edição especial

elektor eletrônica

Cz$ 50,00

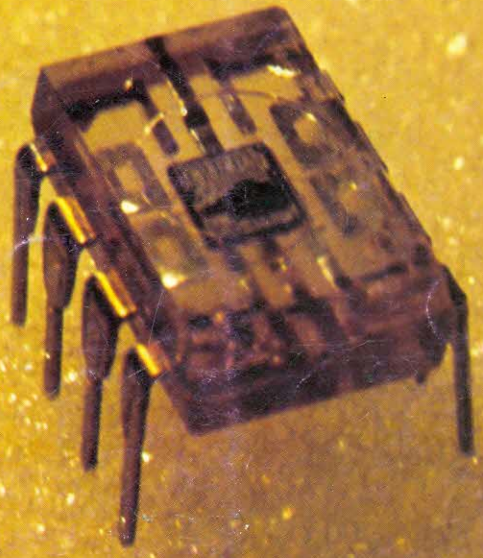
nº 6

Edição de férias, com 9 grandes montagens:

- Luzes programáveis
- Fonte ±18 V/±1 A
- "Maquiador" de áudio
- PRECO + EQUIN (final)
- Copiador de EPROMs...

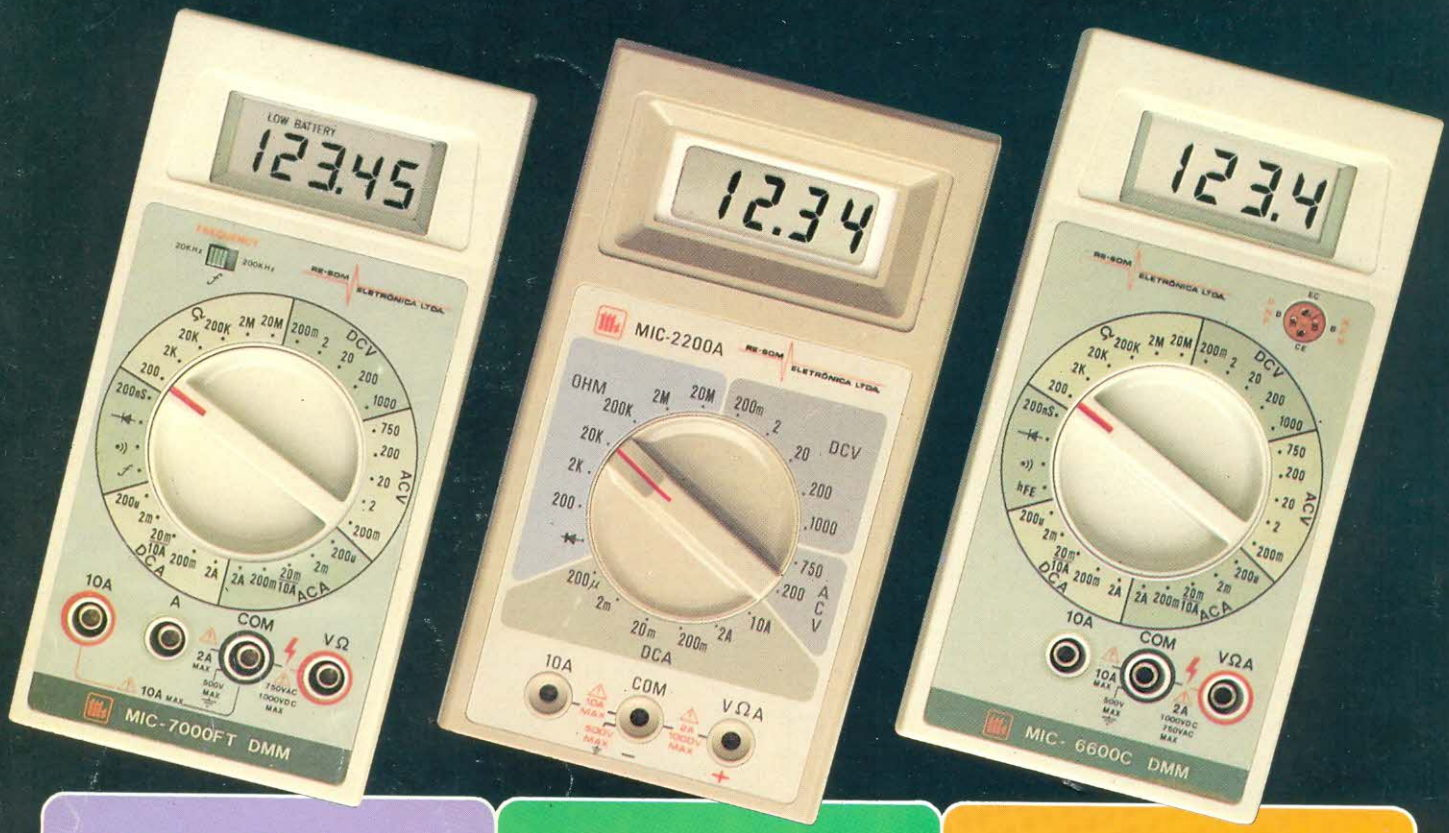
E mais:

- Como simular indutores
- Transmissão de dados por telefone
- O computador Josephson
- Baluns para TV...



MULTÍMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua Aurora, 291-1º Andar-Conj. 13
CEP 01209 - São Paulo - SP

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio 5
Teletipo 7
Mini-anúncios 118
Serviços de placas 59
Índice geral de 1986 112
Mercado 113

TECNOLOGIA

Transmissão de dados por telefone 11
Tudo o que acontece quando dois computadores se comunicam pela linha telefônica

Capacitores eletrolíticos 33
Algumas facetas pouco conhecidas desses componentes, incluindo a variação de seu valor com a freqüência

O computador Josephson 48
As vantagens de processar dados em temperaturas próximas do zero absoluto

Temporização de memória 103
Entendida a decodificação de endereços, veja como atuam os sinais de controle do micro

Memórias CCD de vídeo 107
Como acrescentar recursos e efeitos especiais às TVs digitais

MONTAGENS

Copiador de EPROMs 15
Um sistema inteligente, capaz de duplicar qualquer memória entre 16 e 128 k

PRECO — conclusão 25

EQUIN — conclusão 37

Fonte simétrica 67
Indispensável para circuitos que utilizam operacionais, esta fonte fornece alimentação dupla até 18 V e 1 A

Testador de disquetes 71
Um meio rápido e simples de determinar se há realmente uma falha nos *drives*

Barramento E/S universal 73
Para aumentar as aplicações de seu micro, ampliando a comunicação com o mundo exterior

Expansões MSX — 2ª parte 79
Prosseguindo com a série, sugerimos agora um expansor de *slot* com 8 conectores

"Maquiador" de áudio 85
Um sistema modular que melhora a reprodução quando é preciso ligar equipamento mono e estéreo no mesmo conjunto de som

Luzes programáveis 93
A sofisticação dos jogos de luzes controlados por *software* em bailes, festas ou vitrines

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Como simular indutores — e por que 21
Conheça o princípio do *gyrator* e suas aplicações na eletrônica, com exemplos práticos

Baluns para TV 56
Métodos simples de se casar antenas às linhas de transmissão



Muita atividade para os entusiastas da eletrônica, durante as férias: esse é o objetivo desta edição especial de Elektor, correspondente aos meses de dezembro e janeiro. Selecionamos assuntos para todos os gostos em nada menos que 16 artigos, dos quais 9 são montagens das mais variadas — das áreas de áudio, informática, bancada e efeitos visuais. Em fevereiro estaremos de volta com nossa edição normal e muitas novidades; até lá, então, e boas montagens a todos!

elektor códigos

elektor eletrônica — Elektor — edição brasileira

Ano I, Número 6,
Dezembro/86 — Janeiro/87

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

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo (chefe);
Francisco Reinaldo Borges (diagramador);
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo (assistente)

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente);
Ilda Pereira Romito
e Rosa Maria Lopez Alvarez (contatos)

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

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

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

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

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

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

Composição e Fotolito
GAZETA MERCANTIL

Impressão
DCI Indústria Gráfica S.A.
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

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 kΩ = 2700Ω
3,3 MΩ = 3 300 000Ω
Todos os resistores utilizados são de filme de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
4,7 pF = 0,000 000 000 004 7 F;
10 n = 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 e não V_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explicita 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.

correio

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

COMENTÁRIOS

Parabenizo-os pelo feliz lançamento da revista Elektor. Apreciei sobretudo o artigo da professora Margareth A. Boden, "Inteligência Artificial" (nº 3), que inova, dentro desse tipo de revista, ao analisar as repercussões sociais das novas invenções no setor de robótica, enquanto a maioria das publicações técnicas se limita a reproduzir esquemas de circuitos ou a noticiar mudanças tecnológicas — como se estas não surgissem e prosperassem num ambiente social. Espero encontrar artigos como esse em futuras edições. Gostaria muito que a revista trouxesse algum artigo sobre as novidades eletrônicas da feira de Tsukuba, no Japão, realizada recentemente (. . .)

Eduardo Jorge Simões
Fortaleza — CE

Na data de hoje (22/10) encontrei na banca de revistas do aeroporto Salgado Filho a Elektor nº 3 e devorei-a por inteiro. Meus parabéns pela edição dessa revista em português, pelo papel, impressão e matérias abordadas. São de excelente qualidade e acredito que assim vão continuar. Em vista disso, solicito ser arrolado como mais um assinante da mesma. Tenho a eletrônica como *hobby*, sou radiomador e, nas horas de folga, trabalho como supervisor da Divisão de Utilidades da Copesul, no 3º Pólo Petroquímico (. . .)

Eduardo Dahse de Aguiar
Porto Alegre — RS

Sou leitor dessa revista, apaixonado pela eletrônica e radioamador praticante. Queria reiterar a sugestão do amigo Hélio, publicada na edição nº 3, quando pediu que fosse publicado algo sobre manutenção e técnicas de PX e radioamadorismo; na resposta nada foi falado sobre ese assunto. Um tema que chamaria muito a atenção dos técnicos de transceptores PX, por exemplo, seria a conversão desses equipamentos para utilização em radioamadorismo (nas faixas de 20, 40 e 80 metros), ultimamente muito tentada por eles e ainda não aperfeiçoada.

Aproveito a oportunidade para parabenizar essa conceituada revista e ficarei, como radioamador, aguardando juntamente com o Hélio e os demais amigos da faixa que nossa sugestão seja aceita. Com isso, tenho certeza que o número de leitores aumentará bastante.

Expedito José de Alcântara Gomes
Brasília — DF

Quero parabenizá-los pela ótima revista com que o profissional e o hobista brasileiros passaram a contar desde o seu lançamento. Só espero que a qualidade continue assim ou que venha a melhorar ainda mais (. . .) Gostaria que fosse publicados todos os esquemas e informações complementares para a montagem do controle de lâmpadas com triacs, utilizando a RAM 6116. Gostaria, ainda, que fossem incluídos esquemas dirigidos à técnica digital, com *displays* e usando componentes nacionais, tais como capacímetros, frequencímetros, multitestes, contagiros, odômetros etc. Queria também que fossem tecidos comentários técnicos (incluindo os esquemas, se possível) de ignições eletrônicas sem platinado e por descarga capacitiva, quanto às vantagens e desvantagens de cada uma (. . .)

Deoclecio Loch
Curitiba — PR

Da mesma forma que muitos leitores espalhados por todo o país, tive também a grata surpresa de ver mais uma revista especilizada aparecer nas bancas, mas com a principal diferença de que a Elektor é realmente uma revista de 1ª linha, vindo ocupar um lugar de destaque na literatura técnica brasileira — devido à qualidade superior tanto de sua composição gráfica como de seu excelente conteúdo. Parabéns!

Como técnico ativo há alguns anos no ramo da eletrônica/telecomunicações, interesso-me sempre por montagem de kits e projetos eletrônicos, como *hobby* e também profissionalmente. Ao ver a capa da 3ª edição, pensei logo encontrar naquele número ajuda para um projeto que já há algum tempo venho "matutando". Seria, especificamente, a construção de um painel para automóvel totalmente digitalizado e tenho coletado circuitos em outras revistas e livros do ramo, com o intuito de conseguir um conjunto completo para aplicar no referido projeto.

Infelizmente, esse tipo de circuito não é muito divulgado. Dessa forma, dirijo-me a vocês, solicitando que, na medida do possível, publiquem nas próximas edições esquemas de velocímetros, medidores de RPM, indicadores de combustível e outros circuitos que formassem, quando associados, um interessante painel de automóvel. Isso iria, sem dúvida, agradar e atrair muitos outros leitores interessados por esse tipo de montagem.

Sebastião Dario da Rocha
Ponta Grossa — PR

Venho através desta parabenizá-los pelo excelente nível da estimada revista Elektor, com a qual nem se comparam as outras revistas nacionais, pela qualidade de impressão, papel, conteúdo, matérias, etc. Só tenho uma reclamação a fazer: quanto aos componentes, principalmente os CIs, é simplesmente impossível encontrá-los no mercado; os integrados LF356 e 4136, utilizados no equalizador paramétrico, por exemplo, não foram encontrados nem nas melhores lojas do ramo. Gostaria que me indicassem um compatível mais fácil de se encontrar no mercado nacional.

Outra reclamação é quanto ao fornecimento de placas de circuito impresso, que são comercializadas a preços abusivos (. . .) Por que a revista não comercializa tais placas ou então os kits?

Jacson Messias Panaggio
Cordeirópolis — SP

correio

Elektor era a literatura técnica tão esperada por todos, seja por técnicos, hobistas ou engenheiros (acredito eu), pois as publicações existentes no mercado, atualmente, já não conseguem prender a atenção dos leitores habituais. Já que o momento está tão para a informática e para os videocassetes, pergunto sobre a viabilidade de se editar esquemas voltados para essas áreas, tais como: circuitos para aumentar a nitidez das cópias, para reduzir a granulação e o ruído, correções no matiz e saturação das cores, controles de ganho de luminância e croma e um misturador de vídeo, para que se possa unir a imagem de 2 vídeos reprodutores em um terceiro vídeo, gravador. Sabemos que existem vários aparelhos desses no comércio, mas com preços pela hora da morte.

Acredito, além disso, que o sonho de todo aficcionado por TV é possuir um sistema de recepção por satélite, que está custando entre 80 e 150 mil cruzados. Seria possível um dia podermos montar um desses sistemas através da Elektor, a exemplo do que faz a *73 Magazine*? (...)

Eliezer Santana Filho
Santos — SP

Continuam chegando, de todos os pontos do Brasil, cartas comentando o lançamento da revista Elektor e felicitando-nos pela iniciativa. Voltamos então a agradecer a esses leitores, como representantes dos vários milhares que adotaram Elektor como sua publicação técnica de cabeceira (ou de bancada).

É natural, dados o leque de assuntos cobertos pela revista e o interesse diversificado de seus leitores, que recebamos pedidos dos mais variados, principalmente nas áreas de áudio, vídeo, informática e instrumentação. São justamente as áreas, como todos devem ter notado, em que procuramos concentrar nossos esforços — não só na seleção e apresentação mais clara possível dos textos, mas também em acordos de fornecimento de placas e até de importação especial de componentes, se for o caso.

Mas os artigos de cunho tecnológico e informativo também merecem destaque na Elektor brasileira, pois consideramos que a teoria e a atualização desempenham um papel importante no desenvolvimento dos profissionais de eletrônica. Procuraremos manter sempre o nível que caracteriza a publicação em vários outros países, além do nosso, tanto nas montagens como na parte teórica.

Tentaremos também atender, na medida do possível, aos pedidos de todos, incluindo as áreas de radioamadorismo e eletrônica automotiva; não deixaremos de abordar, enfim, eventos, lançamentos e notícias, tanto nacionais como internacionais, que estão a cargo de nossa equipe local.

Para concluir, renovamos nosso esclarecimento sobre a venda de materiais para montagem. A Publitron, na condição de editora, não pode comercializar placas de circuito impresso e componentes eletrônicos. Por isso, foram feitos acordos com lojas do ramo, em São Paulo e no Rio de Janeiro, que se comprometem a vender as placas e pelo menos a maior parte dos componentes de cada montagem.

Antes de programar as montagens de uma edição, entramos em contato com essas lojas, a fim de informá-las sobre o material necessário e, eventualmente, sobre alguma importação a ser feita; assim, a falta de certas peças se deve, provavelmente, a problemas esporádicos de fornecimento ou importação, mas elas realmente podem ser encontradas no mercado, se procuradas com alguma insistência. No que se refere ao preço das placas, segundo as lojas ele é determinado principalmente pelas quantidades encomendadas; como estas ainda são pequenas, esse fator tende a encarecer a produção e seu preço final.

elektor

ASSINE ELEKTOR

Cx. Postal: 4861 – CEP: 01051

São Paulo SP.

elektor

Itaucom consolida-se na produção de componentes

A Itaucom, empresa do grupo Itautec, produz atualmente 1 milhão de peças por mês, contando com 60 itens em sua linha de produtos — entre os quais estão memórias, microprocessadores, microcontroladores, CIs especiais e dedicados, além das famílias padronizadas TTL e CMOS. Toda a sua linha de projetos e produção é automatizada, com especial destaque para a última aquisição da empresa: um testador de memórias ANDO, de tecnologia japonesa e altíssima capacidade de operação.

No desenvolvimento de projetos de CIs dedicados trabalham 30 engenheiros, usando terminais gráficos de altíssima resolução, ligados a um computador Vax 11/780. A partir da especificação do circuito, feita pelo cliente, o trabalho evolui com a codificação em linguagem de descrição lógica, fornecimento de especificações e a simulação das condições críticas de funcionamento. Depois de verificadas as regras de projeto, é atingida a última etapa: a criação de uma fita para a produção da máscara de difusão e vetores de teste do circuito. Por fim, a difusão é realizada pela empresa *American Microsystems Inc.*, nos estados Unidos.

Mas a Itaucom pretende ter suas próprias instalações de difusão até 1990, época em que estima uma produção ao redor de 50 milhões de componentes por ano. Quanto às placas de circuito impresso, já são produzidas por ela própria em duas fábricas, uma em São Paulo e outra em Manaus, com capacidade para circuitos impressos do tipo convencional, dupla face e multicamadas. Ela oferece, ainda, serviços de montagem de componentes SMD (dispositivos de montagem em superfície), que dispensam furações e economizam grandes áreas na placa impressa.

Primeira ferrovia por levitação magnética

A alta tecnologia estará presente na festa em que Berlim comemorará seu 750º aniversário. No dia 1º de maio de 1987, a metade ocidental da cidade porá em operação um trecho do primeiro sistema operacional de transporte de passageiros por levitação magnética, com 1 milha de extensão (cerca de 1,6 km). É verdade que já existem sistemas experimentais em Braunschweig, na própria Alemanha, e no Japão, porém o de Berlim será o primeiro a operar normalmente para o público.

O sistema, denominado *Maglev* e desenvolvido por um consórcio de companhias liderado pela Magnetbahn GmbH, utiliza trens que não requerem rodas ou motores a bordo, já que as composições são literalmente levitadas por ímãs permanentes instalados em seu interior. Cilindros-guias, com a ajuda de controles eletrônicos, mantêm uma distância fixa de 15 a 30 mm entre a linha e os carros. A propulsão é feita por um grande motor síncrono linear, cujo estator fica distribuído ao longo da ferrovia.

Uma idéia retomada com força nova

Surgiu este ano, no Japão, uma nova tendência para as TVs em cores, já incorporada por várias marcas de aparelhos: o efeito do som circundante (ou *surround sound),* que dá a sensação, segundo os fabricantes, da assistência ao vivo de espetáculos musicais e esportivos.

Tais sistemas, introduzidos no início da década de 70 juntamente com o som quadrafônico e depois abandonados, criam no telespectador a sensação de estar no centro dos acontecimentos, pois geram um efeito que simula o som de 360 graus. Eles já fazem parte de alguns modelos de 28 polegadas e, para sua utilização, os fabricantes recomendam que o ouvinte fique equidistante entre dois alto-falantes, sendo um frontal e outro traseiro.

Nos televisores recém-lançados existem duas possibilidades de se utilizar esse efeito: a posição *movie* (ou cinema), ideal para competições esportivas, que proporciona um som duplo, parte do jogo em si e parte dos comentaristas, o mesmo acontecendo com reportagens externas, onde há o som do acontecimento e a informação do repórter no local ou em *off*; e a posição *music,* própria para se assistir concertos, principalmente aqueles em que não há a participação de público, produzindo assim a impressão de o som chegar por todos os lados, respeitando a hierarquia sonora dos instrumentos.

Depois do "rádio de orelha", óculos sonoros

Para os aficcionados da dupla sol e som, acaba de ser lançado na Coréia do Sul um óculos com receptor AM/FM. Trata-se de um óculos de sol comum, ao qual foi acoplado um rádio integrado com minifone, formando um conjunto ainda menor que os atuais "rádios de orelha". Os óculos são oferecidos nos modelos e cores da moda, com lentes marrom, acinzentadas ou pretas, e a cor do sistema sonoro acompanha o tom da armação. Seu nome é *Looksound.*

cursos técnicos!

- eletrônica básica
- áudio e rádio
- programação basic
- análise de sistemas
- eletrotécnica
- refrigeração e ar condicionado
- eletrônica digital
- televisão pb/cores
- programação cobol
- microprocessadores
- instalações elétricas

kits exclusivos!

Z-80



Kit de Microcomputador e mais

- Kit de Televisão
- Kit de Refrigeração
- Kit Digital Avançado
- Kit Multímetro Digital
- Kit de Rádio AM/FM
- Volt Amperímetro...

cursos por correspondência intensivos! dinâmicos!

OCCIDENTAL SCHOOLS
cursos técnicos especializados
Alameda Ribeiro da Silva, 700
01217 São Paulo SP
Fone: (011) 826-2700

SOLICITE MAIORES INFORMAÇÕES SEM COMPROMISSO!

EK-E5

OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber, **gratuitamente**, o catálogo ilustrado do indicar o curso desejado

Curso de: _____

Nome _____ nº _____

Endereço _____

Bairro _____ Cidade _____ Estado _____ CEP _____

LIVROS PETIT

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA
— *Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL* . . . . . **Cz$ 110,00**

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO:
— *Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina* . . . . . **Cz$ 98,00**

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES
— *Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odissey* . . . . . **Cz$ 68,00**

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES
— *Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE* **Cz$ 72,00**

ELETRÔNICA DIGITAL - *Teoria e Aplicação* . . . . . **Cz$ 56,00**

ELETRÔNICA BÁSICA - *Teoria e Prática* . **Cz$ 30,00**

TELEVISÃO - *Teoria e Consertos-Cores/PB* **Cz$ 70,00**

TV-CORES E PRETO E BRANCO — CONSERTOS
— *Com esquemas dos modelos estudado* . . **Cz$ 78,00**

RÁDIO - *Teoria e Técnicas de Consertos*
— *Mais FMs, Alta Fidelidade, Stéreo, etc.* . . **Cz$ 40,00**

SILK-SCREEN - *P/Eletrônica, camiseta, chaveiros, adesivos, etc* . . . . . **Cz$ 30,00**

AUTOMÓVEIS — *Guia de Manutenção* . . . **Cz$ 38,00**

FOTOGRAFIA . . . . . **Cz$ 18,00**
— *Ou gratuitamente se o seu pedido for acima de* **Cz$ 130,00.**

Atendemos pelo reembolso postal, com despesa postais por conta do cliente, mínimo de Cz$ 50,00. Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

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

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 229-8688

FINALMENTE SAIU !

	Cz$
MANUAL ARRL 1986 PARA EL RADIOFICIONADO — 63ª edicion (esp.)	1.960,00

301 CIRCUITOS
por Elektor

Este livro, contém idéias e sugestões práticas em eletrônica para hobistas e profissionais 170,00

INSTRUMENTAÇÃO E CONTROLE

INSTRUMENTAÇÃO INDUSTRIAL — SISTEMAS E TÉCNICAS DE MEDIÇÃO E CONTROLE OPERACIONAL — Soisson	390,00
INSTRUMENTOS INDUSTRIALES SU AJUSTE Y CALIBRACION — Creus	424,00
INSTRUMENTATION TRAINING COURSE: PNEUMATICA INSTRUMENTS — Vol. 1 — Patrick	441,00
INSTRUMENTATION FOR ENGINEERING MEASUREMENTS — Dally/Riley	1.104,00
INSTRUMENTAÇÃO INDUSTRIAL — Siemens	94,00
CONTROLE AUTOMÁTICO DE PROCESSOS INDUSTRIAIS — INSTRUMENTAÇÃO — Sighieri	112,00
SISTEMAS DE CONTROLE AUTOMÁTICO — Kuo	171,00
DIGITAL CONTROL SYSTEM ANALYSIS AND DESIGN — Philips/Nagle	1.091,00
ADAPTIVE FILTERING PREDICTION AND CONTROL — Goodwin/Sin	1.299,00
MODERN CONTROL THEORY — 2nd Edition — Brogan	779,00
COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS — THEORY AND DESIGN — Astrom/Wittenmark	1.091,00
MICROPROCESSOR IN INSTRUMENTS AND CONTROL — Bibbero	659,00
MEDIDORES DIGITALES — INSTRUMENTACION LINEAL Y DIGITAL — Perales	225,00
ANALOG INSTRUMENTATION FUNDAMENTALS — Leonard	519,00
MINICOMPUTERS IN INDUSTRIAL CONTROL — AN INTRODUCTION — Harrison	791,00
TRANSDUCTORES Y MEDIDORES ELECTRONICOS — Mundo Electronico	575,00
CONTROL NUMERICO — Alique	600,00
NUMERICAL CONTROL & COMPUTER AIDED MANUFACTURING — Pressman	1.274,00

FILTROS ATIVOS

DESIGN TABLES FOR DISCRETE TIME NORMALIZED LOW-PASS FILTERS Lacroix/Witte	1.050,00
ELECTRIC FILTERS — Hasler/Neirynck	1.560,00
ADAPTIVE FILTERS — Cowan/Grant	1.143,00
MANUAL OF ACTIVE FILTER DESIGN — 2nd Edition — Hilburn/Johnson	1.183,00
FILTROS ACTIVOS — Bildstein	216,00
MECHANICAL FILTERS IN ELECTRONICS — Johnson	1.105,00
PASSIVE AND ACTIVE FILTERS — THEORY AND IMPLEMENTATIONS — Chen	1.169,00
NETWORK THEORY AND FILTER DESIGN — 2nd Edition — Aatre	779,00
RC ACTIVE FILTER DESIGN HANDBOOK — Stephenson	1.169,00
INTRODUCTION TO ADAPTIVE FILTERS — Haykin	936,00
ACTIVE FILTERS FOR COMMUNICATIONS AND INSTRUMENTATION — Bowron/Stephenson	937,00
HANDBOOK OF FILTER SYNTHESIS — Zverev	2.093,00

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz$ 50,00 (VARIG: Cz$ 200,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz$ 5,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

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

OPTOELETRÔNICOS

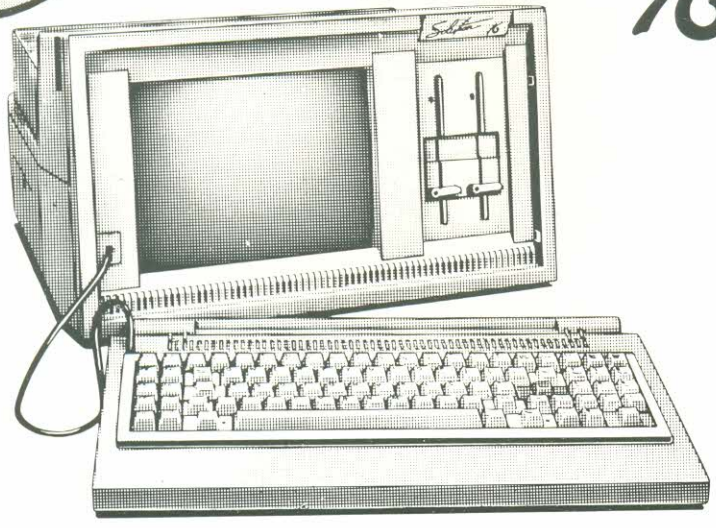
- Displays
- Diodos Emissores Infravermelhos
- Chaves Optoeletrônicas
- Acessórios
- Receptores Transistores Infravermelhos
- Leds
- Barras de Led

MC Micro Circuitos LTDA.

