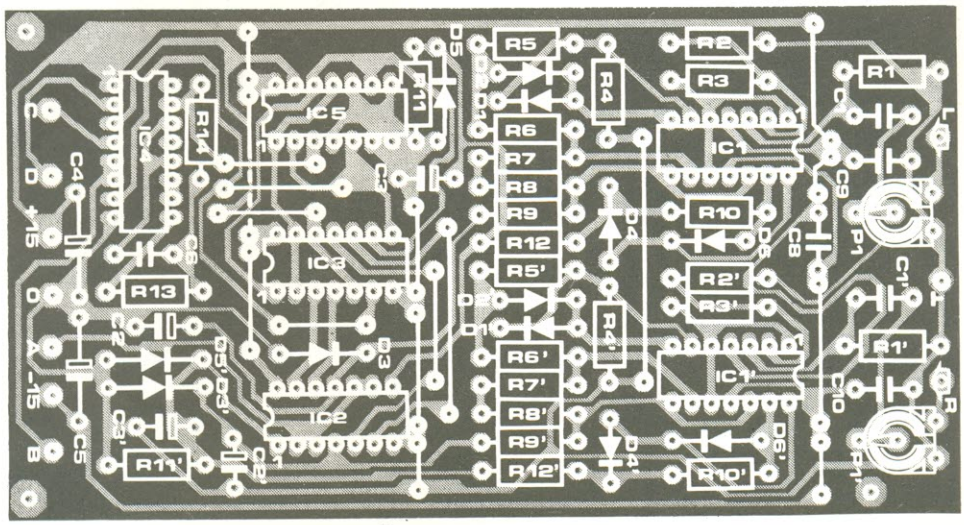
K1 . . . K4 = IC6 = LM324
K5 . . . K8 = IC7 = LM324
K9 . . . K12 = IC8 = LM324

T1 . . . T12,T1' . . . T12',T13 . . . T23 = TUN
D8 . . . D19,D8' . . . D19' = LED
D20 . . . D30 = 1N4148

figura 5 — Estágio do visor do Luminant.

6





Lista de componentes

Resistores
R1,R1'- 220 k
R2,R2'- 10 k
R3,R3',R10,R10',
R11,R11', R13,
R14- 100 k
R4,R4',R5,R5',R6,
R6', R7, R7', R8
R8'- 12 k
R9,R9'- 22 k
R12,R12'- 100
R15,R19,
R28...R39- 1 k
R16- 2,7 k
R17- 1,8 k
R18- 1,2 k
R20- 680
R21- 470
R22- 330
R23,R25- 220
R24- 180
R26- 150
R27- 68
R40...R51,
R40'...R51',
R52...R62- 33 k
(total de 35 peças)
P1,P1'- trimpots
de 250 k (220 k)
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1,C1'- 470 nF
C2,C2', C3,C3'-
10 μF/16...35 V
(tântalo)
C4,C5- 10 μF/25 V
C6- 33 nF
C7- 100 μF/10 V
C8,C9,C10- 100 nF

Semicondutores
IC1,IC1'- TL 084
IC2- 4066
IC3- 4001
IC4- 4049
IC5- 4013
IC6,IC7,IC8- LM 324
D1...D6,D1'...06',
D20...D30- 1N4148
D7- zener de
5,6 V/400 mW
D8...D19,D8'...D19'-
LEDs comuns
T1...T12,T1'...T12',
T13...T23- TUN

Diversos
Placas nº 9949-1,
9949-2 e 9949-3

figura 6 — Placa de circuito impresso para as seções de retificação e controle (fig. 4).