Rua Madeira, 42 (Canindé) Fone: (011) 228-5911 - Telex: (011) 36665 MCLD - São Paulo - SP - Brasil

PROMOÇÃO DE LANÇAMENTO

Solution 16



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

- Memória RAM: 256 Kb expansível sem uso de slots a 512 Kb.
- Memória ROM 16 Kb.
- Vídeo fósforo verde de 12" com controle de intensidade. Alta resolução: 128.000 pontos.
- Teclado de 89 teclas com caracteres em português, 10 teclas de função e numérico reduzido.
- Microprocessador 8088 4,77 MHz.
- Discos flexíveis 2 unidades slim face dupla, com capacidade de 360 Kb.
- Porta paralela para impressora.
- Saída simultânea para monitor de vídeo colorido padrão RGBI.
- 2 slots de expansão.

SONORA INFORMÁTICA LTDA. REVENDEDOR EXCLUSIVO PROLÓGICA.

Loja 1 — Rua: Santa Ifigênia, 194 — Fones: 227-8533 — 227-8010
Loja 2 — Rua Santa Ifigênia, 313 — Fone: 220-0309
Show Room — Rua Santa Ifigênia, 194 — 1º andar — Fone: 227-8790
Escritório de Vendas — Fone: 229-7810.

CURSO

PROGRAMA DE ATUALIZAÇÃO TECNOLÓGICA EM MICROPROCESSADORES.

µpf — Fundamentos de Mp

- Conceituar fundamentos da arquitetura dos microprocessadores
- Projetar um sistema com memórias: EPROM'S e RAM's
- Comparação das arquiteturas dos microprocessadores: 8080/8085/6800/6502 / Z80
- Projetar um sistema baseado a microprocessador, utilizando: EPROM's, RAM's, Teclado e Display
- Aprender a escrever em assembler um sistema monitor capacitado a dirigir o Hardware projetado.

µpa — Assembler

- Conceituar fundamentos de programação estruturada
- Apresentação das instruções e o uso em assembler.
- Técnicas de programação: fluxograma; Pseudo-Codigo; Diagramas de Nassi-Scheidermann; J. D. Warnier ORA
- Construção de tabelas; Manipulação de dados; Subrotinas; etc
- Implementação de subrotinas em um programa monitor.

µpp — Periféricos

- Conceituar fundamentos de interfaceamento.
- Conceituar: Pooling, interrupção vetorizado,Interrupção mascarada,DMA.
- Técnicas de programação de periféricos
- USART (serial); PPI (paralela); TIMER; teclado.
- Experiências com os periféricos.

— Corpo docente universitário
— Recursos Audio-visuais
— Kits didáticos.
— Apostilado

Solicite os curriculuns, horários e preços dos cursos

— Turmas Abertas
— Turmas fechadas (sob consulta)
— Treinamento Industrial (sob consulta)

KEY

INFORMAÇÕES: UNICS — PÇA DA LIBERDADE, 262 — 2º AND. TEL. 270-8824
EM FRENTE AO METRÔ LIBERDADE

GERADOR ELETRÔNICO (Inversor - Power Verter)

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

CIRCUITO IMPRESSO

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

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

Novo Multímetro Digital de 4 1/2 Dígitos

- O mais econômico do mercado.
- 4 1/2 dígitos com resolução de 0,005%.
- Auto-zero e auto polaridade.
- Tensão DC e AC: de 200mV a 1.000 V (600V em AC).
- Corrente DC e AC: de 200µA a 2A.
- Resistência até 20 MΩ



EMS
Equipamentos Eletrônicos Ltda.
Rua João de Souza Dias,1333 – 1º Andar
CEP 04618 –São Paulo – SP
Tel.: (011) 531.6107– Cx. Postal 18061– CEP 04699.

Transmissão de dados por telefone

Nos últimos anos a rede telefônica, originalmente projetada para a comunicação entre pessoas, pela voz, vem sendo cada vez mais empregada na comunicação entre máquinas, através de dados digitais. Com a popularização dos computadores pessoais, essa aplicação da telefonia ampliou-se, devido à troca de programas e informações entre usuários e seus clubes de *software*. Aquilo que ocorre entre os micros, no entanto, continua sendo um mistério para muita gente — lacuna preenchida por este artigo que traz ainda uma breve descrição do AM7910, conhecido CI para modens.

como os computadores "conversam" à distância

Ao conceber a idéia do telefone, Graham Bell jamais poderia imaginar que máquinas também iriam utilizar seu invento para comunicar-se umas com as outras, numa linguagem incompreensível para os humanos. De fato, dentro de certos limites, os computadores atuais podem usar a linha telefônica para trocar mensagens, programas e dados sob a forma digital. Apesar de não ser nosso principal objetivo, falaremos primeiramente um pouco sobre o telefone, a título de introdução; em seguida, veremos como as linhas telefônicas são utilizadas na transmissão de informações, quais as velocidades possíveis e a função do modem.

A linha telefônica

O par de fios que chega à casa de todo assinante é conhecido por "linha comutada", pelo fato de existirem vários pontos de comutação (as centrais telefônicas) entre cada par de assinantes. A gama de freqüências desse tipo de linha abrange de 300 a 3.400 Hz — considerada suficiente para a voz humana, mas adequada apenas para velocidades de dados inferiores a 2.400 baud, já que a taxa de transmissão depende da freqüência.

Outro tipo de linha telefônica é a linha alugada, de maior qualidade, que dispensa centrais e tem cada extremidade conectada a um aparelho telefônico. A máxima velocidade de transmissão dessa linha é de 2.400 baud, atingindo 4.800 baud no caso de linhas locais e até 9.600 baud com linhas de alta qualidade. Nem é preciso dizer que os usuários de linhas alugadas não são assinantes comuns.

O princípio básico da rede telefônica (com exceção da etapa de discagem) está esquematizado na figura 1. A conexão é feita através de dois fios (*a* e *b*) e uma linha de terra que não aparece no desenho. O sinal fornecido pelo microfone de carvão é sobreposto à tensão CC fornecida pela central; na outra extremidade da linha, esse sinal faz tocar a campainha do segundo telefone, uma vez extraído da tensão contínua. Assim que o fone é tirado do gancho, a linha *a* fica ligada diretamente a ele, por meio de um transformador, onde a informação de áudio original é recuperada.

Não nos interessa, no momento, nenhuma outra informação sobre as centrais ou linhas de interligação. Basta termos em mente que o sinal é sempre sobreposto a uma tensão CC e que a mesma linha transporta informações nos dois sentidos. Este segundo detalhe é de grande importância, pois medidas especiais terão que ser tomadas se quisermos transmitir dados pelos dois lados simultaneamente.

Um modem em cada ponta

A conexão entre um computador (ou terminal) e uma linha telefônica é feita através de um dispositivo chamado *modem* (MOdulador/ DEModulador), que pode ser encontrado em dois tipos básicos: por acoplamento acústico e por acoplamento direto. No primeiro caso, a comunicação ocorre pelo próprio telefone, por intermédio de um microfone e um alto-falante, enquanto no segundo a ligação se dá diretamente com a linha telefônica, como o próprio nome sugere. O modem de acoplamento direto é muito menos suscetível a ruídos e interferências, proporcionando uma transmissão mais confiável; exige, por outro lado, um projeto cuidadoso, a fim de não ser, ele próprio, uma fonte de interferências. Os dois tipos de mo-

1

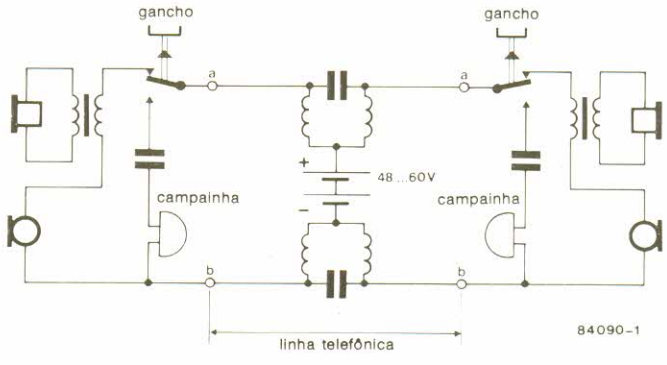


figura 1 — No sistema telefônico normal, a dois fios, os sinais percorrem a mesma linha, nos dois sentidos.

dem exigem, de qualquer modo, aprovação dos órgãos competentes para sua utilização.

A função última de um modem é converter dados digitais em informação analógica que possa ser transmitida pela linha telefônica e vice-versa. Para que diferentes modens possam ser acoplados à mesma linha é preciso um padrão, normalmente aproveitado de uma das recomendações feitas pelo CCITT (Comitê Consultor de Telegrafia e Telefonia Internacional). A norma V24, por exemplo, aplica-se à conexão entre um computador e o modem, enquanto este deve ater-se às normas V21 e V23.

Tais normas especificam se o modem adota transmissão síncrona ou assíncrona, qual a velocidade de transmissão, o procedimento de chamada e resposta automáticas, os testes que devem ser efetuados e a presença ou ausência de um canal de controle (ou retorno). Em suma, elas estabelecem tudo o que é necessário para que dois modens comuniquem-se em pé de igualdade.

O padrão V21 ou CCITT determina uma taxa de transmissão de 300 baud, na modalidade dúplex, numa conexão a dois fios (ou seja, permitindo transmissão e recepção simultâneas de dados); ele é empregado em todas as transferências corriqueiras de dados. Já o padrão V23, por sua vez, estabelece uma transmissão semidúplex com duas velocidades (75 e 1.200 baud); o canal de 75 baud é usado, então, para fins de controle.

2

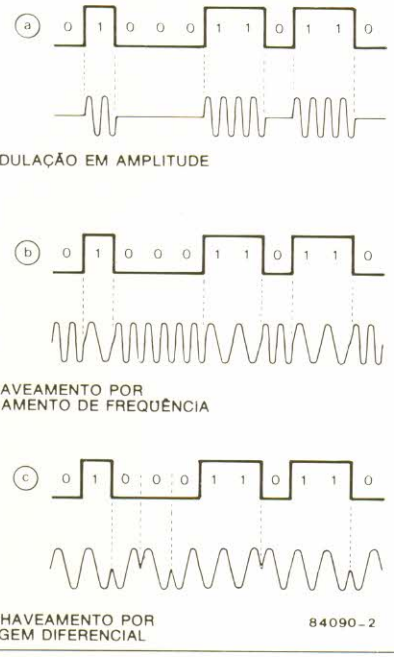


figura 2 — Diferentes formas de modulação são utilizadas para transmitir dados digitais por linhas analógicas.

3

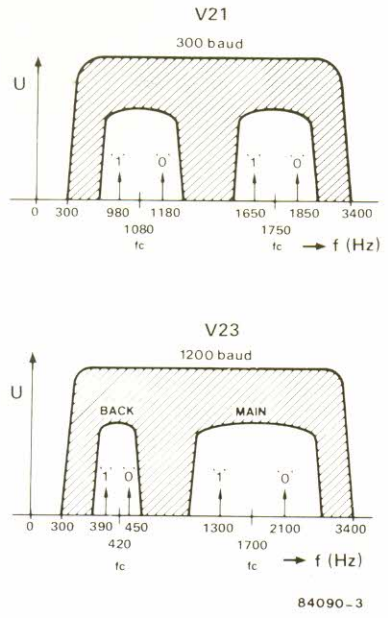


figura 3 — As portadoras usadas nas modalidades V21 (a) e V23 (b) devem restringir-se à faixa de freqüências adotadas pelo telefone.

Bits pelo telefone

Antes que os dados possam ser transmitidos pela linha analógica, eles devem ser codificados adequadamente — tarefa desempenhada pelo modem através da modulação. Existem várias formas de realizar essa tarefa:

— Por AM, onde a amplitude da portadora varia com o nível lógico (veja a figura 2a). A forma mais simples de modulação AM é obtida pelo *chaveamento sim/não*, onde tem-se a portadora presente no caso de um 0 e ausente no caso de um 1.

— Por FM, utilizada geralmente em FSK (*Frequency-Shift Keying* ou chaveamento por variação de freqüência), sua forma mais simples. Os dois níveis lógicos, nesse caso, são representados por duas freqüências diferentes da portadora. É a modulação mais utilizada na transmissão por linhas comutadas.

— Outras duas técnicas avançadas merecem ser mencionadas: DPSK (*Differencial Phase Shift Keying* ou chaveamento por defasagem diferencial) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation* ou modulação por amplitude em quadratura). A primeira delas emprega a variação de fase (figura 2c), enquanto a segunda utiliza tanto a variação de fase como a de amplitude. Ambas permitem que a velocidade de transmissão seja mais elevada (em relação às técnicas mencionadas anteriormente).

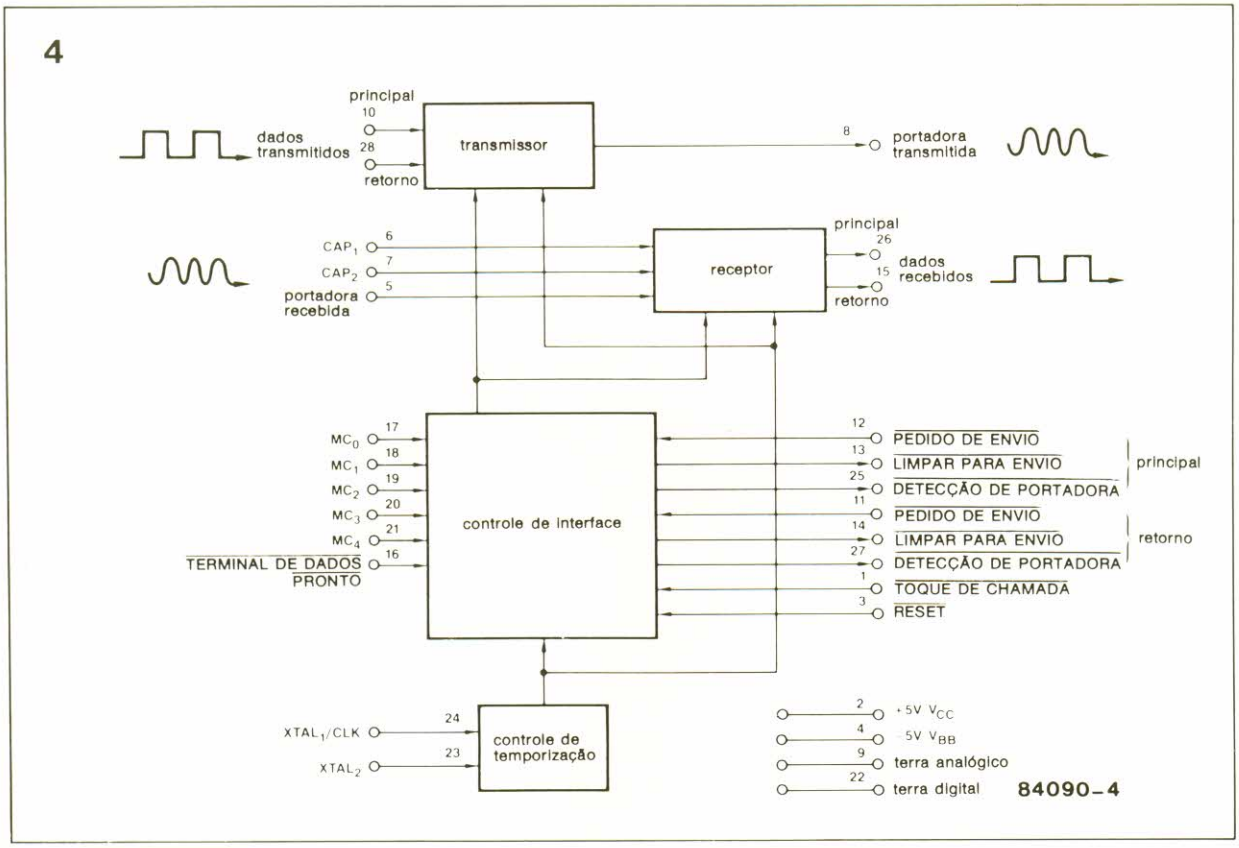


figura 4 — O integrado AM7910, aqui representado em diagrama de blocos, pode ser considerado um modem completo. Os sinais são processados por ele de forma completamente digital.

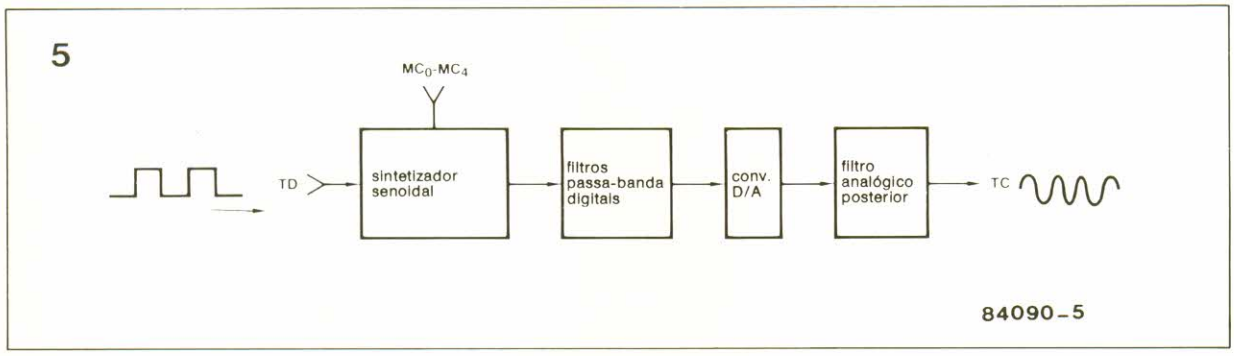


figura 5 — Seção transmissora do modem, representada mais detalhadamente.

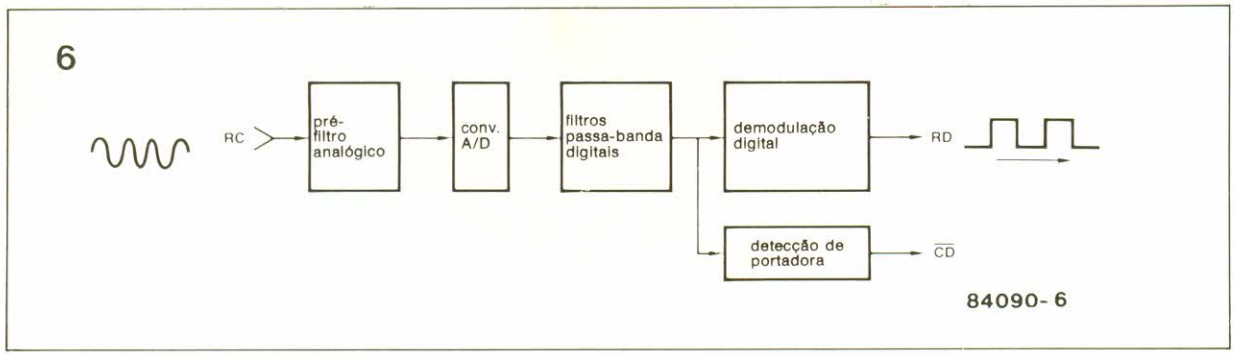


figura 6 — As várias subseções que constituem a etapa receptora.

Como todos os métodos usam uma ou mais portadoras, é preciso determinar cuidadosamente todas as freqüências. Os valores recomendados pelas normas V21 e V23 estão indicados na figura 3 — que mostra também as faixas ocupadas dentro do espectro utilizado em telefonia. A operação dúplex, a 300 baud, adota duas faixas ao redor de 1.080 e 1.750 Hz, com 200 Hz de separação entre "0" e "1" nos dois casos. Um dos canais transporta dados num sentido enquanto o outro encarrega-se do sentido inverso. No caso da norma V23, o canal principal foi centrado em 1.700 Hz e o retorno, em 420 Hz.

Isto é tudo o que precisamos saber sobre a transmissão via linha telefônica. Mas como é necessário ter um modem em cada extremidade da linha, vamos examinar esse dispositivo mais de perto, concentrado em um único integrado.

AM7910, modem de um CI

Como primeira orientação de projeto, digitalizou-se tudo

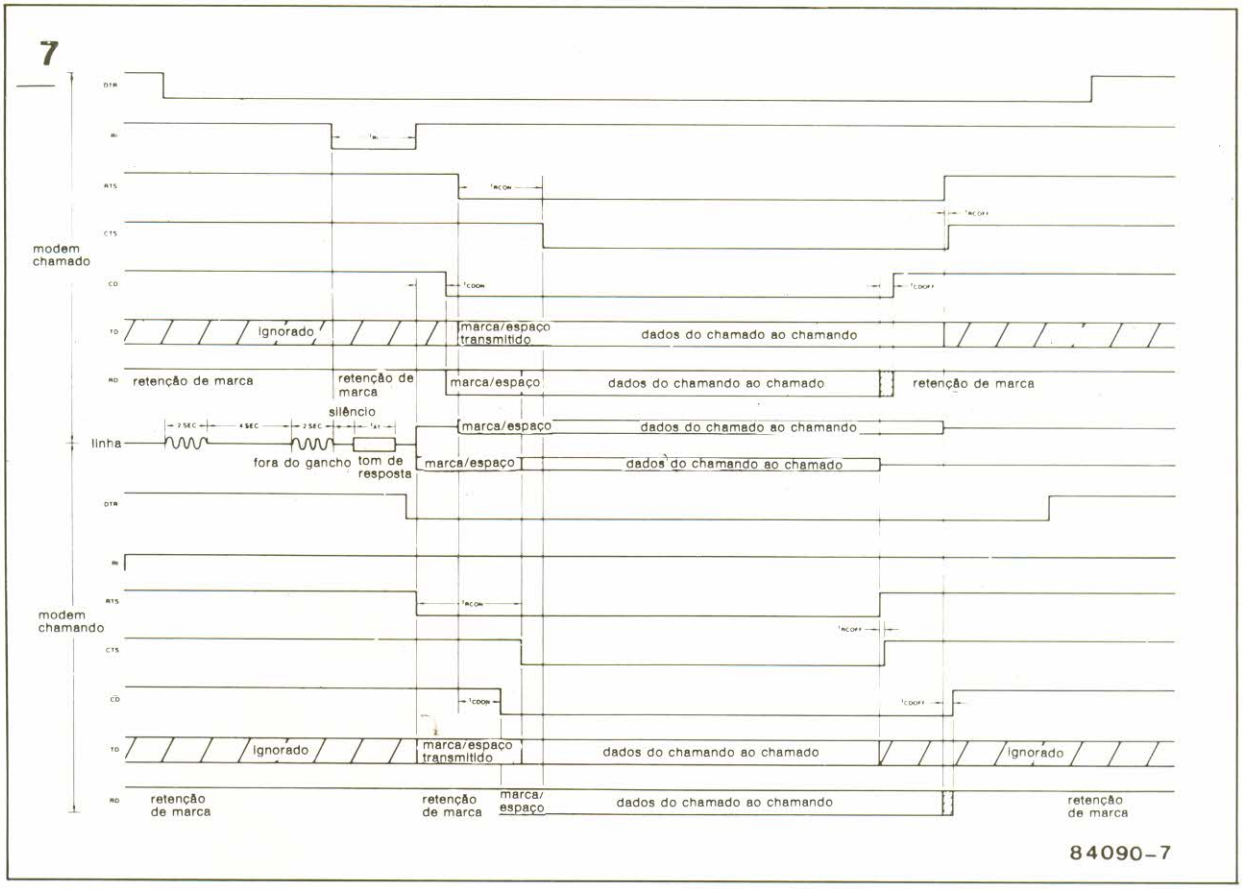


figura 7 — O diagrama de tempos do modem (neste caso, na modalidade V21) mostra todos os sinais em jogo e como se relacionam entre si.

o que foi possível nesse integrado, incluindo até mesmo a filtragem e a geração da portadora (no caso, uma senóide). O diagrama de blocos do componente pode ser visto na figura 4; como era de se esperar, ele contém as etapas transmissora e receptora, ambas controladas pelas seções de controle de interfaces e temporização.

O transmissor pode ser observado com maior detalhe na figura 5, onde os dados seriais são aplicados de um lado e saem pelo outro sob a forma de um sinal FSK, já pronto para ser enviado pela linha telefônica. Esses sinais devem ser senóides perfeitas, a fim de não atravancar a linha.

As senóides são produzidas digitalmente, em duas freqüências diferentes, e a comutação de uma para outra é feita somente na passagem por zero do sinal. O sinal FSK digital passa então por um filtro passa-banda digital, sendo depois entregue a um filtro analógico, através de um conversor D/A. Toda essa operação de filtragem é necessária para limitar o nível de potência aplicado à linha telefônica — que deve obedecer a certas regulamentações que visam reduzir a interferência.