7

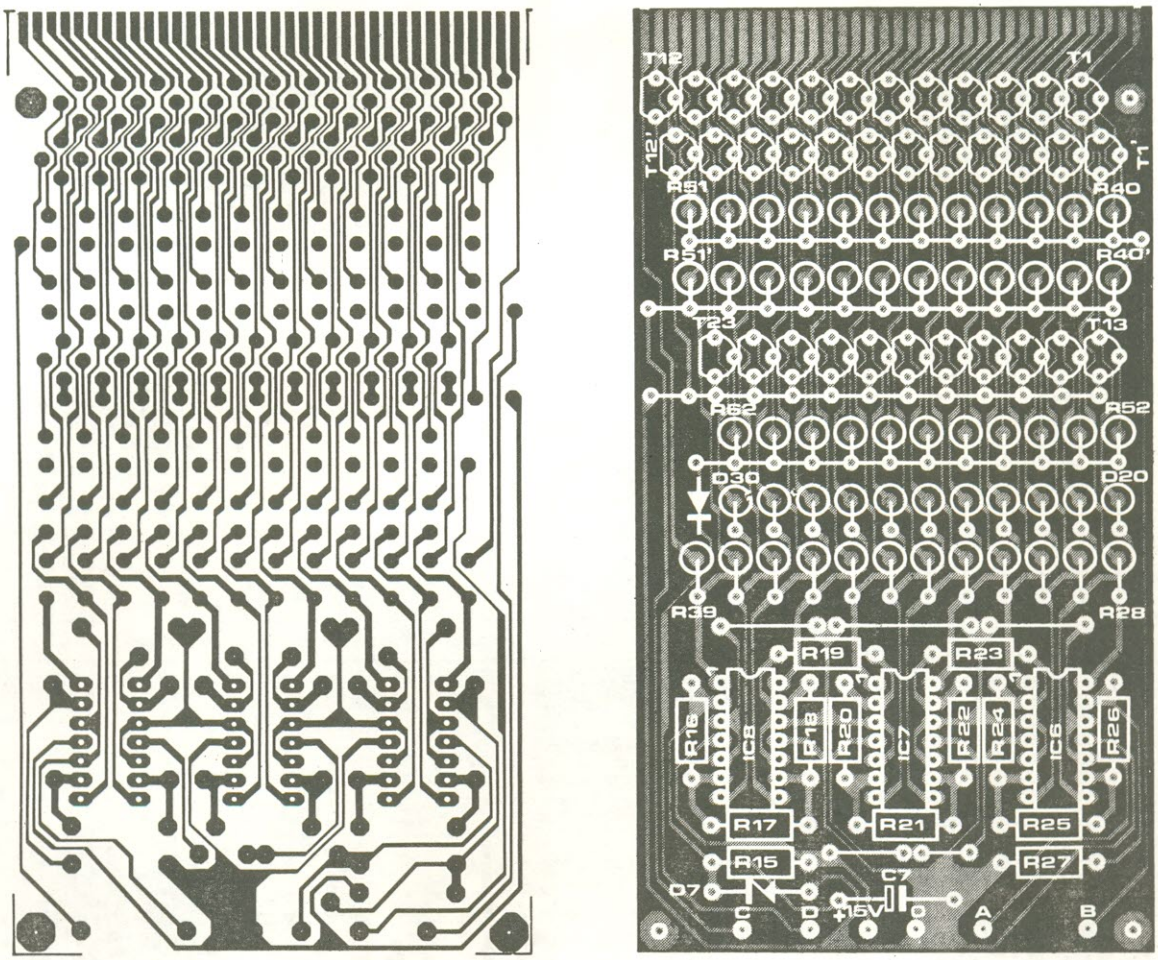


figura 7 — Placa de circuito impresso para os circuitos excitadores do visor (fig. 5).

8

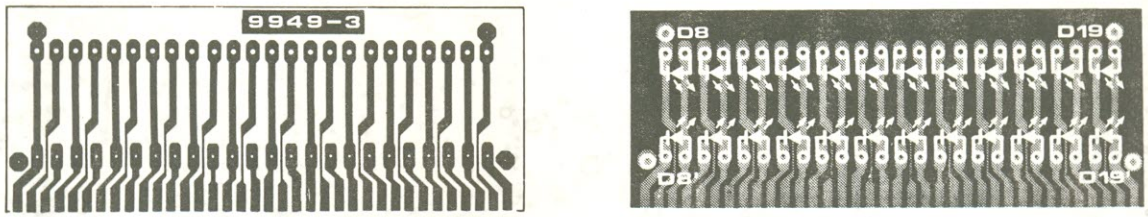


figura 8 — Placa de circuito impresso para os LEDs do visor (fig. 5).

compatível com o primeiro, não possui entradas com transistores FET e apresenta um desempenho bem inferior.

Fonte de alimentação

O Luminant opera a partir de uma fonte simétrica, de ± 15 V. A corrente drenada pela linha negativa situa-se entre 15 e 25 mA, enquanto a da linha positiva gira em torno de 25 mA, somada a 12 mA em cada LED — totalizando, portanto, 170 mA com todos os LEDs acesos. Uma fonte adequada para o conjunto foi reproduzida na figura 9.

A fig. 9a mostra como uma fonte simétrica sem regulação pode ser obtida a partir de um transformador de secundário simples, ao passo que a fig. 9b sugere um prático estágio estabilizador. Caso o indicador vá ser usado juntamente com o amplificador Consonant, o arranjo da fig. 9a poderá ser aproveitado para se obter a tensão negativa diretamente no transformador de alimentação do mesmo. Nesse caso, porém, será preciso utilizar apenas o estabilizador negativo da fig. 9b, já que o Consonant já possui um regulador de + 15 V em sua própria placa.

Na eventualidade de o Luminant ser usado com um amplificador de potência alimentado por fonte

9

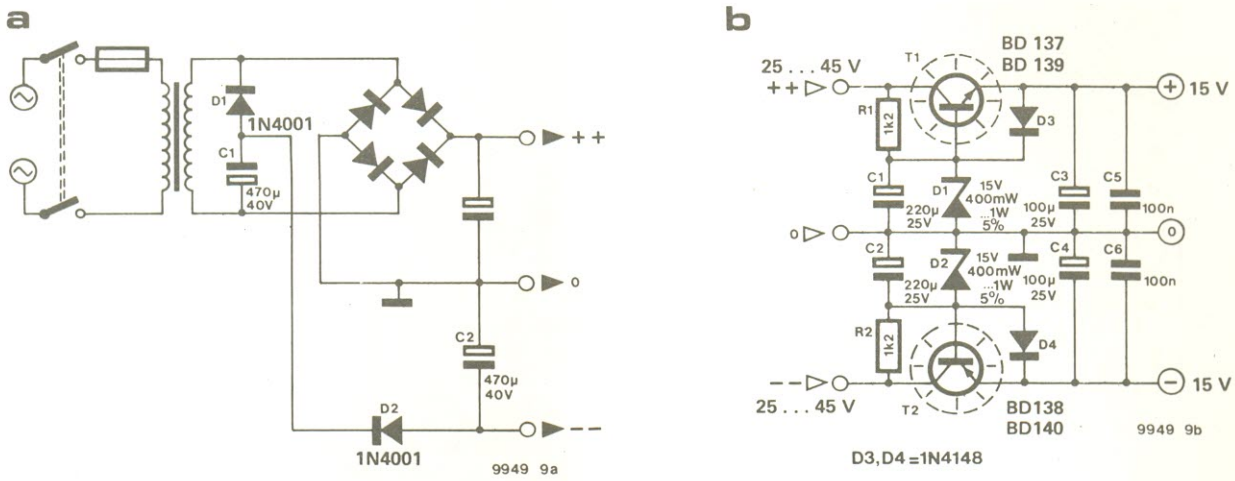


figura 9 — Fonte de alimentação adequada para o circuito do Luminant.

simétrica, o circuito da fig. 9b vem a calhar, podendo ser acoplado diretamente às linhas de alimentação do mesmo. E, por fim, se a utilização for em conjunto com um pré-amplificador ou amplificador de controle alimentado com ±15 V, o Luminant poderá ser ligado à fonte existente, dispensando intermediários.

TABELA 1 — Calibração da escala do Luminant

LED mais alto aceso	nível nominal (dB)	nível real (dB)
D19	0	0
D18	-3	-3,1
D17	-6	-6,0
D16	-9	-8,7
D15	-12	-11,8
D14	-15	-14,8
D13	-18	-17,8
D12	-21	-20,6
D11	-24	-23,3
D10	-27	-26,3
D9	-33	-32,3
D8	-42	-42,4