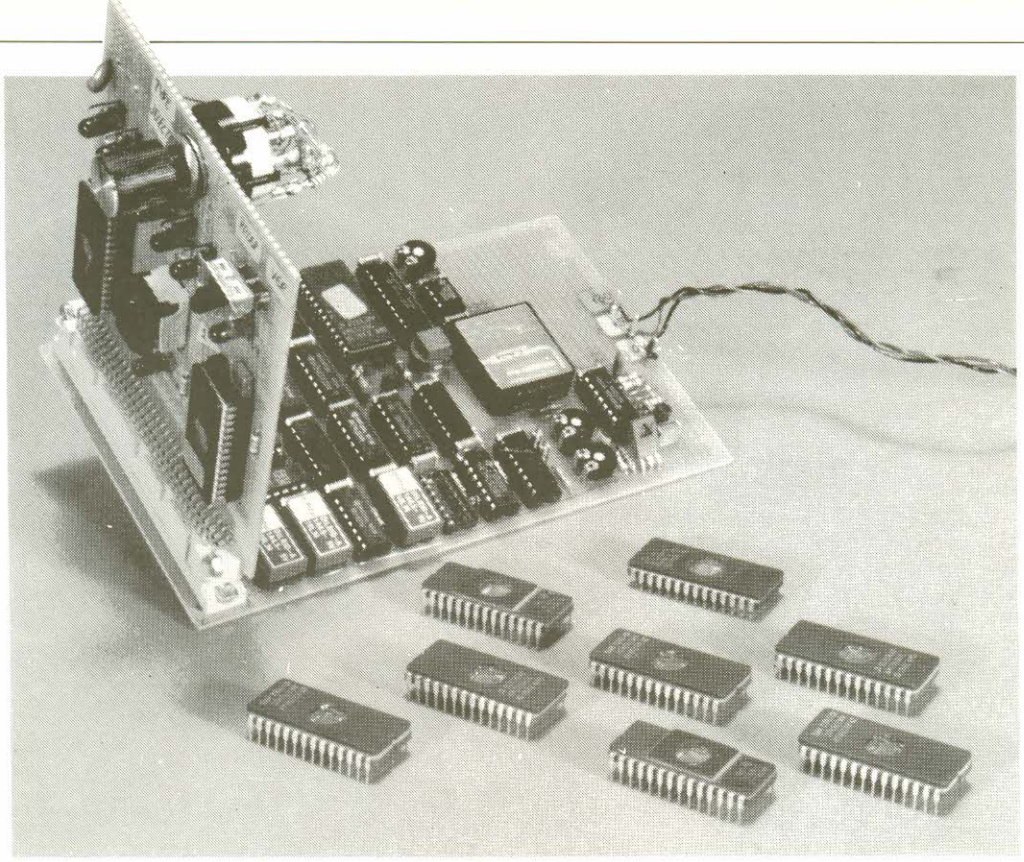
A etapa receptora do modem, que aparece na figura 6, reconverte os sinais FSK em digitais. O sinal que chega pela linha telefônica deve ser primeiramente aplicado a um filtro analógico, antes de passar por um conversor A/D — cuja "velocidade" (496 kHz) é excepcionalmente elevada, a fim de manipular as freqüências FSK, reduzindo o efeito de suas harmônicas mais altas. Os dois últimos estágios são um filtro digital passa-banda e um demodulador digital, após o qual permanecem apenas os dados originais. Um detector de portadora indica a presença ou ausência de dados.

Todo o "tráfego" entre o computador (ou terminal) e o modem é controlado pelo comando de interfaces, estágio que possui várias entradas (MCO...MC4), permitindo que o modem seja adequado às diversas normas existentes (tais como a V21 e a V23).

As precisas freqüências de tráfego são geradas pelo controle de temporização, que utiliza um cristal como referência. O diagrama de blocos indica claramente as linhas usadas para os canais principal e de retorno — necessários apenas para a norma V23 (1.200/75 baud), já que a V21 exige apenas o canal principal.

Uma importante característica desse integrado é seu recurso de auto-resposta, que permite ao modem responder automaticamente a uma chamada telefônica. O protocolo de comunicação entre o computador e o modem é muito importante e relativamente complexo, conforme nos mostra o diagrama de tempos da figura 7. O exemplo fornecido indica os vários sinais e relações criados pelo AM7910 operando na modalidade V21.

À primeira vista, pode não parecer necessária toda essa complexidade em um modem. Quando o conhecemos melhor, porém, percebemos que a complexidade é vital, ao assegurar que os dados sejam transferidos sem erros, mesmo com a presença de interferências na linha telefônica. Também é importante, além disso, que o modem não produza ruídos que afetem os demais usuários da rede telefônica.



Copiador de EPROM

verificador e duplicador universal de EPROMs

As memórias EPROM de diferentes capacidades e/ou fabricantes não são padronizadas quanto à pinagem, tensão de programação e algoritmo. O propósito do circuito aqui proposto é permitir que as EPROMs mais comuns (de 16 a 128 kbits) sejam copiadas pelo mesmo circuito. O operador precisa apenas especificar o tipo de EPROM a ser copiada e o circuito cuida, automaticamente, da pinagem, tensão de programação e sinais de controle exigidos pela memória.

baseado em uma idéia de R. Hasse

A programação ou duplicação de programas em memórias EPROM não é exatamente um processo complicado. Além de uma tensão de programação (de 21 ou 25 V), é apenas uma questão de fornecer os endereços, dados e sinais de controle corretos à EPROM em vista. Qualquer método que automatize esse processo será naturalmente benvindo, mas isso só poderá ser considerado seriamente se os dados já estiverem prontos, armazenados em algum outro lugar — no caso, em uma EPROM matriz, cujo programa será copiado.

O primeiro e mais importante requisito desse tipo de projeto está na habilidade de copiar todos os modelos de EPROM mais comuns. A capacidade da memória costuma ser indicada pelos dois ou três últimos números de seu código, mas as diferenças não param por aí: as pinagens também diferem de um tipo para outro. Em vários casos isso é inevitável, já que mais linhas de endereços são necessárias para cobrir maior área de memória. Os fabricantes, no entanto, no mais puro estilo da Lei de Murphy, evitaram padronizar também os sinais de controle e as tensões de programação.

Esse estado de coisas resultou, como é óbvio, na exigência de módulos separados de programação para cada tipo ou, então, num programador universal de preço bem "salgado". Insatisfeitos com a situação, os projetistas da Elektor procuraram e encontraram uma alternativa mais lógica e barata.

Tamanhos e tipos diferentes

A tabela 1 sumaria os tipos mais corriqueiros de EPROM e suas respectivas pinagens. Observe que a "velha" 2708 não foi incluída no grupo, pois difere muito das demais na exigência de três tensões de alimentação (+5 V, -5 V e +12 V); além disso, ela já foi descontinuada pelos fabricantes de memórias.

Como indica a tabela, essas EPROMs podem ser encontradas em invólucros de 24 ou 28 pinos. Note que se o encapsulamento de 24 termi-

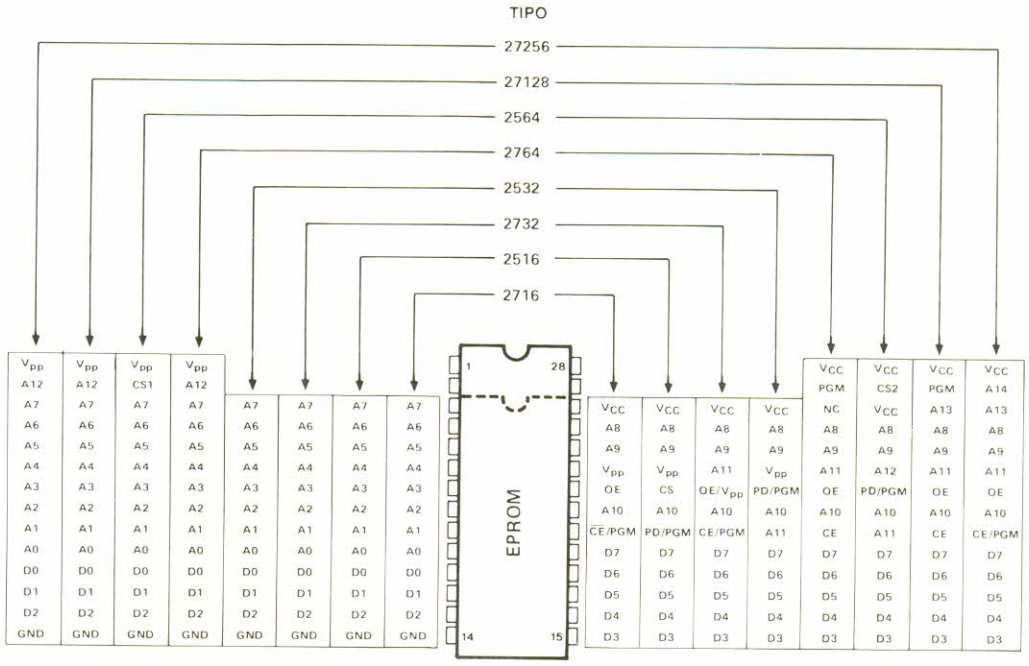


tabela 1 — A pinagem varia de acordo com o tipo de memória EPROM. A 27256 não pode ser copiada por este circuito, devido ao método diferente de programação requerido.

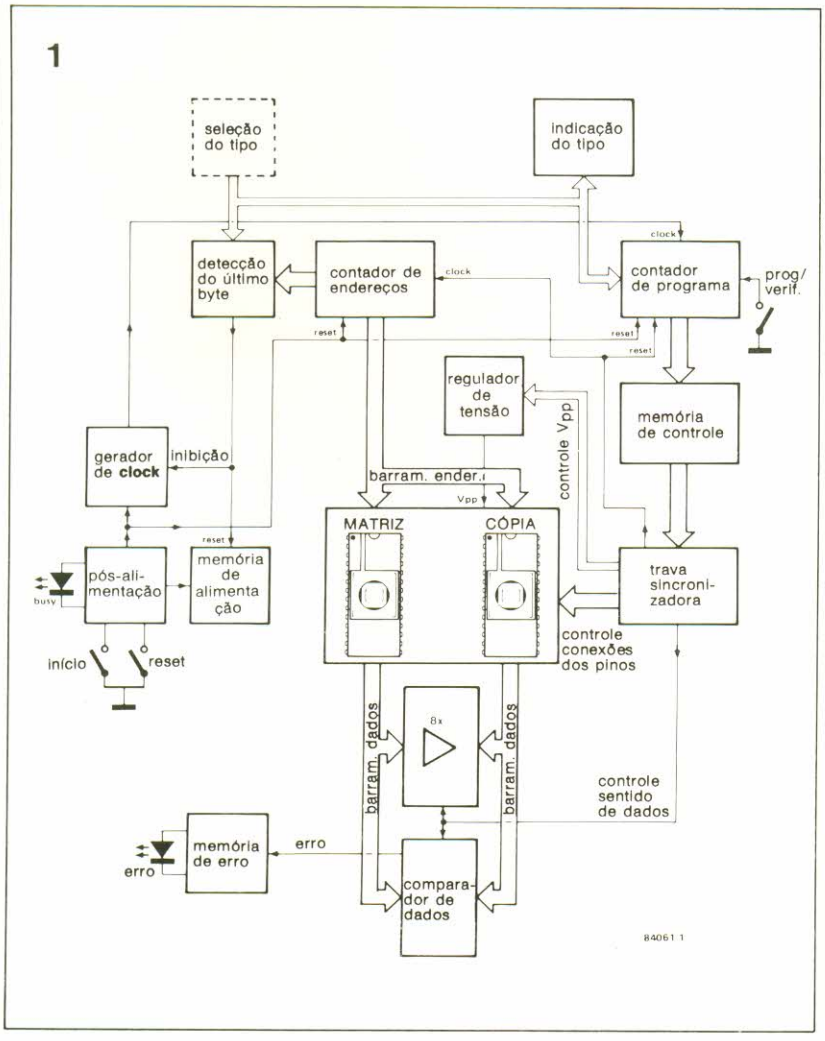


figura 1 — Diagrama de blocos do copiador de EPROMs. A memória de controle do circuito também é uma delas.

nais for sobreposto ao de 28, de forma que o pino 1 do primeiro coincida com o pino 3 do segundo, grande parte da pinagem vai permanecer a mesma. No total, porém, três pinos do invólucro de 24 e seis do invólucro de 28 exibem funções diferentes — cuja adaptação deve ser prevista pelo copiador, tanto para a EPROM matriz como para a cópia.

Os sinais de controle necessários foram reunidos na tabela 2. A numeração da primeira coluna refere-se aos pinos do encapuslamento de 28; para adequá-la ao de 24 pinos, basta diminuir duas unidades em cada número. Os sinais fornecidos prevêem as modalidades de programação e leitura.

A 27256 foi excluída também, porque exige uma técnica de programação diferente. Esse tipo de EPROM é programado através de gravações e checagens repetidas dos dados, que devem mostrar-se estáveis para que o processo siga em frente. Tal método inclui comandos condicionais de salto no algoritmo de programação, que é algo impossível de realizar com o circuito proposto.

Blocos e esquema

O diagrama de blocos do circuito está representado na figura 1, no coração do qual vê-se o estágio contendo a matriz e a cópia. Os soquetes especiais de alavanca em que vão montadas não foram diretamente acoplados aos barramentos de dados, endereços e sinais de controle: alguns circuitos auxiliares garantem a correta adequação de pinagem, em cada caso. Esses circuitos são comandados pela memória de controle, uma EPROM pré-programada.

A memória de controle encarrega-se de fazer a coordenação geral do sistema. Composta por uma única 2716, ela é programada visando entregar os sinais de controle corretos para cada tipo de EPROM — o qual, uma vez selecionado entre os relacionados na tabela 2, será "inserido" no circuito através de chaves de seleção. Com isso, endereça-se uma área específica da memória de controle (mais precisamente, a área contendo os sinais de controle apropriados ao tipo de EPROM escolhido). A relação do conteúdo aproximado dessa memória aparece na figura 2.

2

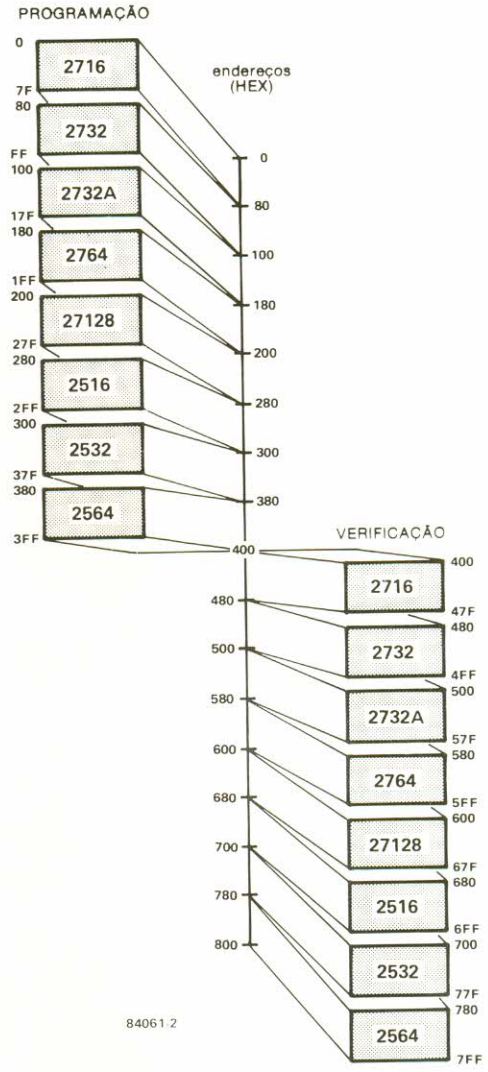


figura 2 — Sumário das localidades de memória em que fica armazenado o software de programação e verificação de tipos de memórias.

	2716		2732		2732A		2764		27128		2516		2532		2564	
	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM	RD	PGM
2	NC		NC		NC		A12		A12		NC		NC		$\overline{CS1}$	
	*	*	*	*	*	*	#	#	#	#	*	*	*	*	"0"	"0"
20	$\overline{CE}$/PGM		$\overline{CE}$/$\overline{PGM}$		$\overline{CE}$/$\overline{PGM}$		$\overline{CE}$		$\overline{CE}$		PD/PGM		A11		A11	
	"0"	⎍	"0"	⎍	"0"	⎍	"0"	"0"	"0"	"0"	"0"	⎍	#	#	#	#
22	$\overline{OE}$		$\overline{OE}$/V_{pp}		$\overline{OE}$/V_{pp}		$\overline{OE}$		$\overline{OE}$		$\overline{CS}$		PD/$\overline{PGM}$		PD/$\overline{PGM}$	
	"0"	"1"	"0"	+25	"0"	+21	"0"	"1"	"0"	"1"	"0"	"1"	"0"	⎍	"0"	⎍
23	V_{pp}		A11		A11		A11		A11		V_{pp}		V_{pp}		A12	
	"1"	+25	#	#	#	#	#	#	#	#	"1"	+25	"1"	+25	#	#
26	V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		N.C.		A13		V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}*	
	+5	+5	+5	+5	+5	+5	*	*	#	#	+5	+5	+5	+5	+5	+5
27	NC		NC		NC		$\overline{PGM}$		$\overline{PGM}$		NC		NC		$\overline{CS2}$	
	*	*	*	*	*	*	"1"	⎍	"1"	⎍	*	*	*	*	"0"	"0"
V_{pp}	25 V		25 V		21 V		21 V		21 V		25 V		25 V		25 V	

* = indiferente
entrada
= dinâmica

tabela 2 — Sumário dos pinos que variam de um tipo para outro e os sinais pedidos em cada caso. Para encapsulamentos de 24 pinos, os números da pinagem devem ser reduzidos em duas unidades.

3

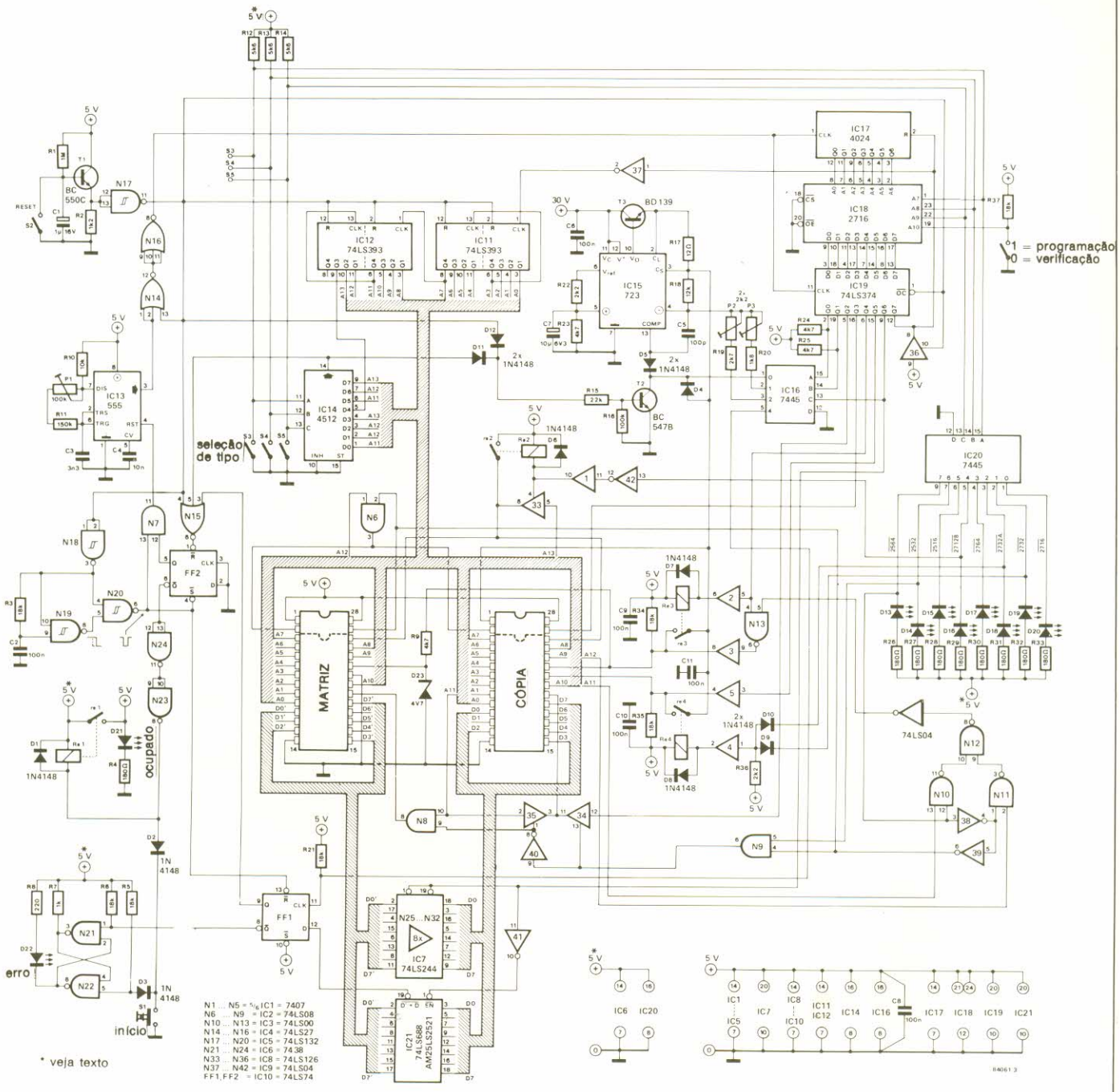


figura 3 — Esquema completo do copiador. O tipo de EPROM é especificado por meio de S3, S4 e S5.

Mas, além de acionar os circuitos auxiliares que determinam as várias pinagens, a memória de controle também ativa o regulador que fornece a tensão correta de programação, os *buffers* usados na transferência de dados entre matriz e cópia, e o comparador de dados. O bloco designado como "indicação" especifica o tipo de EPROM para a qual o circuito está preparado.

Uma segunda chave (prog/verif) define entre as operações de cópia e comparação, as quais tem início quando o botão de partida é pressionado e o gerador de *clock* entra em ação, produzindo um sinal de 1000 Hz. Este sinal deve ser bastante preciso, já que será usado como base para a geração dos pulsos programadores de 50 ms. Cada pulso de *clock* faz o contador de endereços da memória de controle avançar um passo — fazendo com que um programa seja percorrido em um byte, seja em cópia ou comparação.

Mesmo se a chave correspondente não estiver na posição de checagem, o circuito sempre efetuará uma comparação entre matriz e cópia, após a programação de cada byte. Se os dados não "baterem", será indicação de que algo errado aconteceu no

processo, tal como um apagamento deficiente da EPROM - cópia ou mesmo um defeito interno — o que provoca a paralisação imediata da duplicação. Se tudo estiver em ordem, por outro lado, a memória de controle prosseguirá incrementando o contador de endereços da matriz e da cópia, através de Q7. Simultaneamente, o contador de programa sofre um *reset* e todo o ciclo é repetido com o byte seguinte.

O contador de endereços está ainda ligado a um outro circuito, cuja tarefa é verificar o endereço instantâneo, em relação ao tipo de EPROM. Assim que é atingida a condição "último endereço + 1", esse circuito interrompe o gerador de *clock* e apaga o *LED* de "ocupado", indicando que o processo está encerrado.

Podemos passar, agora, para o esquema da figura 3, que representa o circuito inteiro do copiador de EPROMs. Como a maior parte das seções do diagrama anterior podem ser facilmente identificada aqui, vamos abordar apenas os estágios que ficaram de fora nas explicações já feitas.

Para evitar danos às EPROMs ao inseri-las nos soquetes, somente IC6 (N21... N24) e IC20 são ativados ao se ligar a alimentação. O integrado IC20 é alimentado logo de início para que seja possível selecionar o tipo de EPROM a ser programada — o que é feito mediante S3...S5 (seleção de tipo), que por sua vez vão ativar os LEDs indicadores D13... D20 através do próprio IC20. Essas três chaves poderão ser substituídas, se desejado, por uma chave rotativa como a da figura 4, simplificando a operação mais também tornando a montagem mais complexa; essa alteração fica, portanto, a critério de cada montador.

Selecionado o tipo de EPROM e alojadas as memórias nos soquetes, pode-se pressionar o botão de partida S1, que vai energizar o relé Re1, alimentando assim o restante do circuito. O estágio de pós-alimentação encarrega-se também de ligar os contadores de endereço e o gerador de *clock* no momento certo (o gerador de *clock* é ativado e desativado pelo flip-flop FF2).

4

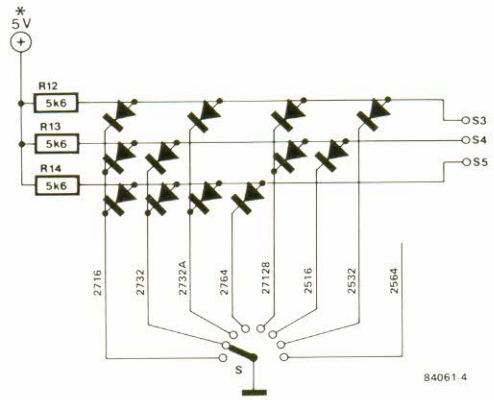


figura 4 — Embora envolva um bocado de trabalho a mais, este método permite selecionar mais facilmente o tipo de EPROM.

As duas tensões de programação são fornecidas pelo regulador de precisão IC15 e ajustadas por meio de P2 e P3. A EPROM de controle administra essas tensões através de suas saídas D0 e D1. As únicas conexões feitas diretamente às memórias são as que não variam de um tipo para outro; em contrapartida, foi preciso incluir um circuito auxiliar para comutar os pinos 2, 20, 22, 23 e 26.

O pino 2 vai ligado a A12 via N6 e, no caso da programação de uma 2564, esse ponto é levado para "O". O pino 20, por sua vez, é ligado a A11, sendo a matriz via N8 e a cópia via N35; esse pino também pode receber sinais de controle da saída D2, na memória de controle (variantes dos sinais CE e PGM).

O pino 22 da cópia é tratado de forma similar, exceto pelo fato de poder receber V_{pp}, via Re4, ou um sinal de controle, via N5. A saída em coletor aberto de N5 é capaz de manipular até 30 V, eliminando qualquer problema quando o relé é energizado. O pino 22 da matriz não precisa ser ligado a V_{pp}, ficando por isso aterrado.

O sinal aplicado ao pino 23 pode ser tanto V_{pp} (via Re3) como os sinais de endereçamento A11 ou A12, enviados por intermédio de N3 e N10... N13. Sempre que Re3 fecha seus contatos, D23 e R9 garantem que o pino 23 da matriz esteja com "1" lógico e não com V_{pp}.

O pino 26 pode ser conectado a Vcc, por Re2, ou a A13 via N33. Um sinal $\overline{PGM}$ ou $\overline{CS}$ é aplicado ao pino 27 e, como ambos são sinais de controle, evita-se problemas com a comutação de um para outro. O programa da memória de controle assegura que o sinal correto seja fornecido no momento exato.

O coração do circuito verificador é um comparador de dados (IC21). Os sinais em suas entradas D0...D7 são comparados com os existentes em D0'... D7'. Se esses dois bytes de dados forem diferentes entre si, um nível "1" será levado a FF1 e este flip-flop irá então acender o LED de erro. Ao mesmo tempo, FF2 vai paralisar o gerador de *clock* e logo após a alimentação será dasativada, através de Re1. O LED de erro permanecerá aceso, já que N21... N24 não são alimentadas por esse relé. Nessas condições, pode-se tentar copiar os dados uma segunda vez, mas isto normalmente vai resultar numa nova indicação de erro; o remédio mais lógico, então, consiste em apagar a cópia novamente.

Montagem e callbração

O circuito contém quatro relés e três deles não precisam suportar correntes elevadas, já que simplesmente comutam as tensões de programação. Pequenos relés DIP, para montagem em circuito impresso, podem desempenhar essa função sem problemas, desde que suas bobinas sejam alimentadas com 5 V e tenham uma resistência de pelo menos 125 ohms (pois suas portas excitadoras são capazes de drenar, no máximo, 40 mA, com a saída em "O").

HEXDUMP: D000.D7FF

```
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
D000: 63 21 21 21 21 21 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D010: 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D020: 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D030: 25 25 25 25 25 25 25 25 63 63 63 63 63 43 40 E3

D080: 77 35 35 35 35 35 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31
D090: 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31
D0A0: 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31 31
D0B0: 31 31 31 31 31 31 31 31 77 77 77 77 53 50 53 F7

D100: 77 36 36 36 36 36 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D110: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D120: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D130: 32 32 32 32 32 32 32 32 77 77 77 77 53 50 53 F7

D180: 7B 3A 3A 3A 3A 3A 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D190: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D1A0: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D1B0: 32 32 32 32 32 32 32 32 7B 7B 7B 7B 7B 5B 58 FB

D200: 7B 3A 3A 3A 3A 3A 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D210: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D220: 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32 32
D230: 32 32 32 32 32 32 32 32 7B 7B 7B 7B 7B 5B 58 FB

D280: 63 21 21 21 21 21 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D290: 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D2A0: 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25 25
D2B0: 25 25 25 25 25 25 25 25 63 63 63 63 63 43 40 E3

D300: 63 21 21 21 21 21 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01
D310: 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01
D320: 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01
D330: 01 01 01 01 01 01 01 01 63 63 63 63 63 63 63 43

D380: 77 35 35 35 35 35 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15
D390: 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15
D3A0: 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15
D3B0: 15 15 15 15 15 15 15 15 37 77 77 77 77 57 54 F7

D400: 63 43 40 E3

D480: 77 53 50 F7

D500: 77 53 50 F7

D580: 7B 5B 58 FB

D600: 7B 5B 58 FB

D680: 63 43 40 E3

D700: 63 43 40 E3

D780: 77 57 54 F7
```

tabela 3 — O programa guardado na memória de controle é dado neste dump *hexadecimal. Foram previstas grandes margens de segurança, particularmente quanto aos tempos de comutação do relé; assim, se desejado, o tempo de execução pode ser consideravelmente reduzido.*

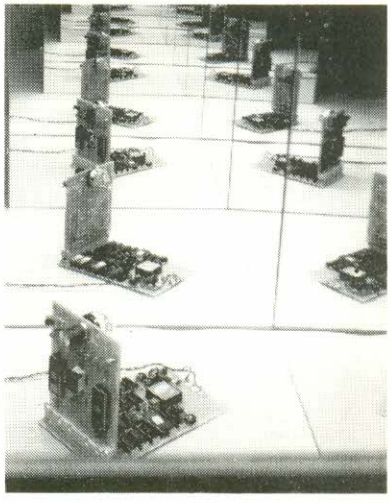
A alimentação geral do circuito é chaveada por Re1, como já vimos. Esse relé, portanto, deve ser capaz de suportar pelo menos 0,5 A; além disso, ele é excitado por N23, que pode drenar até 24 mA. Caso essa corrente seja considerada baixa demais, pode-se substituir o 74LS38 por um 7438, na posição de IC6 — pois, como se sabe, uma porta TTL comum aceita cargas duas vezes superiores à de uma TTL-LS. É preciso apenas ter o cuidado de ligar IC6 e IC20 diretamente à fonte, deixando os demais CIs sob o controle de Re1.

Os +30 V de onde são retiradas as tensões de programação devem devidamente filtrados. Mas, como pouquíssima corrente é necessária nesse caso, um pequeno capacitor, de apenas 100 µF, será mais que suficiente.

Por fim, o circuito deve ser ajustado em três pontos diferentes. Em primeiro lugar, o gerador de *clock*, que precisa ser calibrado em 1000 Hz através de P1 (um frequencímetro é indispensável nessa operação). Preparando-se o copiador para programar uma 27128, através de S3... S5, ele irá funcionar durante 16 minutos — que é tempo de sobra para o ajuste dessa frequência.

Em seguida, é preciso ajustar as tensões de programação, o que deve ser feito removendo-se IC19 temporariamente do soquete, assim como as memórias matriz e cópia. Impõe-se então um nível baixo aos pinos 9 e 19 desse integrado (bastando ligá-los, com um pedaço de fio, ao pino 10), e a tensão de programação de 21 V já pode ser calibrada, por meio de P2; para isso, basta medi-la no pino 3 de IC15.

A segunda tensão pode ser ajustada da mesma forma. Aterra-se agora os pinos 2 e 19 no soquete de IC19 e calibra-se P3 até que sejam obtidos 25 V no pino 3 de IC15. Basta então devolver IC19 ao seu soquete e o circuito está pronto para uso. ⏮



Como simular indutores — e por que

O princípio do *gyrator* foi teorizado há mais de 30 anos, embora seja raramente aplicado na prática. No entanto, pode ser usado para simular indutâncias com valor e fator de mérito elevados (10 mil henries com Q=100, por exemplo), ocupando um volume muito menor que o das bobinas "reais". Vejamos então seus fundamentos teóricos e também alguns circuitos práticos, que todos poderão montar e testar.

Para entender e utilizar os conversores de impedância (ou *gyrators,* como são conhecidos em inglês), é preciso ter alguma base teórica sobre sua operação. O circuito básico consiste em dois amplificadores (figura 1), com a entrada de um ligada à saída do outro, sendo um inversor e o outro não. A transcondutância do amplificador A é dada por

$$s_1 = -g_1 \ (A/V)$$

e a do amplificador B por

$$s_2 = g_2 \ (A/V).$$

Isto significa que, se o amplificador A for excitado com uma tensão de v1 volts, irá fornecer uma corrente de -g1.v1 ampéres; em outras palavras, vai drenar uma corrente de g1.v1 (A). Ainda com referência à figura 1, está claro que as tensões e correntes podem ser definidas pelas fórmulas

$$i_2 = g_1 \cdot v_1 \qquad \text{(amp. A)}$$

$$i_1 = g_2 \cdot v_2 \qquad \text{(amp. B)}$$

onde g1 e g2 são as chamadas constantes de conversão (*gyration constants,* em inglês), normalmente idênticas (g1 =g2 =g). Em certos casos, emprega-se o termo "resistência de conversão", dado por

$$R = \frac{1}{g}$$

Na figura 2 podemos ver o símbolo padronizado para os *gyrators*.

O próximo passo consiste em ligarmos uma impedância a um dos pares de terminais (Z1, que aparece tracejada na figura 2). Nesse caso, a razão entre v1 e i1 é dada pela fórmula:

$$v_1 = i_1 \cdot Z_1.$$

Das fórmulas já vistas, sabemos que a tensão e a corrente no outro par de terminais são definidas por

$$i_2 = g_1 \cdot v_1,$$

e

$$v_2 = \frac{i_1}{g_2}.$$

Isto significa que a impedância "vista" nesses terminais é:

$$Z_2 = \frac{v_2}{i_2} = \frac{i_1/g_2}{g_1 \cdot v_1} =$$

$$\frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1}. \qquad (1)$$

Aplicações do conversor de impedâncias

Sua mais importante aplicação, na prática, é a simulação de indutores, para utilização em circuitos ressonantes LC e circuitos semelhantes. Assim, se a impedância Z1, na figura 2, for uma capacitância pura, teremos:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C},$$

que, substituída na fórmula (1), nos dará a impedância virtual sobre o segundo par de terminais:

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} \cdot g_1 \cdot g_2} =$$

$$j\omega \frac{C}{g_1 \cdot g_2}. \qquad (2)$$

Traduzindo em palavras: se uma capacitância for ligada a um dos pares de terminais, o outro par irá se comportar como se uma indutância esti-

1

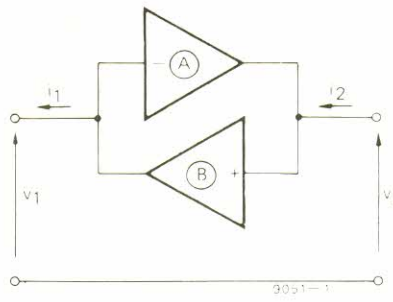


figura 1 — Diagrama de blocos para um circuito básico de gyrator, composto por dois amplificadores, sendo um inversor e outro não inversor.

2

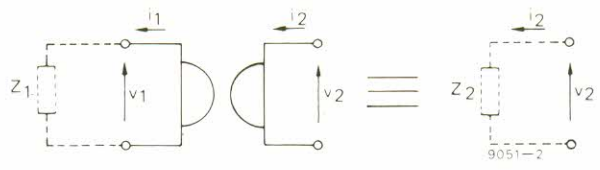


figura 2 — Símbolo padronizado de um conversor, cuja função é converter a impedância Z1, sobre um par de terminais, em outra impedância virtual (Z2), diferente, sobre o segundo par de terminais.

como simular indutores — e por quê

vesse acoplada a ele — com um valor, em henries, equivalente à capacitância (em farads) dividida pelo produto das constantes de conversão. Estas, por sua vez, são iguais às transcondutâncias dos dois amplificadores, o que nos leva à interessante conclusão de que quanto menor o valor do g, tanto maior será o valor da indutância simulada.

Podemos ver, na figura 3a, como é possível simular um circuito LC paralelo em ressonância. Nesse caso, os resistores R1 e R2 representam, cada um, a conexão em paralelo dos componentes resistivos da impedância de entrada de um amplificador e da impedância de saída do outro (além da resistência de fuga do capacitor, normalmente desprezível).

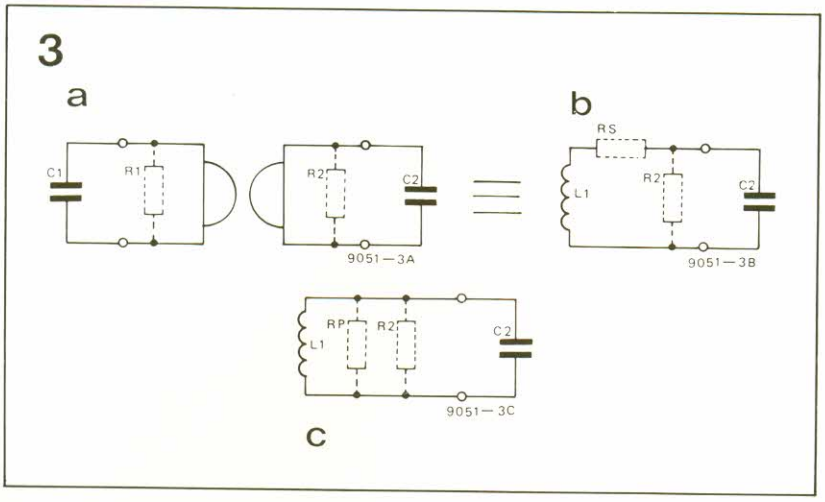


figura 3 — A mais importante aplicação prática de um gyrator: simular um circuito LC paralelo em ressonância (fig. 3b e 3c), mediante um indutor simulado e dois capacitores (fig. 3a).

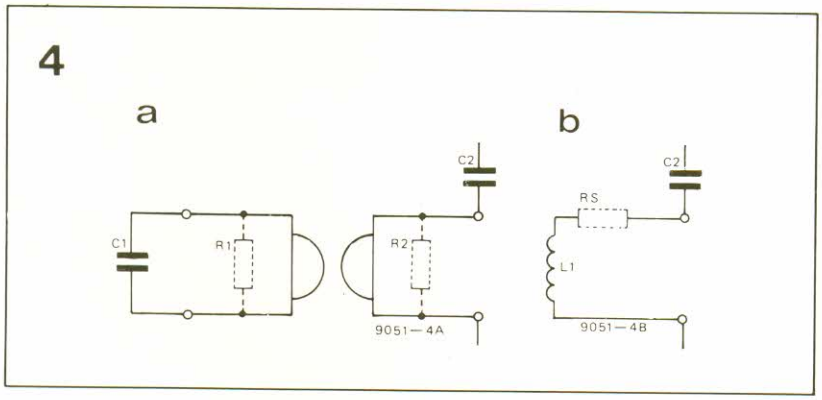


figura 4 — Da mesma forma, um circuito ressonante série (4b) pode ser simulado com um gyrator e dois capacitores (4a).

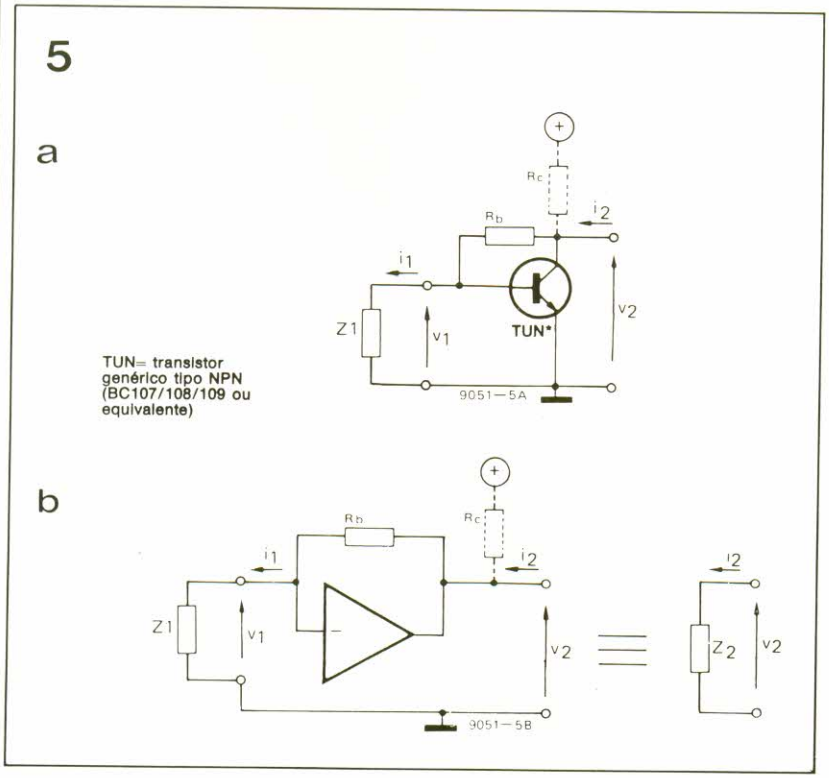


figura 5 — Circuito básico (5a) e diagrama de blocos (5b) de simulador com um só transistor genérico.

Partindo da fórmula geral de conversão (1), podemos provar que esse circuito é equivalente ao da figura 3b; este, por seu turno, equivale ao da figura 3c, desde R1 e R2 tenham, no circuito original, valores suficientemente elevados em comparação com a impedância de C1 e C2, na frequência de operação.

Os componentes da fig. 3a dão origem aos da fig. 3c pelas fórmulas:

$$L_1 = \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2};$$

$$R_p = \frac{C_1}{C_2} \cdot R_1;$$

$$R_2 = R_2;$$

$$C_2 = C_2$$

Esses valores permitem então calcular a frequência de ressonância (fo) e o fator de méritoi (Q) do circuito:

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{g_1 \cdot g_2}}};$$

$$Q = 2\pi f_O C_2 \cdot \frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} =$$

$$\frac{R_p \cdot R_2}{R_p + R_2} \cdot \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2 C_1}{C_2}}$$

Na prática, podemos geralmente fazer g1 = g2 = g e C1 = C2 = C, obtendo as seguintes fórmulas simplificadas:

$$f_O = \frac{g}{2\pi C} \qquad (3)$$

$$Q = g \cdot \frac{R_i \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad (4a)$$

E se, além disso, R1 = R2 = R, a fórmula 4a poderá ser ainda mais simplificada:

$$Q = \tfrac{1}{2} g \cdot R \qquad (4b)$$

Resumindo...

Quando uma impedância (Z1) é ligada a um dos pares de terminais de um *gyrator*, uma impedância virtual (Z2)

aparece no outro par de terminais:

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \qquad (1)$$

Se a impedância Z1 for de uma capacitância pura (C1) e se g1 = g2 = g, a impedância virtual Z2 terá comportamento indutivo:

$$Z_2 = j\omega \frac{C_1}{g_1 \cdot g_2} = j\omega \frac{C_1}{g^2} \qquad (2)$$

o que também pode ser escrito desta forma:

$$L_2 = \frac{C_1}{g^2} \qquad (2a)$$

Se outro capacitor (C2) for conectado ao segundo par de terminais, o resultado será um circuito sintonizado paralelo tipo LC. Caso g1 =g2 =g, C1 = C2 = C e as impedâncias de entrada e saída (R1 e R2) sejam iguais, a frequência de ressonância e o fator de mérito são dados por:

$$f_O = \frac{g}{2\pi C} \qquad (3)$$

$$Q = \tfrac{1}{2} g \cdot R \qquad (4b)$$

Sem a necessidade de cálculos adicionais, podemos deduzir que esses parâmetros, no caso de um circuito sintonizado série (figura 4), podem ser obtidos com as mesmas fórmulas.

Ficou óbvio, pelo que vimos até aqui, que as impedâncias de entrada e saída dos amplificadores devem ser tão altas quanto possível, a fim de obtermos um alto fator de mérito. A transcondutância também deve ser elevada, se queremos um Q razoável; entretanto, isto poderá levar a uma alta frequência de ressonância, se não forem usados capacitores de grande valor.

Um simples cálculo mostra que para termos, digamos, Q =1000 e fo = 100 Hz, a constante de conversão (ou transcondutância) deve ser g = 2.10^{-3} — se as impedâncias de entrada e saída, em paralelo, forem consideradas como 1 megohm — e os capacitores C1=C2 = 30µF. Se tais capacitores forem eletrolíticos, sua resistência de fuga equivalente poderá exceder o valor de impedância assumido (1 M Ω); dessa forma, será preciso estabelecer um valor ainda mais elevado para g e, consequentemente, para os capacitores, e assim por diante.

Vista a teoria do *gyrator,* vamos analisar agora alguns exemplos práticos.

Um simulador a transistor

Embora poucas vezes reconhecido como tal, o circuito da figura 5 é usado regularmente para a simulação de indutâncias. O circuito básico aparece na fig. 5a e diagrama simbólico, na fig. 5b, sendo claramente um *gyrator* assimétrico. O transistor atua como o amplificador inversor, com uma constante de conversão igual a:

$$g_1 = \frac{i_2}{v_1} = S \approx 40 I_C$$

Por outro lado, o resistor entre base e coletor (Rb) funciona como "amplificador" não inversor, com a seguinte constante de conversão:

$$g_2 = \frac{i_1}{v_2} \approx \frac{1}{R_b}$$

A segunda aproximação, em ambos os casos, foi feita assumindo-se v2 muito maior

como simular indutores — e por que

figura 6 — O gyrator da fig. 5 em uma de suas aplicações práticas: filtrar a linha de alimentação de um pré-amplificador. A impedância do estágio dentro da linha tracejada equivale à de uma indutância de 250 H!

6

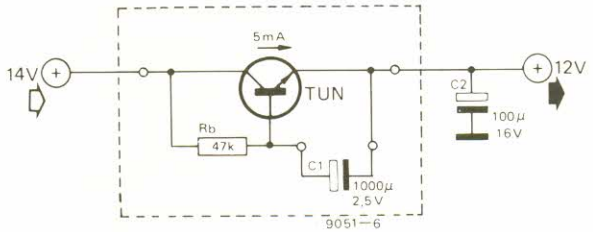
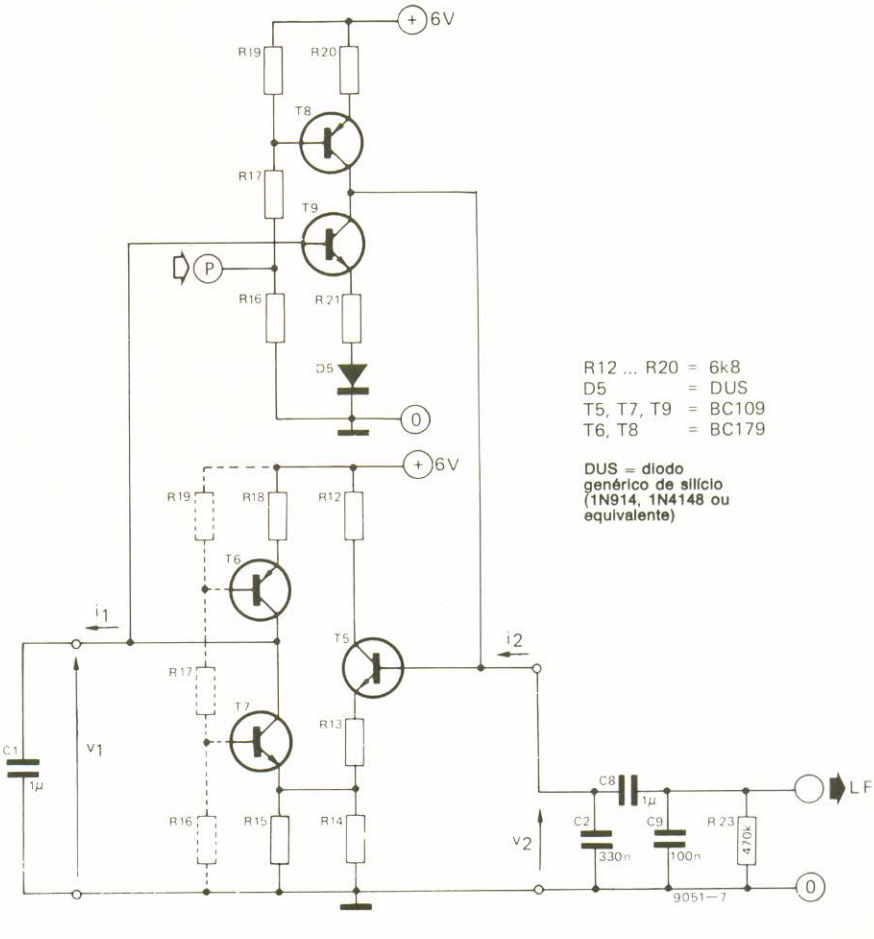


figura 7 — Circuito de um simulador usado para sintetizar percussão. Aplicando-se um pulso breve à entrada P, surge uma senóide amortecida de 30 Hz na saída, imitando o som de um bumbo.

7



que v1, caso bastante comum na prática. Portanto, a conversão de impedância é definida, nesse caso, como

$$Z_2 = \frac{1}{g_1 \cdot g_2 \cdot Z_1} \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1}$$

Uma aplicação prática desse simulador pode ser vista na figura 6 — caso em que a transcondutância é calculada por aproximação:

$$S \approx 40 I_C \approx 200 \cdot 10^{-3}\ A/V,$$

de modo que a impedância virtual do estágio representado dentro da linha tracejada resulte em:

$$Z_2 \approx \frac{R_b}{S \cdot Z_1} \approx$$

$$j\omega \cdot \frac{47 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^2} \approx j\omega \cdot 250$$

Em outras palavras, ele atua uma bobina com uma indutância de 250 H! Acrescentando o capacitor C2 na saída, obtemos um filtro passa-baixas com uma frequência de corte em torno de 0,3 Hz. Em resumo, é um ótimo filtro para a linha de alimentação de pré-amplificadores, por exemplo. Seu fator de mérito é bastante baixo, como era de se esperar (Q≈1, teoricamente), tornando-o inadequado a qualquer outra aplicação.

Um simulador de percusssão

O tipo de *gyrator* utilizado em circuitos sintetizadores de percussão é consideravelmente mais complexo (veja a figura 7). Nesse exemplo, a função de amplificador inversor é desempenhada por T9, cuja carga de coletor é representade por uma fonte de corrente (T8), fornecendo uma simples constante de conversão:

$$g_1 = \frac{i_2}{v_1} = \frac{1}{R_{21} + r_d + r_e},$$

onde rd e re são as resistências dinâmicas (isto é, em CA) do diodo D5 e do emissor de T9, respectivamente. Essas impedâncias são determinades pela corrente que atravessa T8 e T9, que é de 0,2 mA, aproximadamente; portanto

$$r_e \approx r_d \approx \frac{1}{40I} \approx 125\Omega,$$

e

$$g_1 \approx \frac{1}{7 \cdot 10^3} \approx 1.4 \cdot 10^{-4}$$

O amplificador não inversor é composto pelo par T5/T7 (um amplificador diferencial), com a fonte de corrente T6 atuando como impedância de coletor de T7. A constante de conversão (g2) é estabelecida, nesse caso, por R13, re (T5) e re (T7), que exibem quase os mesmos valores de R21, rd e re (T9) das fórmulas anteriores. Partindo desse fato, chegamos a

$$g_2 \approx g_1 = g \approx 1.4 \cdot 10^{-4},$$

resultando em um capacitor de 220 µF que, ligado a um dos lados do circuito, é "convertido" em uma indutância de 10 mil henries do outro lado!

Esse simulador, em particular, possui certas características muito desejáveis. Em primeiro lugar, é simétrico (g1 = g2 = g), como já vimos; além disso, o equilíbrio em CC é mantido ao longo de uma extensa gama de tensões de alimentação, dispensando qualquer ajuste, e tem um consumo de corrente reduzido (cerca de 2 mA, para uma alimentação de 6 V). Por fim, seu desempenho é devido principalmente à proximidade entre os valores práticos dos resistores de 6,8 k; isto quer dizer, por exemplo, que se todos eles tiverem valores 5% superiores ao nominal, o desempenho não será afetado.

No caso específico da figura 7, foram acrescentados os capacitores C1 e C2, de forma a criar um circuito ressonante e obter o efeito de um bumbo (ou seja, um som grave e profundo). Excitado por um pulso em sua entrada P, o circuito fornece uma senóide amortecida, cuja frequência pode ser calculada por (veja a figura 8):

$$f_0 \approx \frac{g}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}} \approx 32\ Hz$$

O fator de mérito do circuito ressonante vai depender do ganho em corrente dos transistores adotados, podendo variar entre 60 e 200. Observe, porém, que na figura 7 foi adicionado mais um resistor amortecedor (R23), baixando o Q para 10, aproximadamente.

É interessante notar também que, nesse exemplo específico, o coletor de T5 pode ser usado como uma saída de impedância relativamente baixa, sem que o fator de mérito seja afetado; além disso, a base de T7 pode ser utilizada como entrada. Como esses dois pontos estão em fase, um resistor de 100 k (por exemplo) ligado entre eles fará o circuito oscilar. Temos assim um oscilador LC, cuja frequência é determinada por C1 e C2.