Índice geral de 1988

áudio & vídeo	rev. nº	pág.
Amplificador de fones para o Prelúdio	22	9
Amplificador de micropotência	25	54
Analisador de espectro — II	19	25
Analisador de espectro — III	20	14
As modernas técnicas de gravação profissional — I	27	67
As modernas técnicas de gravação profissional — II	28	56
As várias tecnologias dos monitores de vídeo — I	19	57
As várias tecnologias dos monitores de vídeo — II	20	63
Calculando a eficiência dos alto-falantes	23	53
Caixa para alto-falantes tipo corneta	25	19
Circuito fuzz variável	29/30	64
Consonant	29/30	77
Controle de volume digital	25	63
Cordas eletrônicas	29/30	67
E-DADs: os discos graváveis de áudio	29/30	73
Equalizador para guitarras elétricas	26	57
Equalizador RC	21	62
Gerador de sonoplastia	29/30	63
Indicador estéreo	25	65
Linhas de retardo — I	22	15
Linhas de retardo — II	23	41
Luminant	29/30	89
Micropercussão	29/30	67
Misturador estéreo de 5 canais	23	9
Mixer digital	25	52
Música para todos	29/30	61
O sistema DAT	26	13
Órgão "manual"	29/30	62
Os prés fonográficos do Prelúdio	21	55
Percussão reforçada	25	60
Percussão sintetizada	29/30	57
Prelúdio — I	19	9
Prelúdio — II	20	54
Prelúdio — III	21	21
Prelúdio — IV	22	43
Pré-consonant	29/30	69
Pré para microfones de eletreto	25	58
Proteções para alto-falantes	25	62
Por dentro das câmeras gravadoras VHS-C, 8 mm e full-cassette	25	29
Realimentação negativa	21	25
Saída de monitoração para amplificadores	25	55
Seletor eletrônico	25	53
Serrote musical, versão eletrônica	29/30	60
Supressão de interferências em TV	20	31
Temporizador para equipamentos de som	25	57
Vocoders — I	25	41
Vocoders — II	26	51
Vocoder Elektor — I	27	13
Vocoder Elektor — II	28	16
Vocoder Elektor — III	29/30	31
Wattímetro de áudio	25	56

computadores & microprocessadores		
A tecnologia CHMOS	27	52
As promessas das memórias semicondutoras	19	49
Adaptador de 256 cores para o EGA	22	58
Buffer para impressora — I	25	9
Buffer para impressora — II	26	43
Codificador programável de teclado	23	49
Interface IEEE-Centronics	20	25
Introdução aos microprocessadores	29/30	22
IPROM, uma RAM que não esquece	27	33
O santo graal da ciência	29/30	41
O transputer e sua linguagem	28	13
Os microcontroladores auto-suficientes	20	9
Programador "embutido" de EPROMS	25	47

medição, teste e bancada		
Amperímetro para bateria	22	28
Conta-giros para motores diesel	25	15
Carregador para baterias chumbo-ácidas	27	21
Carregador universal para pilhas NiCd	24	26

comunicações	rev. nº	pág.
Controle VOX	19	46
Telecom 87: novidades e tendências	23	16

dicas práticas		
Caixa para alto-falantes tipo corneta	25	19
Calculando a eficiência dos alto-falantes	23	53
Combinando circuitos lógicos	28	46
Como lidar com suas pilhas de níquel-cádmio	24	17
Conversores positivos de impedância	20	43
Equalizador RC	21	62
Filtros: teoria e prática — III	19	53
O 723 como fonte de corrente constante	22	48
Realimentação negativa	21	25
Reciclando pilhas e baterias	19	43
Supressão de interferências em TV	20	31
Tensões elevadas com o 723	27	57
Volt-amperímetro para fontes	28	52

digitais		
"Aleatorizador" de luzes	24	58
Atenuador digital	28	45
Cão de guarda	24	51
Central de alarme residencial	21	21
Chave paralela múltipla	24	53
Chave por toque ultra-compacta	24	50
Chaveamento com retardo	24	46
Combinando circuitos lógicos	28	46
Controlador para relógios industriais	24	48
Controle de velocidade para motores	24	52
Controle de volume digital	25	63
Convivência do analógico com o digital	28	48
Desacoplamento em sistemas digitais	28	43
Dobrador de tensão	28	42
Dois simples conversores D/A	28	39
Elabirinto	29/30	13
Estrobo automotivo com LEDs	26	62
Fechadura com "n" combinações	27	45
Hidro-alarme	27	48
Liga/desliga com um só botão	28	43
Luz automática para varandas	27	48
Mixer digital	25	52
Monoestável com uma porta CMOS	28	46
O jogo do tráfego	26	25
Ponta de prova versátil	28	37
Porta deslizante automática	24	57
Porta lógica variável	28	41
REX	26	29
Telefone "de verdade" para crianças	27	49
Temporizador genérico	24	54
Um fliperama todo digital	26	19
Umidificador para estufas	27	50