8

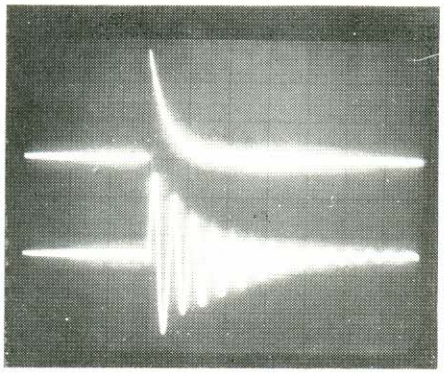


figura 8 — Foto obtida de uma tela de osciloscópio, mostrando o simulador de percussão atuando. O traço superior é o pulso aplicado à entrada e o inferior, a saída resultante (escalas de 50 ms/div e 200 mV/div).



conclusão

pré-amplificador + controle remoto

T. Meyrick

Como já vimos na primeira parte, este é um pré-amplificador de alta qualidade, incluindo a inusitada característica de um circuito de controle, que pode ser empregado como unidade remota. O pré foi abordado no mês passado; neste, veremos o amplificador de controle, juntamente com os detalhes de montagem e interligação.

Sabemos que o estágio do pré-amplificador e seletor de entrada possui uma baixa impedância de saída (veja Elektor nº 5), combinada a um nível de sinal que o torna capaz de aceitar sem problemas longas extensões de cabo blindado, além de criar as condições necessárias para a excitação de um controle de tonalidade Baxandall. Assim, no projeto do amplificador de controle, foi preciso levar em conta as seguintes considerações:

— A impedância aplicada à sua entrada é baixa e de valor conhecido, um dado de grande utilidade;

— A alimentação terá que ser feita com uma fonte "fantasma" (veja a primeira parte), o que complica as coisas;

— O sistema deverá ser pequeno, para que possa ser utilizado em uma caixa de dimensões reduzidas, que caiba na palma da mão — o que restringe de saída o uso de componentes volumosos (tais como eletrolíticos, por exemplo).

Assumindo que o amplificador de controle deve ter os recursos necessários a um equipamento semiprofissional, os comandos requeridos são:

— controle de volume logarítmico, sem "contorno";

— controle de balanço que proporcione uma energia total constante;

— controle de "sensação" ou "amplitude" estéreo, proporcionando um ajuste contínuo de mono a estéreo ampliado, passando pelo estéreo real;

— controles de tonalidades simétricos, operando nas faixas inferior dos graves e su-

Tabela 1 — Desempenho

PRÉ-AMPLIFICADOR

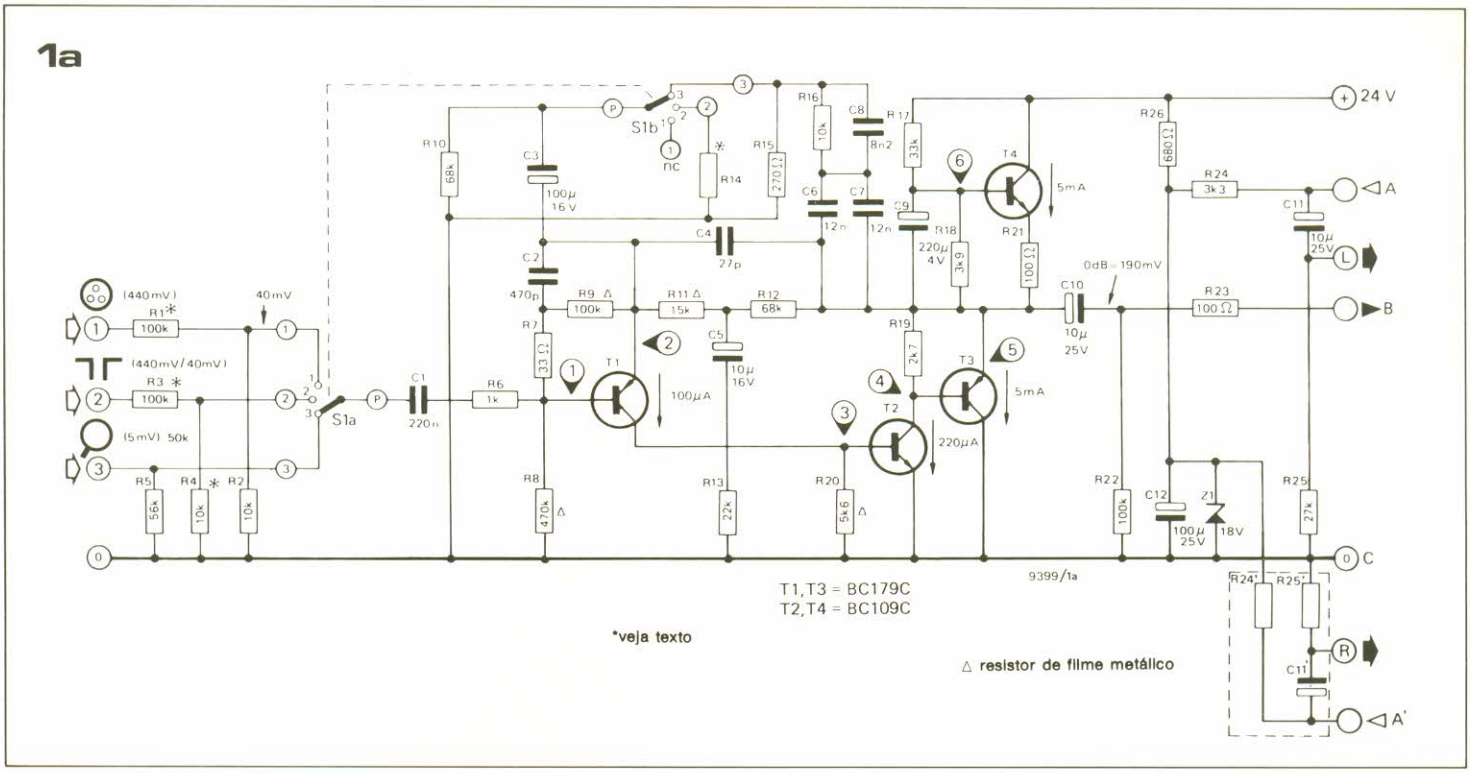
nível de saída: 190 mV (nominal)
4,5 V (máximo)
sensibilidade de entrada:
entr. 1 — 40...1500 mV*
entr. 2 — 0,5...1500 mV*
entr. 3 — 1,25...9 mV*
*podem ser ajustadas para cada entrada (veja texto)

AMPLIFICADOR DE CONTROLE

nível de saída: 400mV (nominal)
1V (máximo)
sensibilidade de entrada: 190 mV (nominal)
controle de agudos: ± 10 dB a 12,5 kHz
controle de graves: ± 12,5 dB a 63 Hz

GLOBAL

distorção: ≤0,1% a 1 V de saída
≤0,03% a 400 mV de saída
relação sinal/ruído:
entrada fono — >95 dB
outras entradas — >100 dB
máxima extensão do cabo até o controle remoto: 9 metros



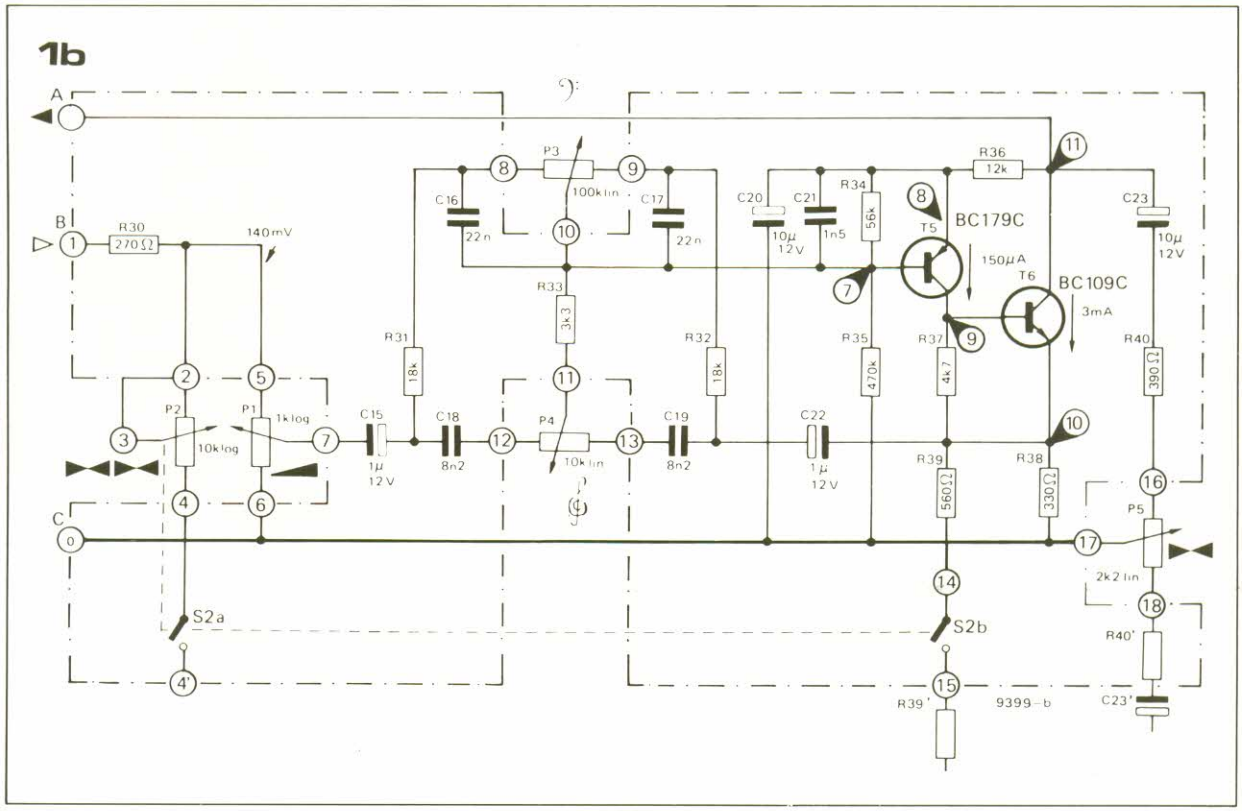


figura 1 — Esquema completo do PRECO para um canal. Em (a) vemos o pré/seletor de entrada e em (b), o amplificador de controle.

perior dos agudos, com a finalidade de ser mais "útil" que "eficiente".

O amplificador de controle

O circuito completo de um canal está representado na figura 1b (na fig. 1a repetimos o circuito do pré, já descrito na edição passada). O coração do sistema é composto pelos dois transistores, sendo um amplificador de tensão PNP (T5) que tem como carga *bootstrap* um amplificador de corrente NPN (T6).

A corrente de coletor de T5 é estabelecida pelo valor de R37, já que a queda de tensão sobre esse resistor é de 700 mV — fixando aquela corrente em 150 µA e evitando, assim, o ruído excessivo de baixa frequência (1/f), além de proporcionar um bom casamento de impedâncias com o controle de tonalidade.

A tensão CC no emissor de T5 é determinada pela razão entre R34 e R35 (novamente, a tensão sobre R34 é praticamente constante); com os va-

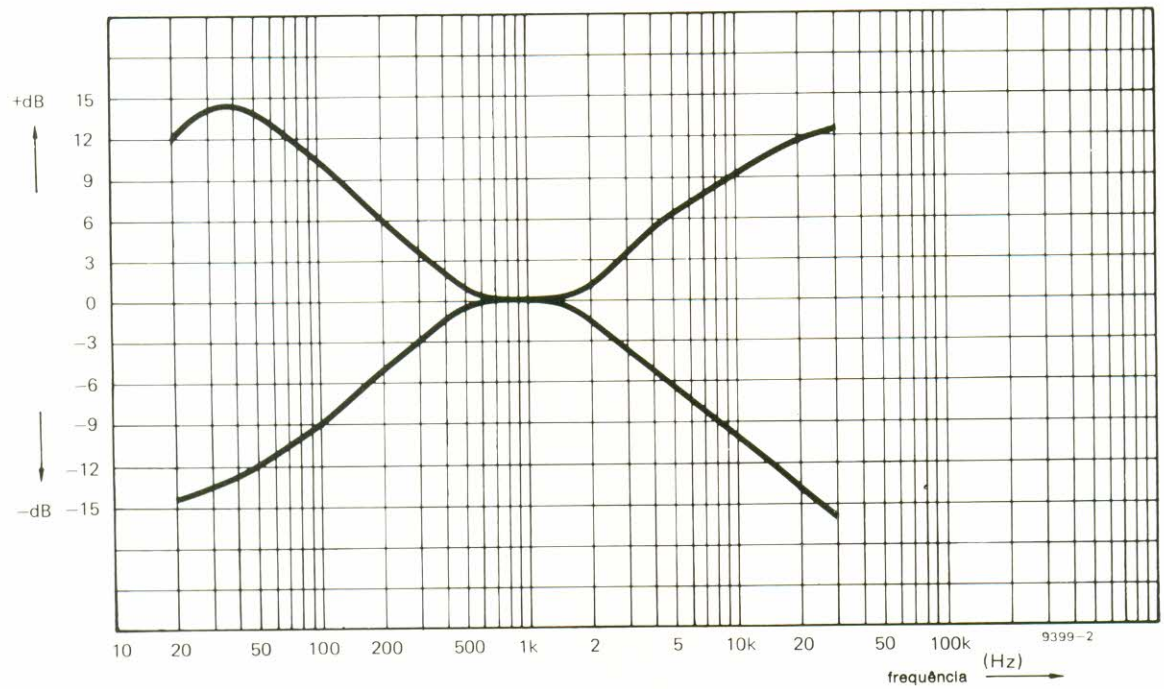


figura 2 — Característica do controle de tonalidade, com os comandos nas posições extremas.

lores sugeridos, essa tensão atinge 5 V, aproximadamente. A tensão no coletor de T6 tem cerca de 2 V a mais, sendo dada pela queda de tensão em R36.

O último ajuste em CC é o da corrente de coletor em T6, determinada pela queda sobre R24 e pelo valor desse resistor (localizado na fonte fantasma, fig. 1a). Com os valores adotados, obtém-se uma queda de 10 V sobre um resistor de 3,3 k — ou seja, 3 mA de corrente.

O ganho em malha aberta do par de transistores, medido entre a base de T5 e o emissor de T6, pode ser estimado a partir de alguns cálculos simples. Começa-se determinando a transcondutância de T5 (isto é, a corrente de coletor dividida pela tensão base-emissor, com pequenos sinais), utilizando a própria corrente de coletor; uma boa aproximação seria fazer 40 x $I_{C(T5)}$ = 6 mA/V. Em seguida, calcula-se a impedância de carga do coletor, que é obtida multiplicando-se R38 pelo ganho em corrente (em pequenos sinais) de T6; em números, temos aproximadamente 150 x 330 ohms ≙ 50 k. O ganho em malha aberta, então, será dado pelo produto da trans-

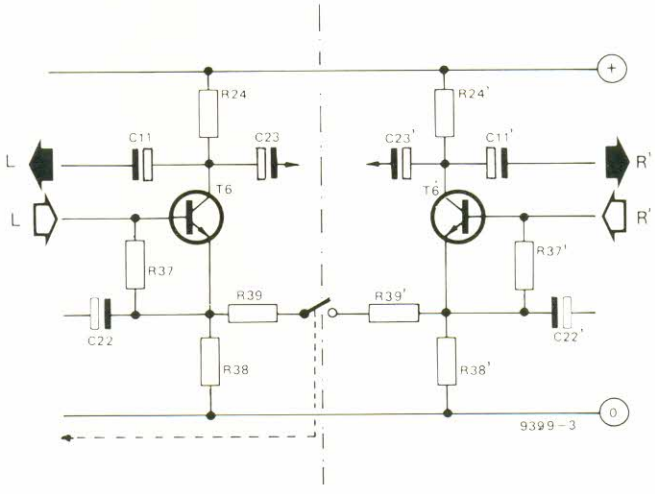


figura 3 — Detalhe do controle de amplitude estereofônica.

Tabela 2 — Escolha de sensibilidade

R1,R1'	R2,R2'	R3,R3'	R4,R4'	R14,R14'	sensibilidade de entrada	
					entr. 1	entr. 2
100 k	4k7	100 k	4k7	∞	880 mV	880 mV
100 k	10 k	100 k	10 k	∞	440 mV	440 mV
100 k	22 k	100 k	22 k	∞	220 mV	220 mV
56 k	56 k	56 k	56 k	∞	80 mV	80 mV
0	100 k	0	100 k	∞	40 mV	40 mV
—	—	0	3k3	3k3	—	5 mV

4

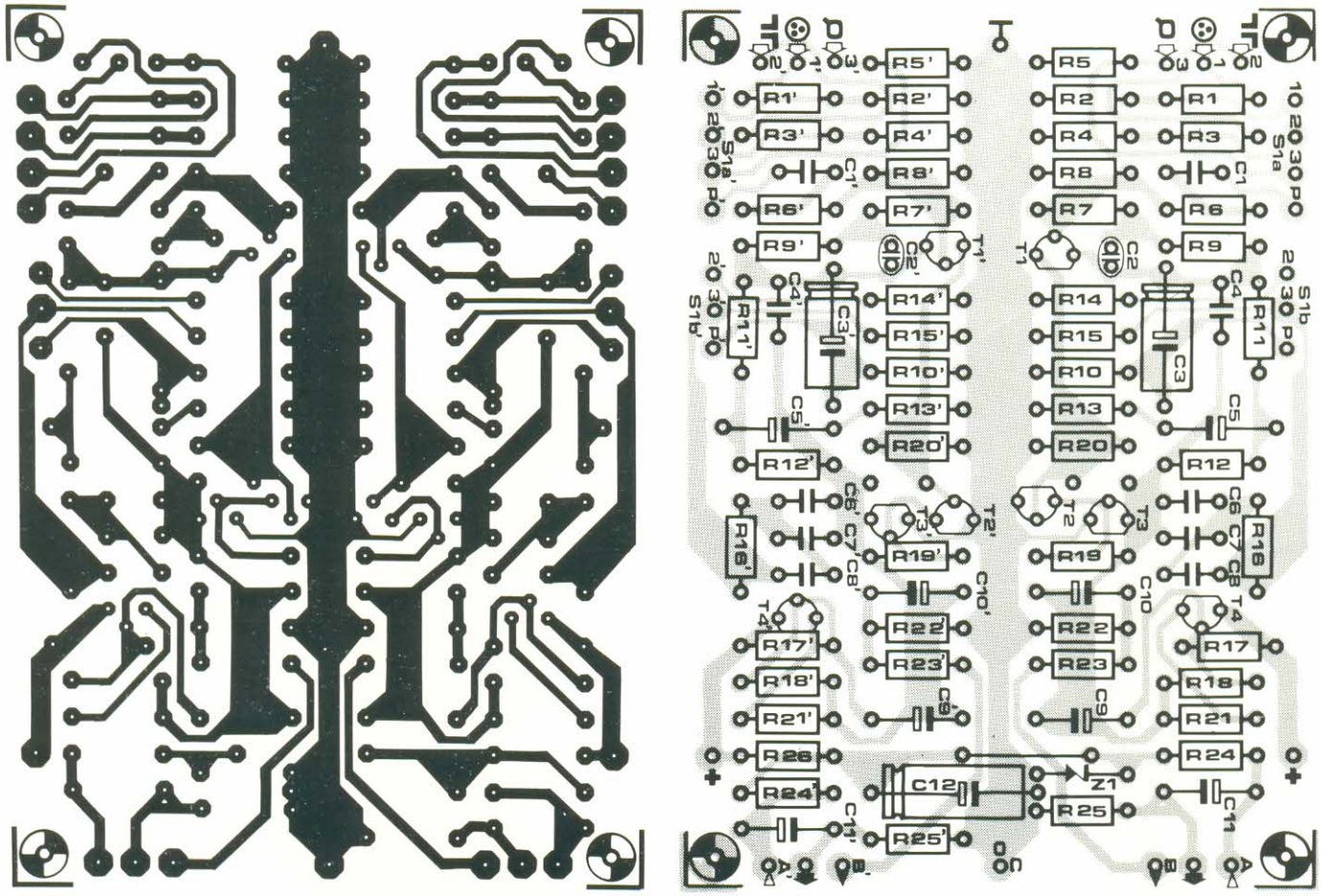


figura 4 — Traçado impresso e distribuição dos componentes para o pré-amplificador (escala natural).

Lista de componentes (figura 4)

Resistores
R1, R1' — (1)
R2, R2' — (1)
R3, R3' — (1)
R4, R4' — (1)
R5, R5' — 56 k
R6, R6' — 1 k
R7, R7' — 33
R8, R8' — 470 k(2)
R9, R9' — 100 k(2)
R10, R10' — 68 k
R11, R11' —15|
R12, R12' —68k(2)
R13, R13' — 22 k
R14, R14' — (1)
R15, R15' — 270
R16, R16' — 10 k
R17, R17' — 33 k

condutância com a carga: 6 x 50 = 300 vezes. A queda gradual em malha aberta é determinada por C21.

Como último detalhe referente ao par de transistores, temos a fonte fantasma, constituída por R24, R25, R26, C11, C12 e Z1. Para todo efeito prático, R24 é o resistor-carga de coletor de T6, ligado à fonte estabilizada por Z1; C11, por sua vez, é o capacitor de acoplamento de saída. Essa interface entrega ao amplificador de controle, através de cabo blindado, tanto a corrente do sinal de áudio como a corrente contínua de alimentação (pela conexão "A"). A alimentação CC para T5 é desacoplada por R36 e C20.

Isto encerra a parte de distribuição CC no circuito. O próximo passo é converter esse estágio amplificador remoto em um sistema de controle amplificado.

O controle de tonalidade

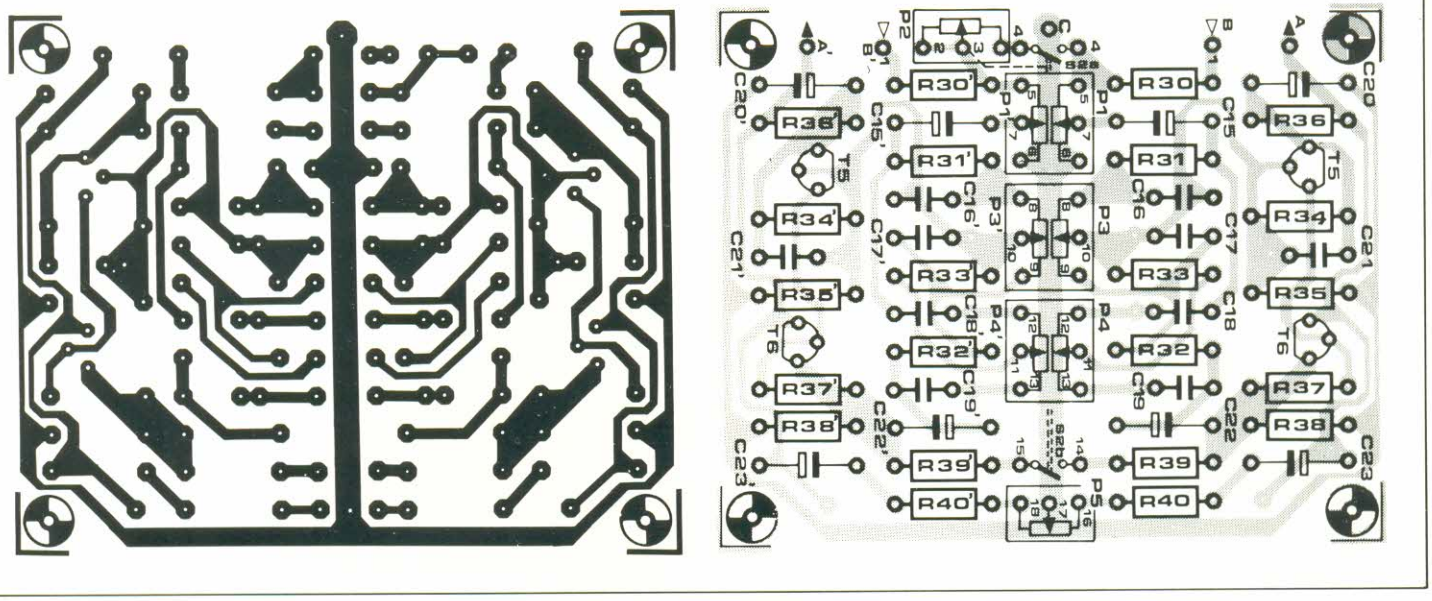
O circuito do controle de tom é basicamente o mesmo já sugerido pelo pesquisador P.J. Baxandall, que acabou se transformando em um padrão mundial (e com razão). O princípio do controle de graves já é razoavelmente bem conhecido, dispensado explicações adicionais. O amplificador associado trabalha na configuração de terra "virtual", caso em que as impedâncias de entrada e realimentação aumentam com a redução da freqüência. Na posição central do controle, as duas impedâncias comportam-se de forma que o ganho "líquido" (determinado pela razão entre essas impedâncias) seja constante — em outras palavras, a resposta em freqüência é plana.

Uma vez deslocado o potenciômetro da posição neutra, as impedâncias deixam de se acompanhar mutuamente; uma ou outra passa a dominar nas baixas freqüências , provocando uma elevação ou um decréscimo de ganho nessa faixa — ênfase ou corte nos graves, respectivamente. O resultado pode ser visto na figura 2.

O controle dos agudos é então obtido, basicamente, acrescentando-se malhas RC aos dois resistores de 18 k (R31 e R32) — o que faz com que as impedâncias de entrada e realimentação decresçam de valor na faixa das altas freqüências. Aqui também uma redução simétrica não provoca efeito algum, mas essa simetria desaparece quando o controle de agudos é deslocado de sua posição central — provocando ênfase ou corte nos agudos (veja a fig. 2).

A adequação favorável de ruído proporcionada por esse circuito resulta da conexão direta entre o ponto de terra vir-

5



tual (o cursor de P3) e a base de T5. O amplificador, portanto, é excitado por um estágio de baixa impedância: o resistor de 18 k dividido pelo ganho em malha aberta, ou seja, cerca de 600 ohms.

O controle de balanço

O comando de "posicionamento estéreo", também chamado de balanço, trabalha de uma forma não muito usual. Assim, para CA, o transistor T6 atua como uma fonte de corrente; o sinal que deixa esse transistor é determinado pela tensão de sinal em seu emissor e pela impedância entre o emissor e o comum da alimentação (por R38, principalmente).

O sinal de saída no coletor de T6 (que também é a saída real do PRECO) resulta simplesmente do produto entre a corrente de seu coletor e a impedância de carga nesse ponto. O potenciômetro P5 pode então ser usado para variar essa impedância, de forma que a posição de seu cursor determine a razão de ganho entre os dois canais.

A gama de controle se estende de +3 dB a -8 dB para cada canal, com um rastreio que torna o nível total de potência reproduzida razoavelmente independente da posição de P5. Convém observar, a título de curiosidade, que esse circuito pode ser facilmente ampliado para fornecer o efeito do som circundante *(surround sound)*, empregando-se mais do que duas caixas acústicas.

O controle de amplitude estéreo

Este é um dos recursos mais incomuns, menos compreendidos e mais controversos de um equipamento de áudio. A experiência provou, no entanto, que pode mostrar-se um recurso de grande utilidade, além de exigir apenas um resistor e um potenciômetro para sua implementação.