eletrônica automotiva		
Amperímetro para bateria	22	28
Carregador de baterias auto-comutável	22	34
Carregador para baterias chumbo-ácidas	27	21
Conta-giros para motores diesel	25	15
Controle automático para antena	22	30
Controle simples p/ limpadores de pára-brisa	22	33
Dispositivo automático para alarmes	22	26
Estrobo automotivo com LEDs	26	62
Indicador de mudança de marcha	22	25
Monitor para luzes de freio	22	27
Proteção para bateria	22	31
Seta audível	22	30
Seta eletrônica	22	29

informação geral		
A alternativa da energia solar	21	14
O futuro pertence ao fóton	20	20
Os LEDs azuis	27	26
SMT: a eletrônica em versão compacta — I	22	62
SMT: a eleirônica em versão compacta — II	23	58
SMT: a eletrônica em versão compacta — III	24	60

elektor eletrônica

Índice geral de 1988

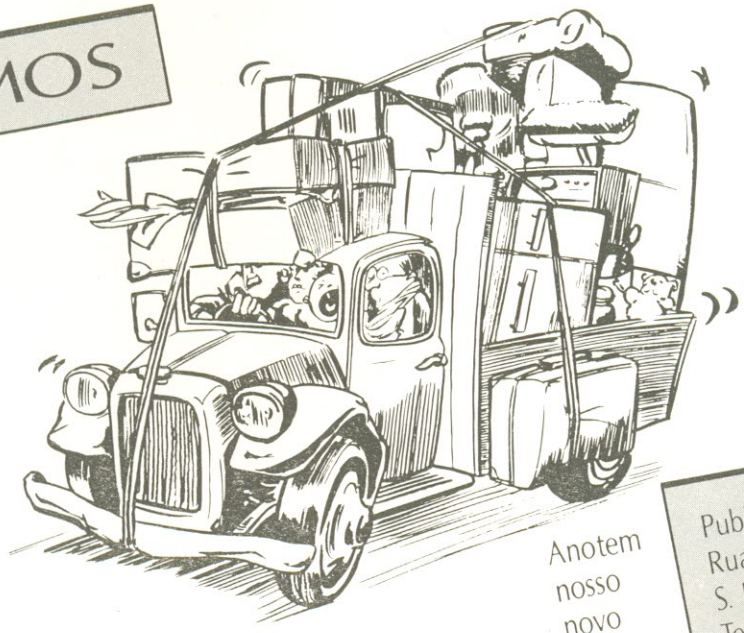
	rev. nº	pág.
Casador de transistores	21	43
Cls reguladores em paralelo	23	31
Conversor CC/CC	23	29
Dobrador de tensão	23	32
Economizador de energia	23	36
Espelho de tensão	23	35
Fontes chaveadas	19	17
Fonte de precisão	24	9
Freio de emergência para fontes	23	35
Gerador senoidal com freqüências discretas - I	21	9
Gerador senoidal com freqüências discretas - II	22	50
Gerador senoidal/quadrada/triangular	21	51
Módulo de capacitância para frequencímetros	24	41
No-break compacto	23	28
O 723 como fonte de corrente constante	22	48
Ponta de prova versátil	28	37
Proteção embutida para fontes	23	34
Proteção de entrada para DVMs	21	47
Regulador de alto desempenho	23	33
Resistor de potência ativo	23	30
Sensores e atuadores na eletrônica	24	29
Super-darlingtons	23	30
Tensões elevadas com o 723	27	57
Termômetro eletrônico linear	28	49
Testador de cristais	21	49
Testador de operacionais	21	46
Testador de servos	21	50
Testador de zeners	21	48
Volt-amperímetro para fontes	28	52
Wattímetro de áudio	25	56
Zener estável	23	28
Zener variável	23	32

Montagens diversas

Acionador econômico para motores	24	45
Alarme de temperatura	27	41
Ampliação simulada da linha férrea	20	46
Carregador para baterias chumbo-ácidas	27	21
Central de alarme residencial	23	21
Controlador para painéis solares	24	47
Controle automático para cruzamentos	20	48
Detector de tubulações	27	43
Dimmer de baixa tensão	24	49
Dimer de um só diodo	27	42
Elabirinto	29/30	13
Hidro-alarme	27	48
Interruptor solar com o 2N3055	24	46
Localizador de fiação elétrica	27	43
Locomotiva a vapor	20	51
O jogo do tráfego	26	25
Repelente ecológico	27	44
REX	26	29
Telefone "de verdade" para crianças	27	49
Um fliperama todo digital	26	19
Umidificador para estufas	27	50

elektor eletrônica

MUDAMOS



Anotem nosso novo endereço:

Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Rua Santa Efigênia, 184 - 2º andar
S. Paulo - SP - CEP 01207
Telefone: 228-7464

Sistemas No-Break

Sensores de Sub e Sobretensão

Estabilizadores Eletrônicos de Tensão

Adaptadores de Consumo

Transformadores Isoladores

Placas e Circuitos Eletrônicos



Iniciando nossas atividades em janeiro de 1986, como empresa ligada ao grupo BK, partimos já com uma experiência de mais de dez anos de árduo trabalho voltado à comercialização de equipamentos produzidos pela BK CONTROLES ELETRÔNICOS S/A, na área de controle e fornecimento de Energia Elétrica para equipamentos sensíveis. Desenvolvendo Know-How específico de atuação no setor eletro-eletrônico, fornecemos um suporte completo de soluções para os usuários destes sistemas, a partir de nossa equipe de engenheiros especializados, prestando consultoria técnica adequada, tanto no estágio de pré-qualificação da instalação do computador, quanto no acompanhamento das fases de implantação do sistema e sua utilização final, que muitas vezes carece de um aconselhamento idôneo por parte dos vendedores de sistemas e serviços existentes no mercado de informação.

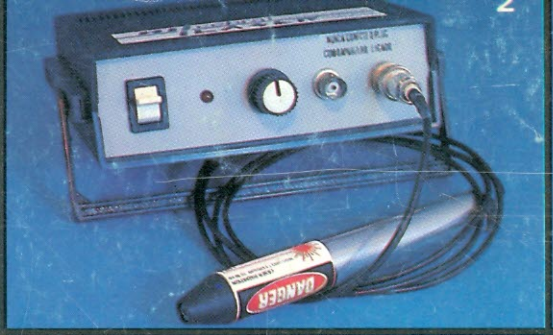
BK VENDE CONFIABILIDADE

VENDAS E ASSISTÊNCIA TÉCNICA

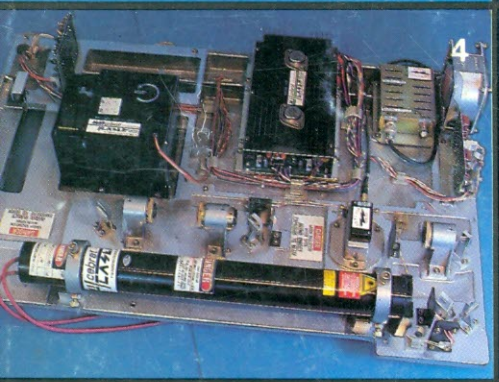
SOLUÇÕES

São Paulo: Av. Indianópolis, 2.171 – Tel.: (011) 578-4133 – Telex: (011) 37304 – 04063 – SP
Rio de Janeiro: Rua Visc. de Inhaúma, 58/ cjs. 305/306 e 307 – Tel.: (021) 263-0132 – Telex: (021) 36550 – 20091 – RJ.
Porto Alegre: Rua Dr. Timóteo, 31 – Tels.: (0512) 22-9414 e 22-5606 – Telex: (051) 2303 – 90460 – RS.
Brasília: CLS 313 – Bloco C – Loja 19 – salas 28/29 e 30 – Tel.: (061) 245-4976 – 70382 – DF.