Para entender como ele funciona, vamos considerar que qualquer sinal estéreo possa ser equivalente à soma e diferença de um sinal monofônico "M" e de um sinal diferencial esquerda-direita "S". Na transmissão estereofônica, o sinal S é modulado na sub-portadora de 38 kHz; no caso dos discos fonográficos, os sinais M e S correspondem às modulações horizontal e vertical do sulco, respectivamente.

Assume-se, na prática, que a mixagem e o balanceamento profissionais devem ser feitos por um operador localizado no terceiro vértice de um triângulo equilátero, com as caixas ocupando os outros dois. Se isto não for possível, por qualquer razão (ou se o ouvinte resolver sentar-se em alguma outra posição de simetria em relação aos altofalantes), será possível melhorar a imagem estereofônica resultante, alterando-se ligeiramente o ganho relativo no trajeto do sinal S.

Em nossa unidade de controle, P2 é o comando de "ganho relativo" e não tem efeito sobre o sinal M, porque ele deve (por definição!) estar em fase e à mesma amplitude nos dois canais. Já o sinal S, por outro lado, tem a mesma amplitude mas encontra-se em antifase de um canal para outro.

O potenciômetro, portanto, introduz "interferências" entre os dois canais, com o efeito de reduzir o nível do sinal S. Em um dos extremos de controle, a resistência do potenciômetro é nula, provocando interferência infinita e nenhum sinal S; o resultado é uma audição mono, contendo apenas o sinal M. No outro extremo da faixa, P2 torna-se simplesmente um resistor de 10 k, com a interferência sendo reduzida para aproximadamente -30 dB e o sinal S pouquíssimo atenuado.

Tudo bem até aqui, mas nota-se que a gama de controle cobre apenas do mono até o quase estéreo. Assim sendo, o próximo passo consiste em deslocar a faixa de controle, de modo que a separação "normal" (ou seja, o estéreo real) corresponda à posição central de P2. Isto foi

figura 5 — Traçado impresso e distribuição dos componentes para o amplificador de controle (escala natural).

R18, R18' — 3,9 k
R19, R19' — 2,7 k
R20, R20' — 5,6k(2)
R21, R21' — 100
R22, R22' — 100 k
R23, R23' — 100
R24, R24' — 3,3 k
R25, R25' — 27 k
R26 — 680
todos os valores em ohms

(1) veja a tab. 2
(2) filme metálico, de preferência

Capacitores
C1, C1' — 220 nF
C2, C2' — 470 pF
C3, C3' — 100µF/16 V
C4, C4' — 27 pF
C5, C5' — 10µF/16V
C6, C6', C7, C7' — 12 nF (5%)
C8, C8' — 8,2 nF (5%)
C9, C9' — 220µF/4V
C10, C10', C11, C11' — 10µF/25V
C12 — 100µF/25V

Semicondutores
T1, T1', T3, T3' — BC179C ou equiv.
T2, T2', T4, T4' — BC109C ou equiv.
Z1 — diodo zener 18 V/400 mW

Diversos
S1 — chave rotativa, 4 pólos, 3 posições
Placa nº 9398

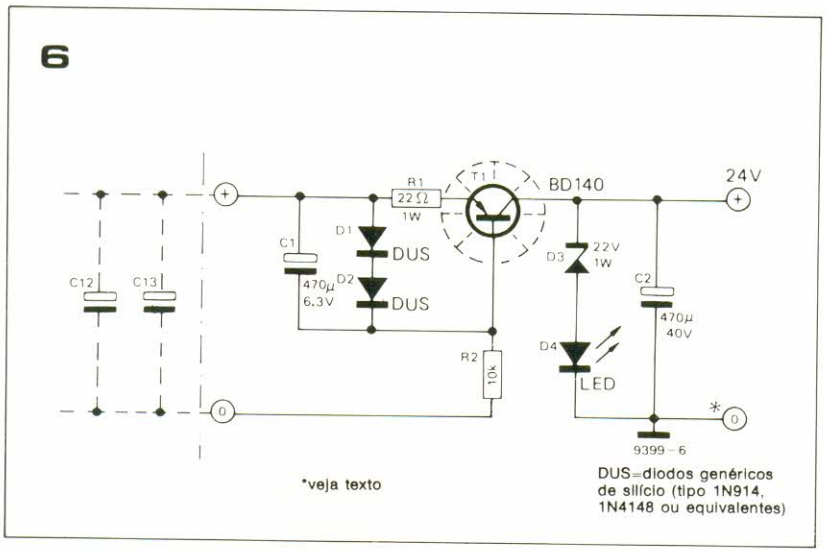


figura 6 — Sugestão de circuito para alimentar o PRECO a partir do amplificador de potência.

Lista de componentes (figura 5)

Resistores
R30,R30' — 270
R31,R31',R32,
R32' — 18k
R33,R33' — 3,3 k
R34,R34' — 56 k
R35,R35' — 470 k
R36,R36' — 12 k
R37,R37' — 4,7 k
R38,R38' — 330
R39,R39' — 560
R40,R40' — 390
Todos os valores em ohms

Potenciômetros
P1,P1' — 1 k, log, estéreo
P2 - 10 k log
P3,P3' — 100 k, lin, estéreo
P4,P4' — 10 k, lin, estéreo
*P5 — 2,2*k lin*

Capacitores
C15,C15',C22,
C22' — 1 µF/12V
C16,C16',C17,
C17' — 22nF
C18,C18',C19,
C19' — 8,2 nF
C20, C20', C23,
C23' — 10 µF/12V
C21,C21' — 1,5nF

Semicondutores
T5,T5' — BC179C ou equivalentes
T6,T6' — BC109C ou equivalentes

Diversos
S2 — chave liga/desliga, 2 pólos
Placa nº 9399

Obs.: *caso não seja encontrado o potenciômetro log estéreo de 1 k (P1), ele poderá ser substituído por outro de 10 k, linear, estéreo, com um resistor fixo de 1 k ligado entre o cursor e a parte inferior de cada seção.*

conseguido inserindo-se R39 e R39' entre os emissores de T6 e T6' (veja a figura 3) — o que virtualmente converteu estágio de saída em um amplificador diferencial. Na prática, a impedância (agora reduzida) entre os emissores reforça as correntes de saída, no caso de sinais em modalidade diferencial (como o sinal S), mas continua sem influência alguma sobre sinais de modo comum (a exemplo do sinal M).

Os valores dos resistores foram escolhidos de modo que o reforço relativo de ganho para o sinal S, na saída, seja igual à atenuação relativa causada por P2 na entrada, quando esse controle está em sua posição central.

Dessa maneira, o nível S pode agora ser posicionado em qualquer ponto entre a total supressão (mono) e um reforço de 3 dB em relação ao nível M (estéreo ampliado), enquanto a posição neutra de P2 proporciona igualdade entre S e M (estéreo normal). Os audiófilos que desconfiam de todo sistema que "mexa" com a separação de canais podem acender uma vela a Deus e outra ao diabo acrescentando a chave S2: ela "dribla" o controle, fazendo o amplificador reproduzir o estéreo puro, exatamente como foi gravado ou transmitido.

Observe, por fim, que R23 e R30 fazem parte do circuito de "mistura" entre canais e seriam necessários caso alguma chave mono fosse incluída no circuito. Isto significa, porém, que a saída no ponto B jamais terá uma total separação estéreo, se a chave S2 não estiver aberta — algo a se pensar se essa saída vier a ser utilizada na gravação em fita. Nesse caso, será mais seguro trocar R23 por uma ponte de fio e alterar o valor de R30 para 390 ohms.

Interligações

A conexão entre o pré-amplificador e o amplificador de controle não deverá criar problemas, pois é bastante simples: basta ligar A com A, B com B e assim por diante, completando quatro linhas de sinal e uma para o terra da alimentação.

A unidade de controle foi concebida para suportar níveis moderados de interferência na região de RF, o que permite utilizar o cabo padrão de quatro núcleos e uma blindagem em praticamente qualquer ambiente. Mas, na eventualidade de ser necessário um cuidado adicional, recomendamos a inclusão de um capacitor de 4,7 nF em paralelo com P1 (entre os pontos 5 e 6).

Caso a interferência de RF venha a manifestar-se no amplificador de potência, pode-se acrescentar um resistor de 1 k entre a saída do PRECO e a entrada de potência e um capacitor de 2,2 nF entre os terminais desta última.

Detalhes de montagem

O traçado impresso e respectiva distribuição de componentes para a placa do pré/seletor de entrada podem ser vistos na figura 4, enquanto os do amplificador de controle aparecem na figura 5. Note que o valor dos resistores R1...R4 e R14 dependem das sensibilidades desejadas de entrada (veja a tabela 2). Como já havíamos sugerido, as duas placas podem ser alojadas num só gabinete, formando um excelente pré-amplificador convencional, ou então usadas separadamente, com o amplificador de controle servindo de unidade remota.

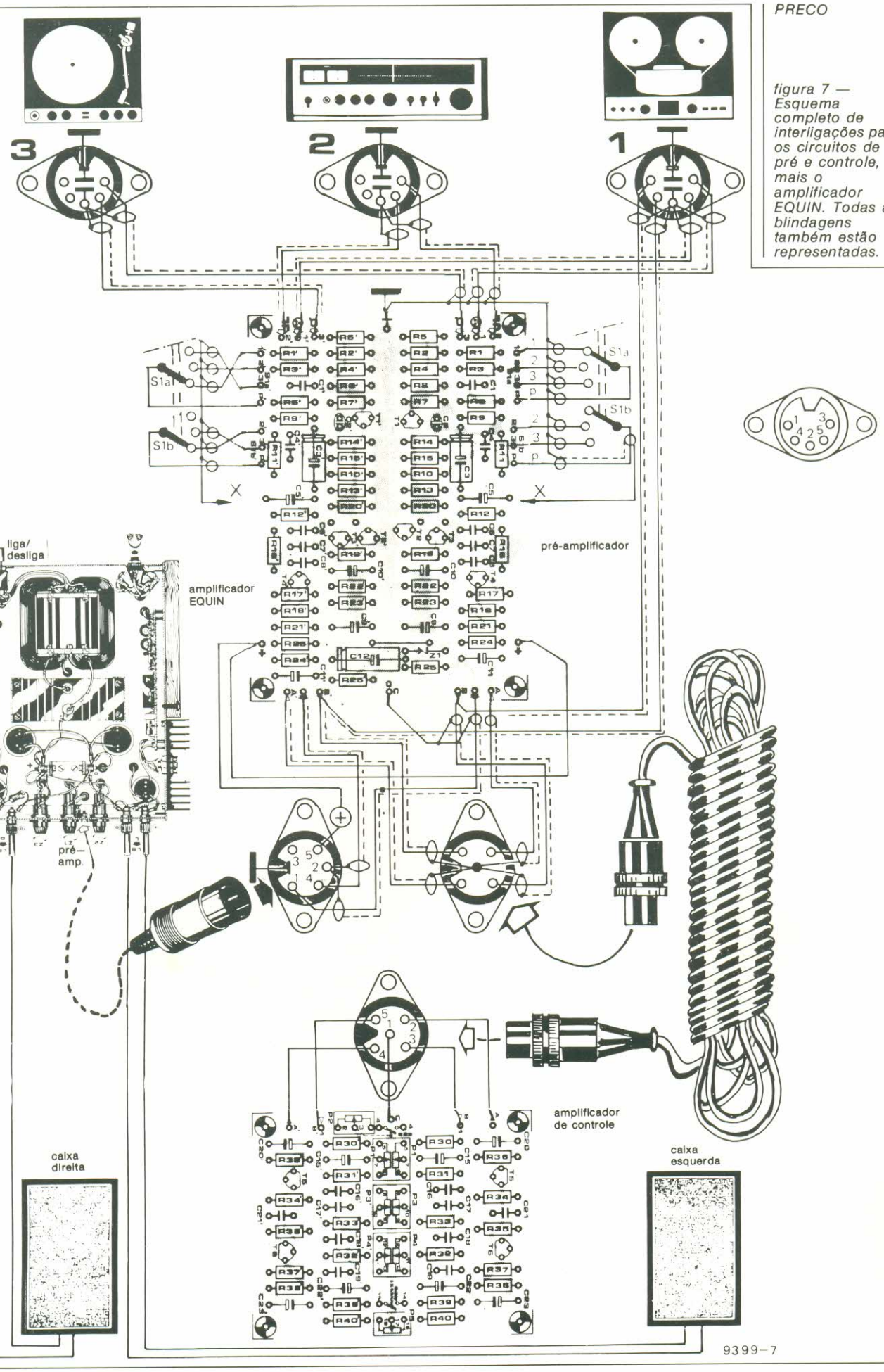
Em qualquer dos dois casos, porém, é recomendável colocar o transformador de alimentação bem longe dos circuitos — e uma boa solução serai derivar a alimentação da própria fonte do amplificador de potência, como sugere o arranjo da figura 6. O transistor T1 atua simplesmente como fonte de corrente, evitando que a ondulação da fonte principal atinja o pré, enquanto o zener e o LED estabilizam a tensão em 24 V. Esse circuito também deve ser montado no gabinete do amplificador de potência (no caso, do EQUIN, cuja fonte foi usada como exemplo demonstrativo). Atenção, apenas, à conexão do terra da alimentação: o comum de "entrada" dever ser ligado ao capacitor eletrolítico da fonte principal, enquanto o de "saída" vai conectado ao terminal terra, na entrada do amplificador de potência.

Exemplificando com o caso mais complexo de interligação (pré controle e potência), a figura 7 não deixa margem a dúvidas. Os pontos mais críticos são os seguintes:

— *Entrada:* as entradas de sinal devem ser feitas, como é óbvio, com cabo blindado. Os plugues sugeridos, tipo DIN 180º de 5 pinos, são talvez os piores no que se refere à complexidade das conexões. No entanto, permitem reunir todos os fios em um só conector, simplificando a fiação; nada impede, além disso, que sejam substituídos por outros mais à mão. As instruções reunidas a seguir, porém, referem-se mesmo aos conectores representados na figura 7.

Para começar, vejamos o que deve ser ligado ao comum da alimentação: a blindagem dos terminais de entrada (na entrada do pré); a carcaça metálica do soquete; e o retorno do sinal de entrada. Se os cabos de interli-

7



PRECO

figura 7 — Esquema completo de interligações para os circuitos de pré e controle, mais o amplificador EQUIN. Todas as blindagens também estão representadas.

Tabela 3 — Tensões de teste (fig. 1)

ponto de teste	tensão (±20%)
1	2.5 V
2	3 V
3	0.6 V
4	11.5 V
5	12 V
6	13 V
7	4.5 V
8	5 V
9	1.5 V
10	1 V
11	7.5 V

gação tiverem uma extensão considerável, recomenda-se não empregar a blindagem como retorno de sinal. Deve-se evitar, também, a criação de laços de terra.

Partindo a fonte de sinal (isto é, FM, fita ou fono), a conexão "ideal" seria composta por dois terminais "vivos" e dois de retorno, cada um ocupando um condutor do cabo blindado de quatro núcleos; a blindagem, então, seria simplesmente ligada ao terra em uma das extremidades (na placa do pré, de preferência). Eis a grande vantagem desse cabo, muitas vezes não aproveitada, porque a maioria dos fabricantes de equipamentos de som fornece seus aparelhos com cabo blindado de apenas dois núcleos, usando a blindagem como retorno comum dos dois canais.

Seja qual for o tipo de cabo utilizado, contudo, a norma DIN especifica que os pinos 3 e 5 do plugue correspondem às ligações "vivas" dos canais esquerdo e direito, respectivamente, enquanto o pino 2 é o comum da alimentação. Isto significa que a blindagem e qualquer núcleo de retorno de sinal devem ficar acoplados a esse último pino.

Se o montador desejar, não há contra-indicações em usar os pinos vagos do plugue e do soquete (1 e 4) como conexão para os núcleos de retorno de sinal; os canais poderão, assim, permanecer separados até a placa pré-amplificador, onde finalmente serão ligados ao comum da alimentação.

Voltando à versão "oficial", temos duas linhas de sinal e um retorno comum ligados ao soquete; como dissemos, todavia, é preciso ligar ao comum também as carcaças metálicas do soquete e do plugue. Para isso, a solução costumeira é colocar em contato a carcaça do soquete com o chassi do circuito, como se vê na figura 7 (observe que ela não está ligada diretamente ao pino 2).

A prática demonstrou que um pequeno capacitor (de 10nF, aproximadamente) colocado entre a carcaça e o pino 2 contribui para atenuar parte da interferência de RF. Aqui, porém, os fabricantes de conectores DIN tornam as coisas mais complicadas do que o necessário, acoplando eletricamente a carcaça do plugue ao pino 2. Em certos casos é possível ter acesso a essa ligação e cortá-la; se o plugue for do tipo moldado, porém, a única solução (além de investir em novos plugues) consiste em isolar do chassi a carcaça do soquete — que será ligada ao terra quando o plugue for inserido no lugar.

Embora todo esse cuidado possa parecer coisa de perfeccionistas, a experiência dos audiófilos mostra que tais problemas ocorrem com muito mais frequência do que se espera — e eles o demonstram através de um teste muito simples, que quase todo possuidor de um equipamento de áudio já presenciou pelo menos uma vez. Acontece, com frequência, de um pré-amplificador estar perfeitamente silencioso, sem ruído de fundo, enquanto não tem nenhum sinal de entrada; assim que um cabo é acoplado, porém, ele começa a zumbir — fenômeno ocasionado pelos problemas descritos há pouco.

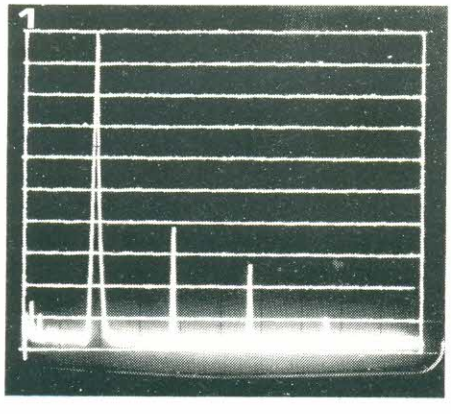
Para saber se esse é o seu caso, aumente o volume e o reforço de graves e faça um curto-circuito entre o pino 2 e a carcaça do soquete suspeito. Se o zumbido aumentar de intensidade, você terá que usar plugues em que o pino 2 não esteja previamente ligado à carcaça. Sem apelação...

A esta altura, a tarefa simplifica-se, pois basta fazer as conexões entre os soquetes de entrada e a placa do pré; é preciso apenas uma certa cautela, para evitar os laços de terra.

—*Pré/controle:* os problemas desta etapa já foram discutidos em outro item; o único fato novo é o tipo de conector a utilizar, que poderá evitar ligações erradas se for diferente dos demais. Assim, como os de entrada são do tipo DIN 180°, conviria empregar entre o pré e o amplificador de controle outro tipo de conector.

O tipo sugerido na figura 7 tem uma desvantagem: o plugue pode encaixar no soquete em duas diferentes posições; desse modo, por exemplo, o pino 4 do plugue pode tanto coincidir com o pino 4 ou 2 do soquete. O perigo, nesse caso específico, é muito pequeno, no entanto: o único efeito será fazer o controle de balanço trabalhar ao contrário.

— *PRECO / potência:* comentamos anteriormente que seria recomendável obter a alimentação para o pré a partir da fonte do amplificador de potência, se possível. E, pelas mesmas razões já expostas, a melhor interconexão, também neste caso, é a efetuada com um cabo blindado de quatro núcleos — sendo dois deles para os sinais esquerdo e direito, um para o positivo da alimentação e outro para o terra (ou comum da alimentação). A blindagem desse modo, ficará ligada à terra em um dos extremos, somente.



O conector sugerido, nesse caso, é o DIN 270°, de 5 pinos. Se desejado, seu pino 3 pode ser usado para a ligação do comum da alimentação; com isso, faz-se uma ligação adicional entre esse ponto e a conexão de terra, na placa do pré-amplificador, enquanto o pino 2 é utilizado apenas pela blindagem.

— *Gravador:* o melhor ponto para se retirar um sinal para gravação em fita é exatamente a saída do pré-amplificador, conforme nos mostra a figura 7, com as conexões adicionais no soquete correspondente.

O único detalhe a observar, neste caso, é o problema do controle de amplitude estereofônica, que, como já vimos, deve ser desligado do circuito durante as gravações. Como medida alternativa, pode-se também substituir R23/R23' por pontes de fio e R30/R30' por resistores de 390 ohms.

Comentários finais

O desempenho global do sistema foi resumido na tabela 1, enquanto a foto 1 mostra os resultados de medições realizadas com um analisador de espectro (1 kHz como sinal de teste, escalas de 10dB/div na vertical e 500 Hz/div na horizontal). Como se pode ver pela foto, a distorção ficou mais de 60dB abaixo do sinal, representando menos de 0,1% do total. Convém alertar, além disso, que o ruído residual que aparece na foto pertence ao próprio instrumento de medida; medições em separado demonstraram que a relação sinal/ruído do PRECO ultrapassa os 105 dB.

Em um nível de referência mais baixo (-10 dB ou cerca de 250 mV), a distorção mostrou ser de -70 dB (0,03%) e a relação S/R, de 100 dB. Por fim, na eventualidade de algum problema elétrico com o circuito, na tabela 3 foram reunidas as tensões medidas nos vários pontos de teste assinalados na figura 1. Essa tabela pode ser usada como apoio na manutenção do sistema, tendo-se sempre em mente que valores 20% acima ou abaixo dos fornecidos podem ser considerados corretos. ▶

capacitores eletrolíticos

Não é novidade que os capacitores eletrolíticos possuem uma indutância, criada pela forma como são fabricados, que influencia bastante sua impedância em altas freqüências. Tais capacitores podem até funcionar como filtros passa-banda, exibindo uma freqüência de ressonância. O que poucos devem saber é que a capacitância também depende da freqüência, devido ao movimento de elétrons no eletrólito — questão que, juntamente com várias outras, é discutida neste artigo.

Capacitores eletrolíticos

uma análise físico-estrutural

Os capacitores cumprem um papel importante na eletrônica e merecem, por isso, ser conhecidos em sua estrutura e operação interna. Em sua implementação mais simples, teórica, o capacitor consiste de duas placas metálicas planas, separadas por uma substância eletricamente isolante conhecida como "dielétrico" (veja a figura 1). Assim que uma tensão é aplicada a essas placas (figura 2), os elétrons vindos do pólo negativo da fonte vão repelir aqueles existentes na placa (b), ao alcançar a placa (a).

Os elétrons da placa (b) serão então atraídos em direção ao pólo positivo da fonte de tensão, gerando um deslocamento de cargas — ou, em outras palavras, uma corrente elétrica. Como a placa (a) estará sendo carregada e os elétrons estarão desaparecendo da placa (b), surgirá uma diferença de potencial entre as duas placas e, assim que essa tensão for igual à da fonte, cessará o fluxo de elétrons.

O capacitor vai estar, então, totalmente carregado. Note, porém, que não houve fluxo de corrente da placa (a) para a (b), já que foram separadas por uma camada de material isolante. A corrente, portanto, é de natureza temporária, fluindo até que a carga do capacitor esteja completa. Invertendo-se continuamente a polaridade da tensão aplicada, entretanto, é possível manter a corrente fluindo. Eis porque os capacitores dão passagem apenas à corrente alternada.

O nível de corrente depende da quantidade de cargas deslocadas no interior do capacitor, que por sua vez vai depender da tensão aplicada e da capacitância. A relação entre tensão e carga é expressa justamente pelo valor da capacitância — quanto maior esse valor, mais cargas são deslocadas para uma dada tensão e maior a corrente alternada que pode "atravessar" o capacitor.

Existem vários métodos de se elevar o valor da capacitância: primeiramente, aumentando-se a área da placa; em segundo lugar, utilizando-se um dielétrico mais fino; e em terceiro, me-

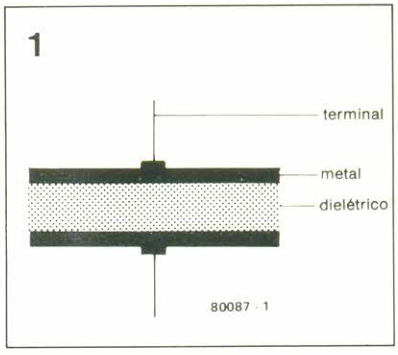


figura 1 — Em sua forma mais simples, o capacitor consiste de duas placas de metal planas, separadas por um material isolante (que pode ser até mesmo o ar).

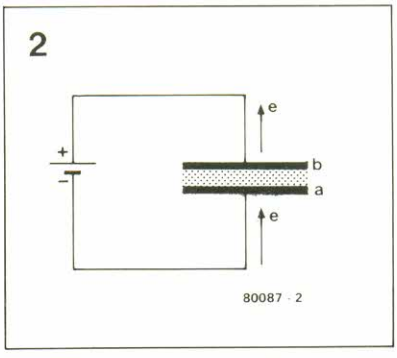


figura 2 — Ao se aplicar uma tensão às placas, pode-se produzir cargas devido ao movimento dos elétrons.

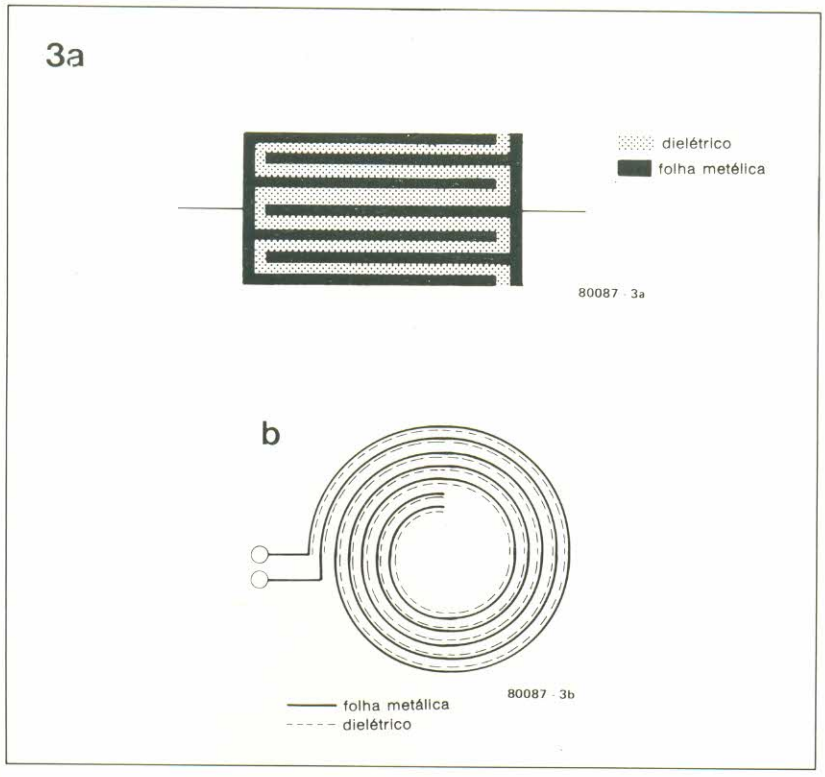


figura 3 — Para se obter grandes capacitâncias em pequenos volumes, várias camadas de folhas metálicas e dielétrico são empilhadas (a); outro método consiste em se enrolar as folhas com o dielétrico (b).

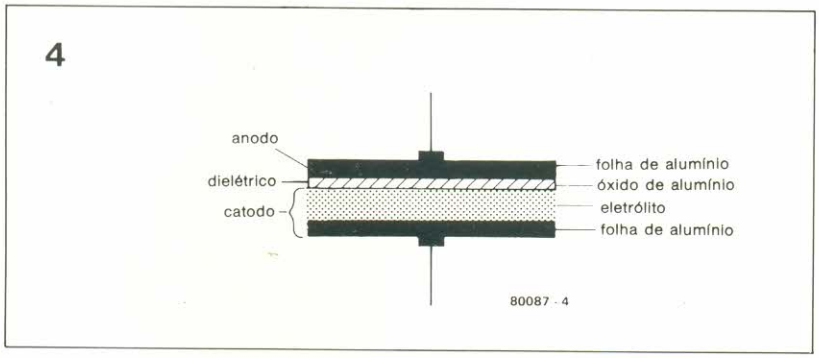


figura 4 — No caso do eletrolítico, a placa do catodo inclui também um eletrólito, além do metal. O dielétrico é feito de óxido de alumínio, obtido por anodização.

lhorando a qualidade desse dielétrico. Ao longo dos anos, os fabricantes dedicaram-se à pesquisa de várias técnicas que permitissem obter a maior capacitância possível com os menores componentes possíveis.

Na prática, os capacitores são normalmente confeccionados com finíssimas folhas de metal, separadas por um dielétrico bastante tênue. São obtidos, assim, valores elevados de capacitância; ao mesmo tempo, porém, a tensão máxima aplicável deve ser reduzida, para evitar rupturas internas. Para aumentar ainda mais a capacitância, pode-se empilhar várias camadas de folha metálica e dielétrico (figura 3), formando o chamado "capacitor por camadas".

O dielétrico propriamente dito pode ser feito de papel, alguma variedade de plástico ou algum tipo de material cerâmico; é assim que surgem os capacitores de papel, poliéster, policarbonato e cerâmicos. Cada tipo de dielétrico empresta suas características ao capacitor e o torna adequado a diferentes funções.

Além da configuração em camadas, existe outro método de fabricação bem mais comum, através do qual enrola-se as folhas metálicas e o dielétrico juntos (figura 3b). Os capacitores desse tipo, porém, apresentam uma indução parasita superior à dos feitos em camadas.

Os capacitores "folhados" atendem, portanto, a uma boa parte das exigências em eletrônica. Entretanto, apesar das finíssimas camadas de metal e dielétrico utilizadas, suas dimensões crescem em proporções alarmantes a partir de certo valor de capacitância e tensão. Por isso, o valor máximo alcançado por esses componentes não ultrapassa alguns microfarads; para valores maiores, então, é preciso recorrer a outro tipo de capacitor.

O capacitor eletrolítico

As placas dos capacitores eletrolíticos também são feitas de finas tirinhas de metal, que pode ser alumínio ou tântalo. Tomando o de alumínio como exemplo, veremos que o capacitor eletrolítico básico também usa a estrutura já vista — ou seja, duas placas e um isolante intermediário. E por ser naturalmente polarizado, possui um anodo (a placa positiva) e um catodo (a negativa); o primeiro contém não só a folha de metal, como também um eletrólito (fluido que atua como condutor elétrico).

A figura 4 mostra a estrutura simplificada do capacitor eletrolítico. Vê-se que o catodo serve apenas para passar corrente ao eletrólito através de sua extensa área. O dielétrico consiste de óxido de alumínio, um excelente isolante, que exibe uma elevadíssima tensão de ruptura (cerca de 800 milhões de volts por metro!). Isto significa que o dielétrico, mesmo em camadas muito finas, pode permitir a confecção de capacitores de pequenas dimensões e valores elevados (até 1 farad).

A camada de óxido é obtida pela anodização da folha de alumínio — um processo eletroquímico em que o metal é mergulhado em um banho eletrolítico (figura 5). Aplica-se uma tensão entre o recipiente e o alumínio, que atua como anodo ou elemento positivo, no processo, e vai combinar-se com os íons de oxigênio (negativamente carregados) da solução. A camada de óxido formada vai depender da tensão ativadora, o que permite controlar com precisão a densidade do dielétrico. A folha de alumínio oxidado está pronta, portanto, para ser empregada como anodo de capacitores eletrolíticos.

Hoje em dia, todos os capacitores desse tipo são enrolados, onde as folhas do anodo e do catodo ficam separadas por uma camada de papel. Isto, por duas razões: primeira, para evitar curto-

circuitos entre as duas folhas de alumínio e, também, para atuar como retentor do eletrolítico (tirando proveito do chamado "efeito esponja").

Com a finalidade de elevar ainda mais o valor dos capacitores eletrolíticos, costuma-se efetuar uma decapagem ou corrosão sobre a superfície do anodo, antes da oxidação; como resultado, obtém-se maior área de contato (veja a figura 6). Assim, sendo o verdadeiro catodo um fluido, ele adapta-se perfeitamente à superfície áspera do anodo; quase todos os modernos processos de fabricação de capacitores eletrolíticos adotam esse artifício.

O eletrólito não precisa ser necessariamente um líquido, sendo muito utilizado sob a forma de uma pasta que adere ao catodo. E como já mencionamos, os capacitores eletrolíticos têm polaridade, devendo o anodo ser sempre positivo em relação ao catodo. Se essa situação for invertida, a folha de alumínio interna estará sujeita a uma anodização adicional, que poderá levar à destruição do componente. Para aplicações em corrente alternada pode-se utilizar eletrolíticos bipolares, que não têm polaridade.

Mesmo ligado com a polaridade correta, porém, um capacitor eletrolítico nunca deve receber uma diferença de potencial superior à tensão de oxidação. Isso também levará a uma continuidade do processo de anodização, que poderá fazer o capacitor explodir, devido ao excesso de calor.

A impedância dos eletrolíticos

Já vimos que o capacitor do tipo enrolado exibe um efeito colateral indesejável: o da indução. Em altas freqüências, principalmente, a indução parasita contribui bastante com a impedância do capacitor. Mas se os capacitores, com exceção dos bipolares, são usados apenas em corrente contínua, qual é o problema?

O problema reside na sobreposição de um sinal CA em um CC, que pode ocorrer com frequência na prática. Basta imaginar, por exemplo, o que ocorre nos circuitos de filtro em fontes de alimentação ou entre dois estágios amplificadores acoplados por CA; nesses casos, é simplesmente impossível confiar no valor nominal do componente.

O capacitor eletrolítico, além disso, possui uma resistência interna, devida ao eletrólito e muito dependente da temperatura. Por outro lado, a grande relação da impedância com a frequência está claramente evidenciada pelo circuito equivalente do capacitor eletrolítico (figura 7), que consiste de uma capacitância, uma resistência e uma indutância, todas ligadas em série.

Para melhor ilustrar esse fenômeno, na figura 8 foi plotada a curva de impedância de um capacitor de 100 μF/63 V, sob diversas temperaturas. Nas frequências até 60 ...80 kHz, a 20ºC, a impedância é determinada principalmente pelos fatores R e C do circuito equivalente — ao contrário do que ocorre em frequências maiores, onde predominam R e L. As curvas mostram ainda que o eletrolítico possui uma freqüência de ressonância, onde sua impedância chega a um valor mínimo; em outras palavras, ele atua como um filtro passa-banda para as altas frequências (laço RLC série).

Capacitância em CA e CC

Como também já vimos, o catodo dos capacitores que estamos analisando é formado por uma pasta eletrolítica. Acontece que a condução em um fluido ocorre de forma diferente da verificada nos sólidos — onde apenas os elétrons se deslocam, enquanto nos fluidos os íons também entram em cena. A massa e o tamanho reduzidos dos elétrons os tornam muito "ágeis", capazes de acompanhar o ritmo de variação da tensão.

Os íons, ao contrário, são maiores e mais pesados e, portanto, mais lentos, especialmente em baixas temperaturas. Caso a temperatura baixe a ponto de solidificar o eletrólito, os íons ficam "congelados", sem tomar parte no processo de condução. A tarefa de deslocar as cargas ficará então exclusivamente a cargo dos elétrons, resultando em uma considerável redução no valor da capacitância.

Além disso, ainda devido à sua menor mobilidade, os íons têm dificuldade em penetrar nos poros mais profundos do anodo decapado, por absoluta falta de tempo. Assim, esses poros não participam da operação do capacitor sob a influência de corrente alternada, mesmo quando sobreposta a uma tensão CC. Isto implica em menor área de anodo sendo aproveitada, fazendo com que o valor efetivo de um capacitor eletrolítico seja menor em CA do que em CC. Em poucas palavras, a capacitância depende da freqüência.

Os eletrolíticos apresentam, portanto, uma capacitância em corrente contínua e outra em corrente alternada.

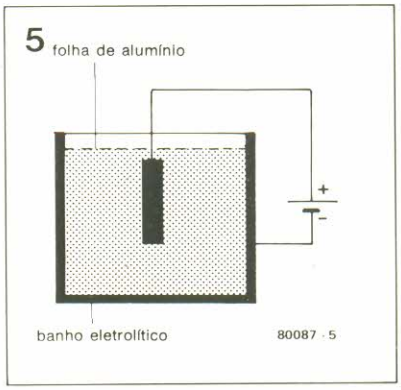


figura 5 — Anodização é um processo eletroquímico, através do qual o alumínio é mergulhado em um banho eletrolítico e "revestido" com uma camada de óxido, pior meio de corrente elétrica; aqui ele atua como anodo.

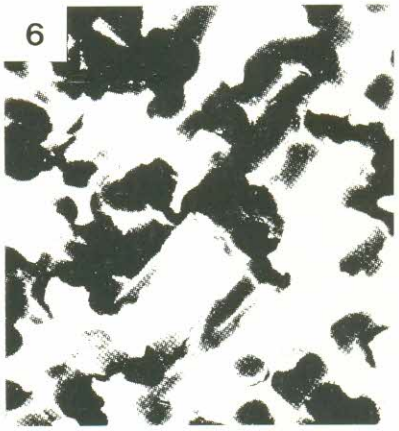
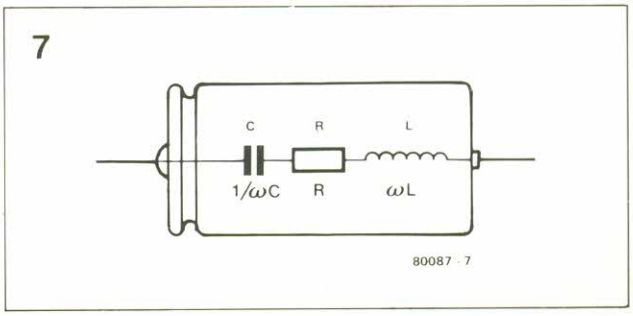


figura 6 — Alumínio decapado, tal como é empregado em capacitores eletrolíticos, visto sob uma ampliação de 2500 vezes. A decapagem proporciona um aumento considerável da área operacional (Siemens Data Book, 1980/81).

figura 7 — Circuito equivalente do capacitor eletrolítico.



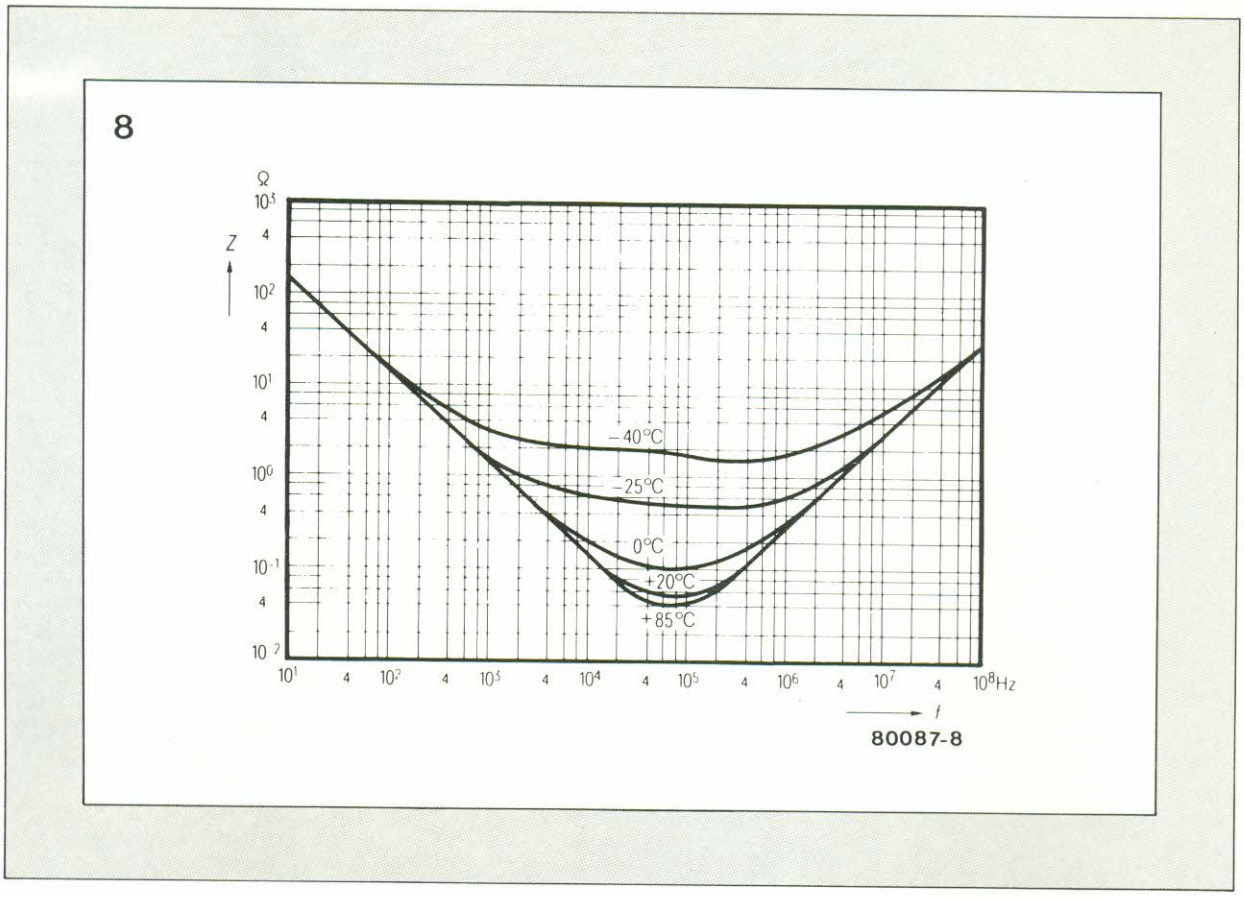


*figura 8 — Curvas de impedância de um capacitor eletrolítico em relação à freqüência (*Siemens Data Book, *1980/81).*

Tabela 1 — Variação da capacitância com a freqüência

freqüência (Hz) / valor	0	60	100	1000
47 μF/350 V	54,1(112%)	49,2(103%)	47,9(100%)	43,2(90%)
6800 μF/25 V	8760(120%)	7370(100%)	7330(100%)	6670(90%)
680 μF/25 V	829(111%)	759(101%)	749(100%)	699(93%)
100 μF/25 V	133(110%)	122(101%)	121(100%)	110(90%)
4,7 μF/25 V	4,27(109%)	4,04(103%)	3,92(100%)	3,47(88%)

Obs.: valores dados em μF.

Esta última costuma ser medida, segundo as normas DIN, por meio de um sinal padrão de 50 Hz, menor ou igual a 0,5 V, a uma temperatura de 20°C. As normas IEC, por sua vez, prescrevem uma freqüência de 100 ou 120 Hz para a medição. A impedância CC é determinada ao medir-se o período de uma única descarga do capacitor, previamente carregado com uma tensão conhecida.

A impedância em corrente contínua costuma ser 1,1 a 1,5 vez superior ao valor em CA, sendo que as maiores diferenças são encontradas nos eletrolíticos com baixa tensão de isolação — nos quais o dielétrico é muito fino, fazendo com que as irregularidades do anodo sejam mais profundas do que nos capacitores com maior tensão de trabalho. A título de ilustração, a tabela 1 fornece os valores reais de alguns capacitores eletrolíticos, em diferentes freqüências; as porcentagens entre parênteses representam o desvio em relação ao valor nominal da capacitância, medido em 100 Hz (100%).

Para encerrar, uma breve advertência sobre os capacímetros que empregam métodos de medição que fornecem, como resultado, o valor CC da capacitância: embora isto não seja necessariamente incorreto, deve ser levado em conta ao se utilizar o capacitor, fazendo-se os devidos "descontos" no valor medido.

Bibliografia

— Siemens Data Book 1980/81, *Aluminium and Tantalum Electrolytic Capacitors.*

Equin — amplificador de 100 W

A primeira parte desta matéria (veja Elektor nº 5) descreveu o projeto que culminou com a concepção do amplificador EQUIN. Nesta segunda parte á apresentada a "receita" que permitirá a reprodução do circuito — cujo desempenho final vai depender principalmente dos "ingredientes" utilizados. As coisas foram simplificadas ao máximo, mediante a inclusão de planos detalhados de montagem e a possibilidade de equivalência para vários componentes ativos.

conclusão

Antes de mais nada, façamos mais algumas considerações sobre a qualidade dos componentes. Em primeiro lugar, deve ser óbvio para todo mundo que, mesmo o circuito de projeto mais caprichado, quando montado com peças de qualidade duvidosa, só poderá fornecer resultados duvidosos.

A alta qualidade, por outro lado, quase que invariavelmente significa alto preço. Não é preciso, porém, ir a extremos: o sucesso de um projeto nem sempre depende exclusivamente da precisão dos resistores e capacitores ou de pares de transistores perfeitamente casados. Com algumas exceções, que veremos oportunamente, todo o EQUIN pode ser montado com elementos de qualidade "padrão" — ou seja, um meio termo entre a sucata e o nível de laboratório.

A primeira advertência refere-se ao eletrolítico de acoplamento com o alto-falante (C10), que deve ser de uma marca confiável, com os valores adequados. Sua tensão de trabalho, por exemplo, não pode ser inferior à máxima tensão de alimentação e sua característica de corrente de *ripple* deve pelo menos igualar-se à corrente máxima de saída. Se isto implicar em um capacitor de grandes dimensões, mesmo assim não hesite em usá-lo, evitando dores de cabeça mais tarde. O valor especificado, entre 2000 e 2500 µF, é mais que suficiente para todos os casos, inclusive com carga de 4 ohms (esquecendo toda aquela bobagem sobre os altos fatores de amortecimento em baixas frequências...).

O segundo conselho envolve os transistores 2N3055, muitas vezes comprados a preço de ocasião, sem qual-

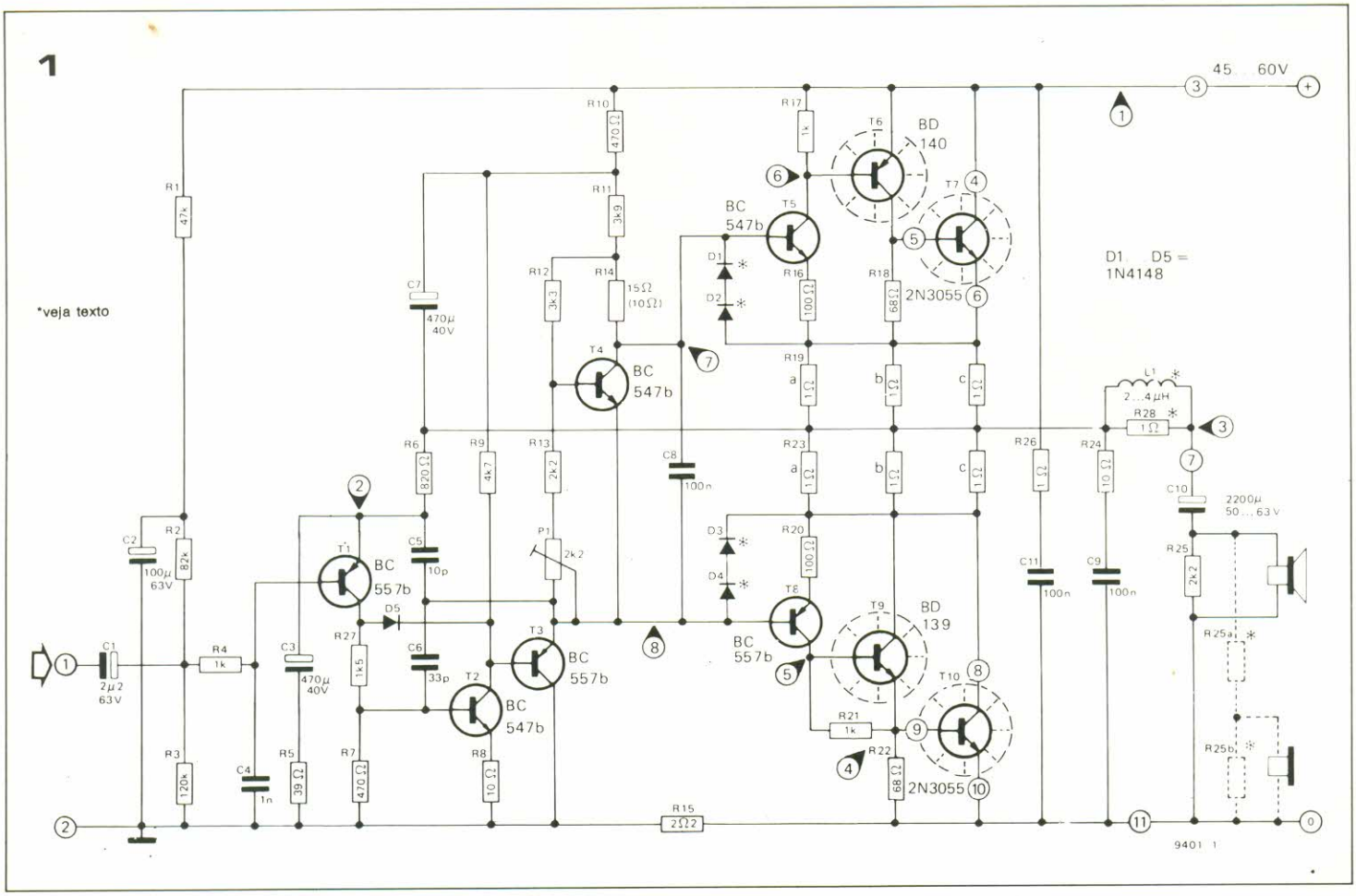


figura 1 — Esquema do EQUIN, ligeiramente modificado em relação ao fornecido na 1ª parte (veja texto).

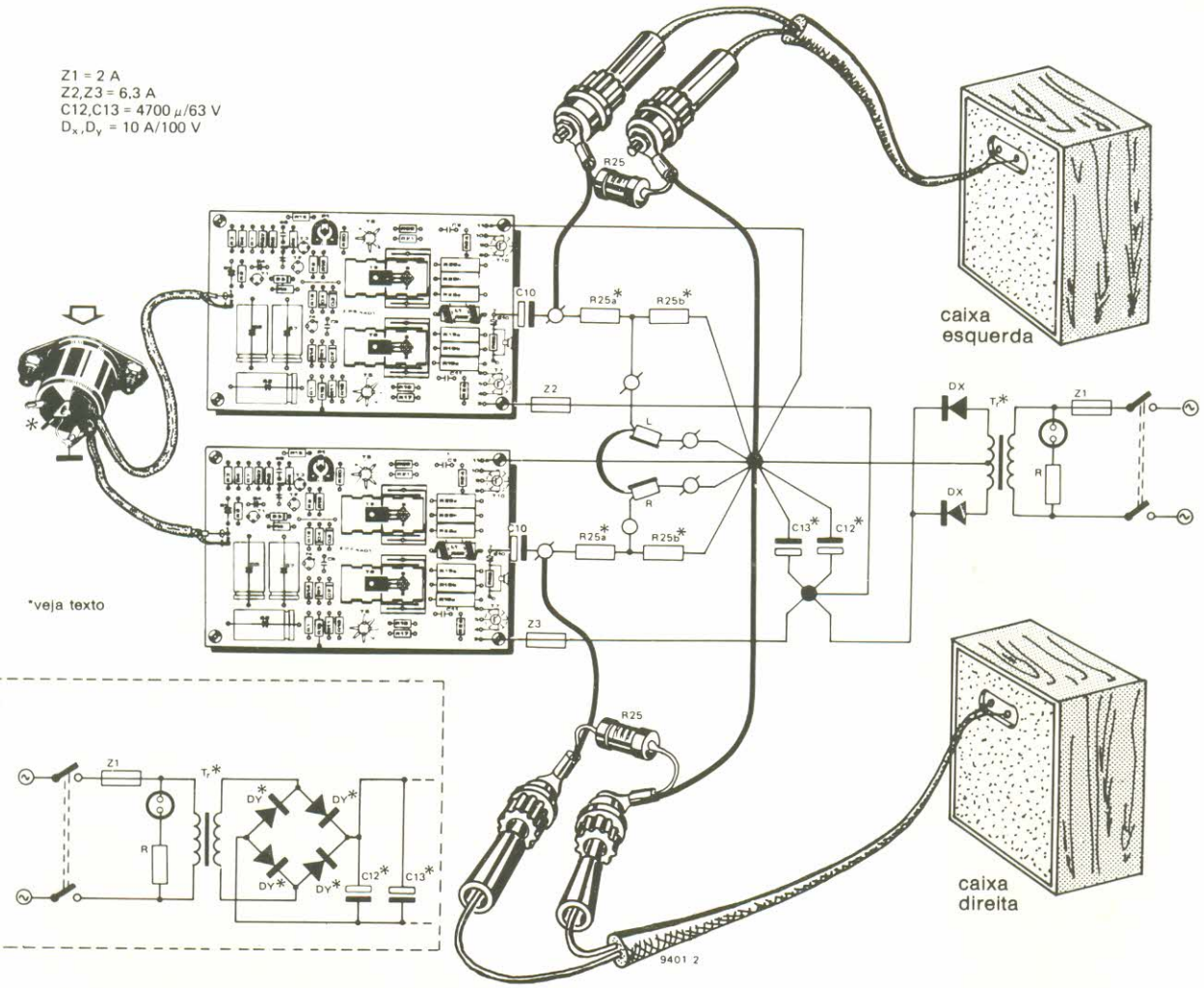


figura 2 — Diagrama de conexões para uma implementação estéreo do amplificador, incluindo duas versões da fonte não regulada.

tabela 1 — Características do transformador

VERSÃO NORMAL	
— tensão CC nominal:	45 V
— tensão no secundário, sem carga:	36 V ou 2 x 36 V*
— corrente média com os dois canais operando:	1,6 A(2x20W/8 Ω) 3 A(2x35W/8 Ω)
VERSÃO "TURBINADA"	
— tensão CC nominal:	60 V
— tensão no secundário, sem carga:	45 V ou 2 x 45 V* (máximo: 48 ou 2x48)
— corrente média com os dois canais operando:	2,1 A (2x35W/8 Ω) 3,6 A (2x50W/4 Ω)

* enrolamento com derivação central para a retificação com dois diodos.

quer certeza de seus verdadeiros parâmetros. Existem inúmeros fornecedores desse transistor, alguns deles produzindo espécimes com elevadas correntes de fuga, que chegam a aumentar ainda mais com o passar do tempo. Portanto, procure utilizar para T7 e T10 componentes de boa procedência e com um ganho de corrente razoável — o que pode ajudar a reduzir a dissipação sobre os excitadores de saída (T6 e T9).