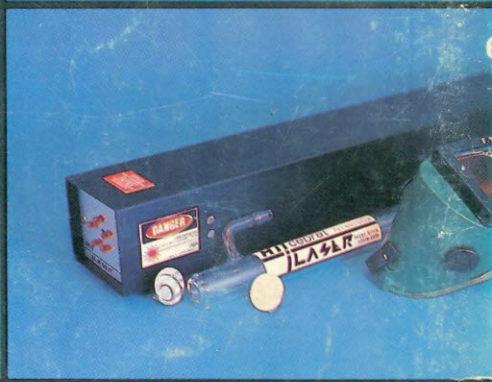






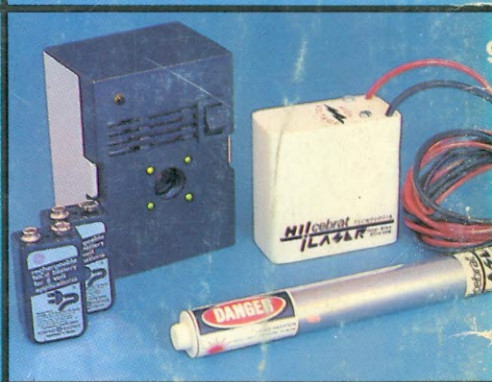


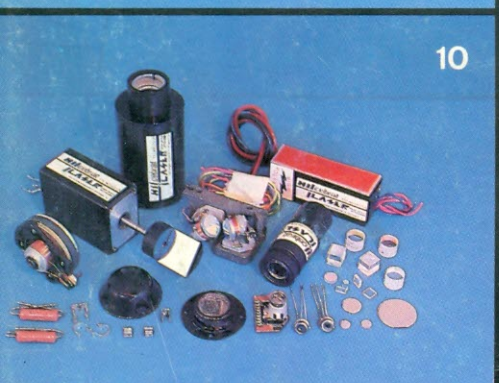




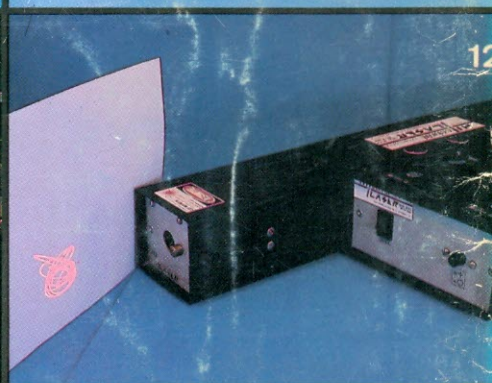












LASER - TODA A TECNOLOGIA AO SEU ALCANCE

1 - **LINHA COMERCIAL** *HE-NE - 0,5mW a 20mW - CARCAÇA EM PVC - MONTAGEM ANTI-IMPACTO - 110/220V OU BATERIA
2 - **LASER SEMICONDUTOR** *VERMELHO E INFRAVERMELHO - 3mW a 100mW CONTÍNUO - 1W a 100W PULSADO
3 - **LINHA INDUSTRIAL** *HE-NE ARGÔNIO - 0,5mW a 100mW - CARCAÇA METÁLICA COM CENTRAGEM ÓTICA
4 - **LASER SCANER** *IMPRESSORA A LASER - FACSIMILE DE ALTA DEFINIÇÃO - MODULADOR A 140 MHz - SPOT DE 50 MICRA
5 - **LEITORA DE CÓDIGO DE BARRAS** *SUPERMERCADOS - LINHA DE PRODUÇÃO - DISTÂNCIA DE LEITURA - 0 a 1 METRO
6 - **LASER CO2 - 100 WATTS** *CORTE INDUSTRIAL - FURAÇÃO - MARCAÇÃO - CIRURGIA - PESQUISA
7 - **MIRA A LASER** *MICROLASER ALIMENTADO A BATERIA INTERNA RECARREGÁVEL COM TEMPORIZADOR
8 - **LASER POINTER** *LANTERNA LASER PARA APONTAR QUADROS, MAPAS, SLIDES E PONTOS DE DIFÍCIL ACESSO.
9 - **ALARME LASER** *MONO-FEIXE E MULTI-FEIXE - ATÉ 1KM DE DISTÂNCIA - FONTE SUSPENSA - BATERIAS RECARREGÁVEIS.
10 - **FONTE CHAVEADA** *SERVO-ESPELHOS PARA COORDENADAS X-Y-Z - DETETORES DE 1 A 4 QUADRANTES - COLIMADORES - LENTES DE FOCO ELETRICO ETC.
11 - **LASER DE ALTA POTÊNCIA** *ARGÔNIO - KRIPTÔNIO - YAG - EXIMER - CO2 - INDUSTRIAL - MÉDICO
12 - **LASER SHOW** *EFEITOS ESPECIAIS PARA DISCOTECAS, VITRINES, EXPOSIÇÕES, FOTOGRAFIA, ETC.

- OUTRAS APLICAÇÕES CONSULTE NOSSO DEPARTAMENTO TÉCNICO, TEREMOS PRAZER EM ATENDÊ-LO.

- *INDUSTRIAL*
- *DETECÇÃO*
- *ROBÓTICA*
- *CIENTÍFICOS*
- *MÉDICOS*
- *METROLOGIA*

cebrat
TECNOLOGIA

RUA TEODORO DA SILVA 985
GRAJAU - RIO DE JANEIRO
TEL.: (021) 258-4329
TELEX: 212 3012 XPRJ