A frequência de corte dos transistores de saída também é importante, pois está relacionada com o comportamento em comutação do estágio final em níveis elevados de excitação, nas altas frequências. Dessa forma, assumindo um sinal excitador simétrico, transistores "perfeitos" de saída, operando em classe B, devem conduzir alternadamente, cada um deles com pouco mais de 50% do tempo total.

Os transistores reais, contudo, possuem tempos finitos de ativação e desativação, gerando um intervalo entre a inversão de polaridade do sinal excitador e o momento em que o transistor em condução é cortado. Esse fenômeno tende a reduzir a eficiência do estágio de saída em frequências elevadas (isto é, provoca um aumento da dissipação).

Quanto maior a frequência de corte (f_T, também conhecida como 'produto ganho/-largura de faixa') de T7 e T10, tanto mais rapidamente eles irão chavear o sinal. Na lista de componentes, o 2N3055 consta como um dos possíveis candidatos a essas posições, mas é também o que exibe, de longe, a menor f_T.

Teoricamente, seria mais sensato utilizar dispositivos mais rápidos, com um produto ganho-largura de faixa entre 50 e 100 MHz. O problema é que, além de serem muito caros, esses transistores têm uma constituição mais "delicada", sendo facilmente destruídos por sobrecargas momentâneas — e o EQUIN não está preparado para impedir isso, já que não dispõe de circuitos limitadores caros e complexos. Assim, os 2N3055 são ainda a melhor opção, devido à sua robustez.

Os resistores de emissor R19 e R23 são constituídos por três elementos de 1 watt em paralelo, formando um arranjo relativamente barato e não indutivo (pois qualquer indutância no estágio de saída pioraria ainda mais a qualidade da comutação). Dê preferência, por isso, aos resistores de carbono, dispensando os de fio; caso não encontre os valores indicados (1 ohm/1watt), poderá substituir cada um deles por dois resistores de 1,8 ou 2,2 ohms, 1/2 watt em paralelo — totalizando, assim, seis em R19 e outros seis em R23.

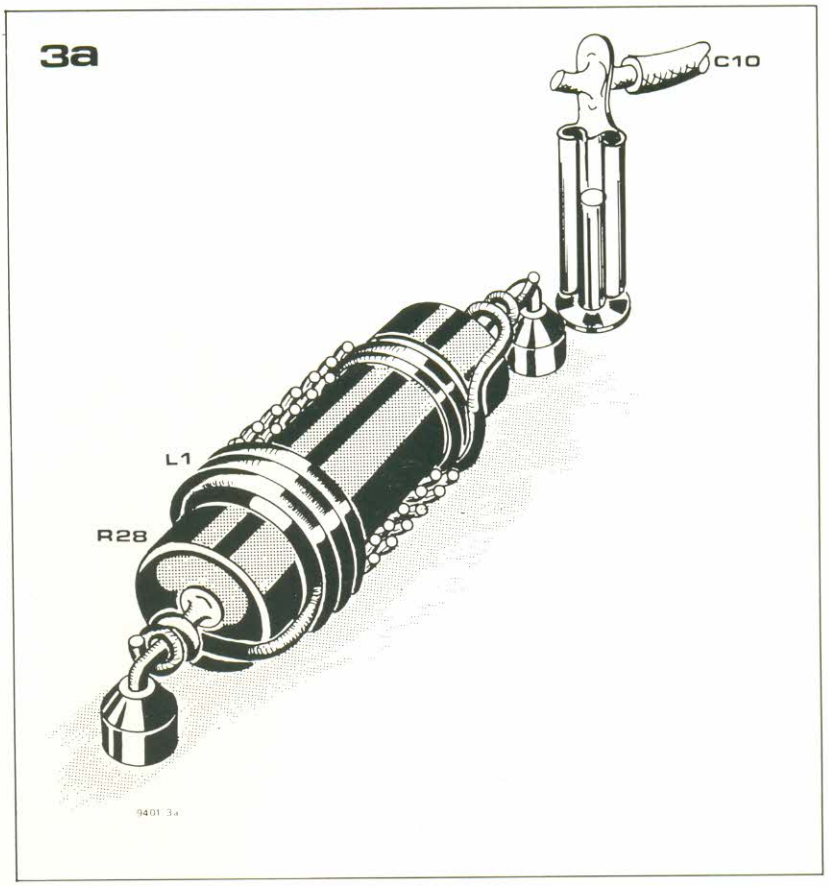
A relação de tipos equivalentes para os transistores T1...T10 não esgota todas as possibilidades de substituição. Eis aqui mais algumas sugestões para quatro deles:

BC547 = BC107, BC147, BC237, BC337, BC550, BC182
BC557 = BC177, BC157, BC307, BC327, BC560, BC212
BC141 = BC637
BC161 = BC638

Procure, apenas, respeitar os sufixos a, b ou c recomendados, evitando usar a versão "básica"; apesar de mais barata, ela é composta por componentes imperfeitos, com ganhos muito reduzidos. E, com a exceção de T1 e T4, todos os transistores devem ter um V_{CEO} pelo menos igual à tensão de alimentação.

A potência de saída

Embora naturalmente importante, a potência de saída dos amplificadores recebe mais atenção do que o necessário. Em todo caso, para satisfazer ao maior número



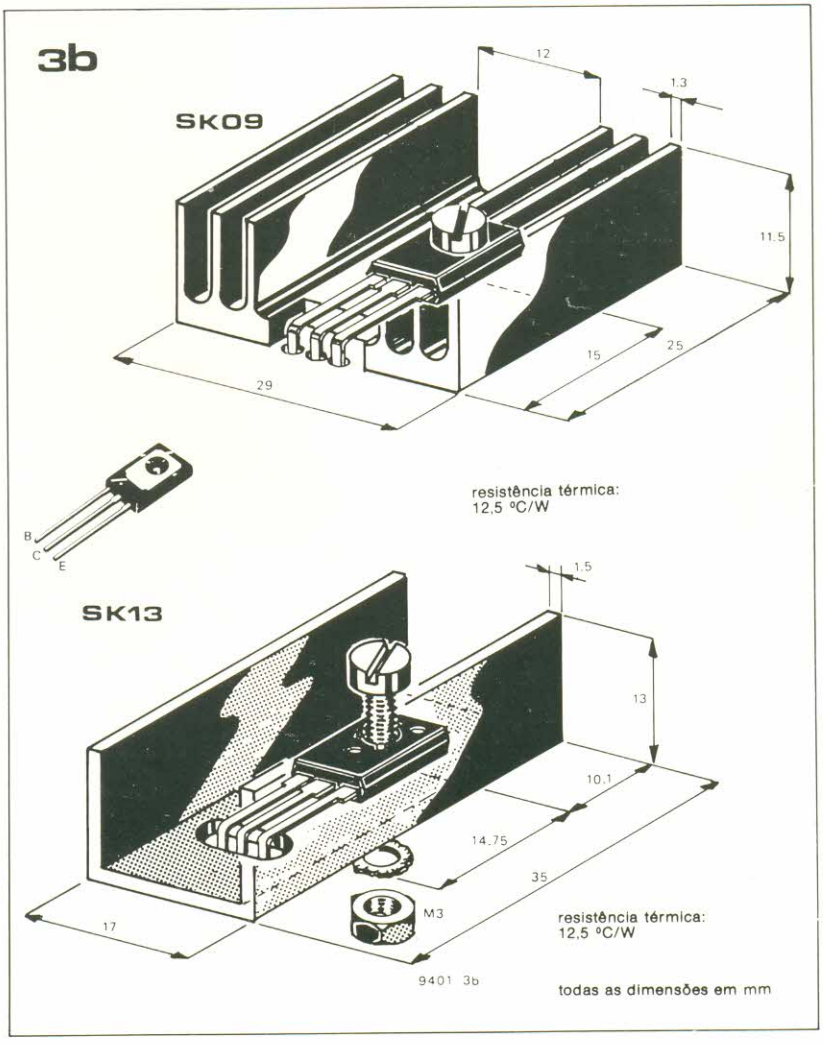
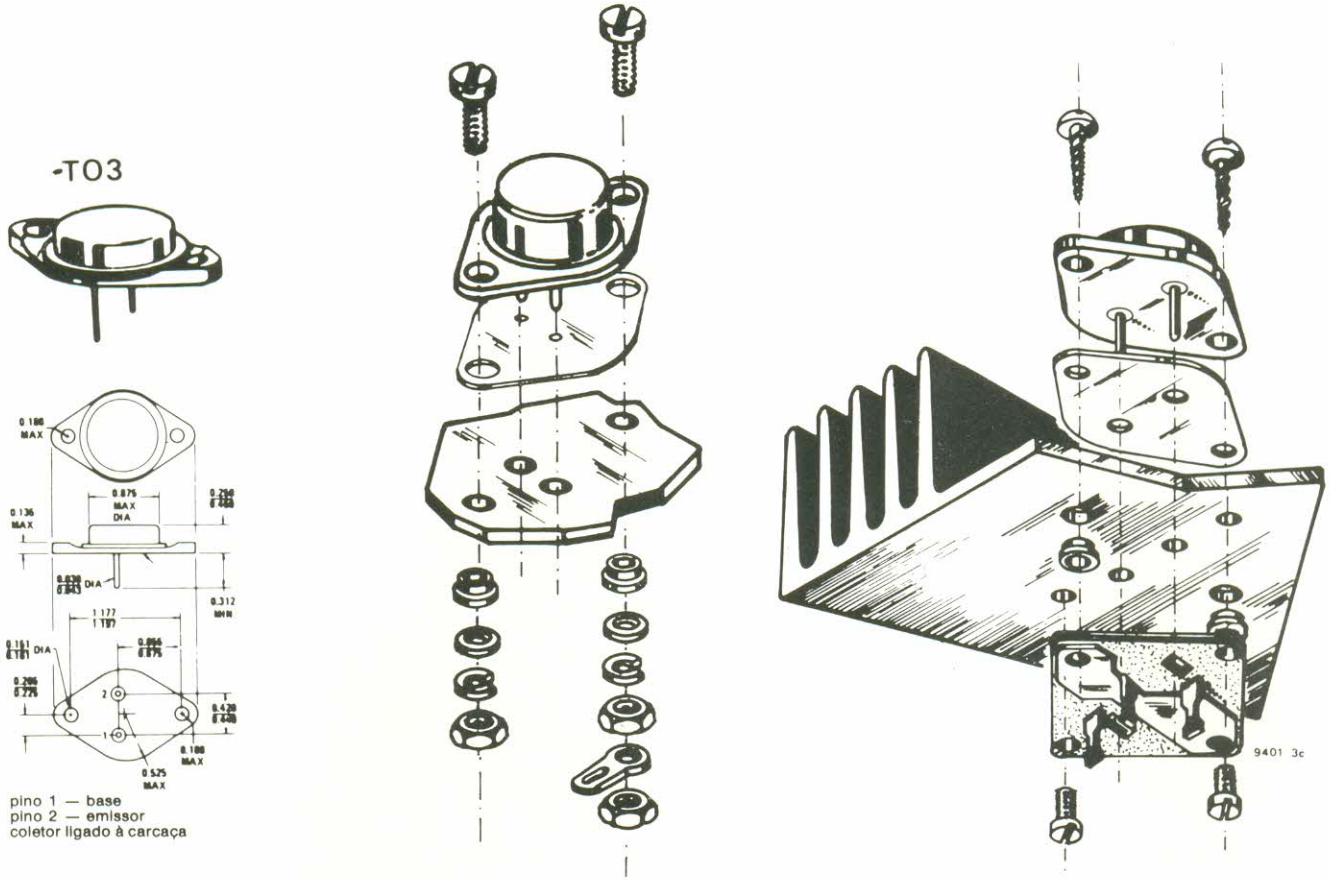


*figura 3 — Detalhes de montagem do EQUIN: *3a — implementação de L1/R28. *3b — opções para o resfriamento de T6 e T9.*



*3c— montagem dos transistores T7 e T10, com e sem o soquete T0-3.

possível de montadores, o projeto do EQUIN prevê que o amplificador padrão, com fonte de 45V, possa ser convertido em uma versão "turbinada", alimentada com 60 V.

A tabela de características fornecida na primeira parte da matéria (veja Elektor nº 5) especifica a potência que o amplificador é capaz de fornecer, em regime senoidal contínuo, a duas diferentes impedâncias de carga, sob as duas possíveis tensões de alimentação. Os valores dados referem-se aos piores casos práticos; a potência real obtida vai depender, em última análise, da qualidade dos componentes empregados na fonte de alimentação.

A tabela 1 desta segunda parte fornece as características do transformador requerido, nas duas versões. Note que as correntes dadas aplicam-se a sinais senoidais, com os dois canais plenamente excitados. Como em geral os sinais musicais possuem uma potência média inferior à de uma senóide (com o mesmo valor de pico), a corrente de carga musical será inferior às da tabela.

Caso o transformador da fonte tenha poucas perdas (baixa resistência de enrolamento, especialmente), a tensão não deverá cair demais sob carga contínua — e, assim, a potência contínua de saída e a corrente drenada terão valores maiores que os indicados pelas duas tabelas.

Na versão específica de 60 volts com uma carga de 4 ohms, os diodos de limitação D1...D4 poderão reduzir ligeiramente a potência máxima de saída. Se você optar pela remoção desses elementos, tenha sempre em mente que apenas os fusíveis Z2 e Z3 vão sobrar como proteção contra curto-circuitos.

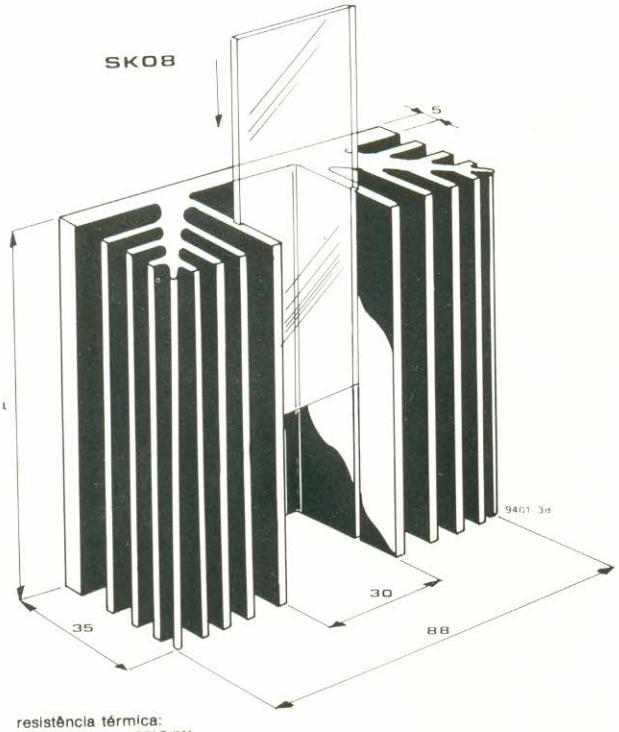
O nível de ondulação ou *ripple* sobre a linha de alimentação, com carga, também depende dos componentes utilizados. Se puder dispor de um osciloscópio, mesmo emprestado, você poderá ajustar R1 de forma a obter um "ceifamento" simétrico do sinal de saída — ou seja, o meio termo exato entre o nível de terra e o de *ripple* total.

O circuito impresso

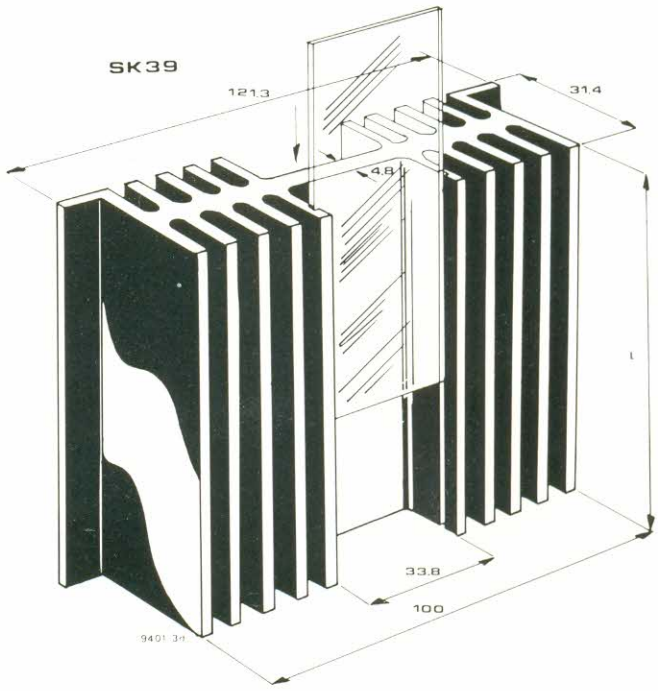
Assim como o projeto do circuito, a placa de circuito impresso foi concebida para permitir a instalação de vários tipos equivalentes de transistor, com os respectivos dissipadores. A figura 3b ilustra a montagem dos dois tipos mais comuns; quanto aos transistores de pequeno sinal, referentes aos primeiros estágios, podem ter encapsulamento metálico ou plástico, devendo-se ter cuidado apenas com sua pinagem.

Recomendamos, antecipando um pouco a sequência, que o potenciômetro P1 esteja totalmente voltado para o sentido anti-horário, antes que o amplificador receba alimentação, para evitar qualquer dano ao circuito. Veja também as instruções na seção de ajuste da corrente

3d



resistência térmica:
L = 100 mm – 1,55°C/W
L = 50 mm – 2,25 °C/W



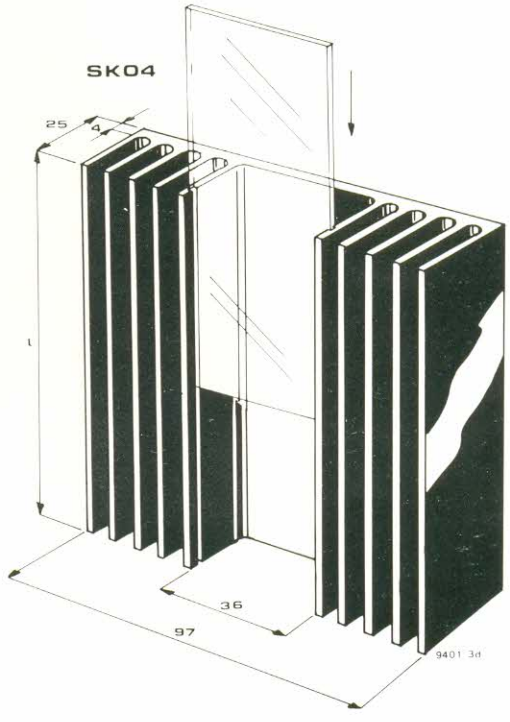
resistência térmica:
L + 100 mm – 1,55 °C/W
L + 500 mm – 2,25 °C/W

quiescente. Não esqueça, por fim, de montar o componente mais barato de todo o circuito: a ponte de fio em série com R6.

Dissipadores

Os transistores de saída (T7 e T10) podem ser montados em um mesmo dissipador, desde que sejam utilizados os isoladores de mica adequados, tipo TO-3. Quanto maior a eficiência desse dissipador, tanto mais potência será possível extrair continuamente do circuito, antes que as coisas comecem a esquentar. De qualquer modo, a resistência térmica para cada canal deve ser inferior a 2°C/W.

A figura 3d mostra três dos dissipadores mais comuns, facilmente encontrados no comércio especializado (os tipos e códigos são de marcas européias, mas será fácil encontrar similares nacionais, graças às medidas fornecidas na figura). Aconselhamos utilizar os modelos de alumínio



resistência térmica:
L = 100 mm – 1,6°C/W
L = 50 mm – 2,3 °C/W

Obs.: todos os dissipadores são de superfície enegrecida

**3d — dissipadores típicos com suas resistências térmicas.*

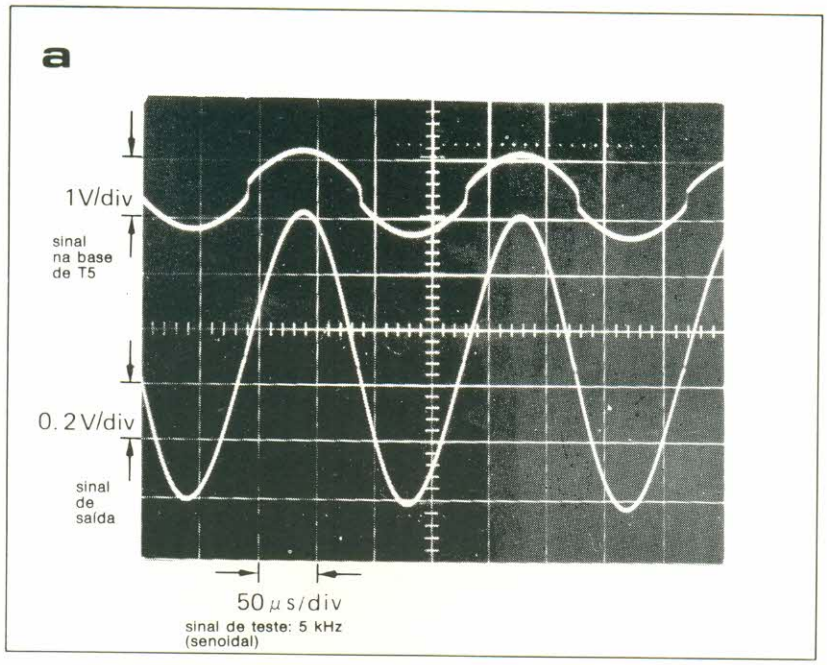


foto A — Efeito de um ajuste muito baixo para a corrente quiescente.

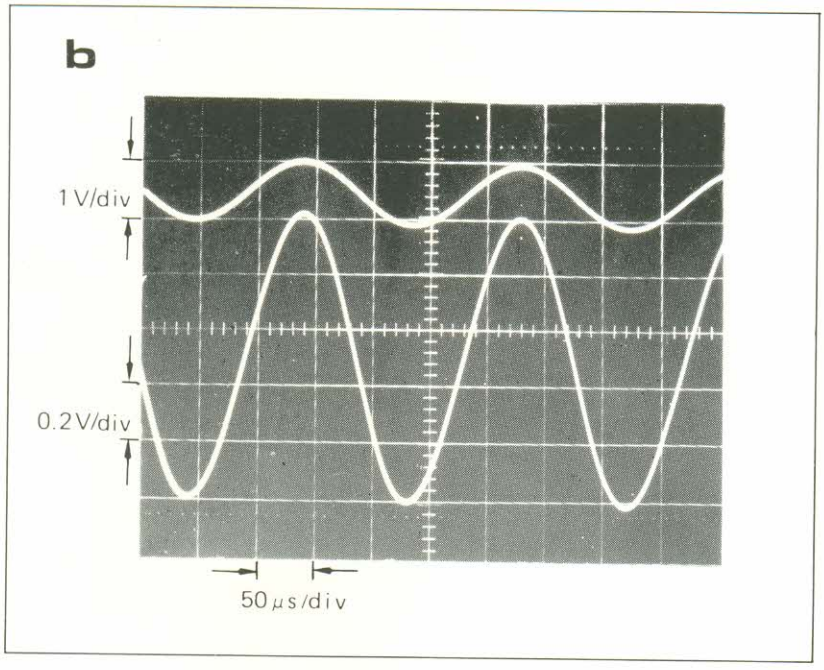


foto B — Ajuste correto da corrente quiescente.

anodizado em preto, que proporciona uma radiação superior à do alumínio natural.

A altura mínima desses dissipadores, montados verticalmente, deve ser de 75 mm (ou 100 mm, caso o gabinete permita). Nada impede, também, que T7 e T10 sejam alojados em dissipadores individuais, com altura entre 50 e 75 mm; continuam valendo, todavia, as recomendações de isolação já feitas.

A montagem vertical (ou seja, com as aletas "em pé") é sempre a melhor opção, pois tira total proveito do "efeito chaminé", proporcionando um ótimo resfriamento. Não é aconselhável, por isso, montar os dissipadores no interior do gabinete, já que as condições de radiação e convecção livre, em que o projeto desses dispositivos é baseado, seriam bastante prejudicadas. Se a montagem interna for inevitável, porém, pode-se remediar a situação abrindo grandes grelhas de ventilação acima e abaixo das "chaminés". É indispensável, além disso, montar o gabinete sobre pés de borracha.

Quanto à montagem dos transistores propriamente dita (veja a figura 3c), convém seguir as seguintes instruções:

— passe uma boa quantidade de graxa de silicone em ambos os lados dos isoladores de mica, a fim de melhorar ao máximo o contato térmico do transistor com o dissipador;

— isole os terminais de base e emissor dos transistores, para evitar eventuais curto-circuitos;

— faça uma boa conexão entre o coletor dos transistores e os terminais parafusados.

Uma última dica sobre esta parte: teste a isolação elétrica entre cada transistor e o dissipador, com um bom ohmímetro, antes de ligá-los ao circuito.

Alimentação

O amplificador EQUIN foi projetado para operar sem problemas com uma simples fonte não regulada (veja a figura 2). O transformador requerido poderá ser selecionado com base nas características da tabela 1. Observe que, além disso, ele pode utilizar uma derivação central ou então ter um secundário único, combinado com um retificador em ponte.

Os diodos, por sua vez, devem ser capazes de suportar as correntes de pico geradas ao se ligar o circuito, além dos surtos periódicos de corrente de carga e da corrente média (correspondente à drenagem CC, dada na tabela 1). O terminal "vivo" da fonte deve ser aplicado a cada canal através de um fusível rápido de 6,3 A (Z2 e Z3, na figura 2). Quanto ao fusível Z1, em série com o primário do transformador, deve ser do tipo lento, de preferência.

Os capacitores — "reservatório" C12 e C13 deverão ser especificados com uma tensão de trabalho e corrente de *ripple* adequadas; um valor total, entre ambos, de 9000 µF estará bem. O ponto comum, aonde vai ligado o pólo negativo desses capacitores, deve ser acoplado ao chassi somente através das placas do amplificador, via entrada de terra.

Fiação geral

Em um amplificador estéreo, cada canal deve ter sua própria linha de alimentação, valendo o mesmo para as linhas de retorno das caixas (veja a figura 2). Essas liga-

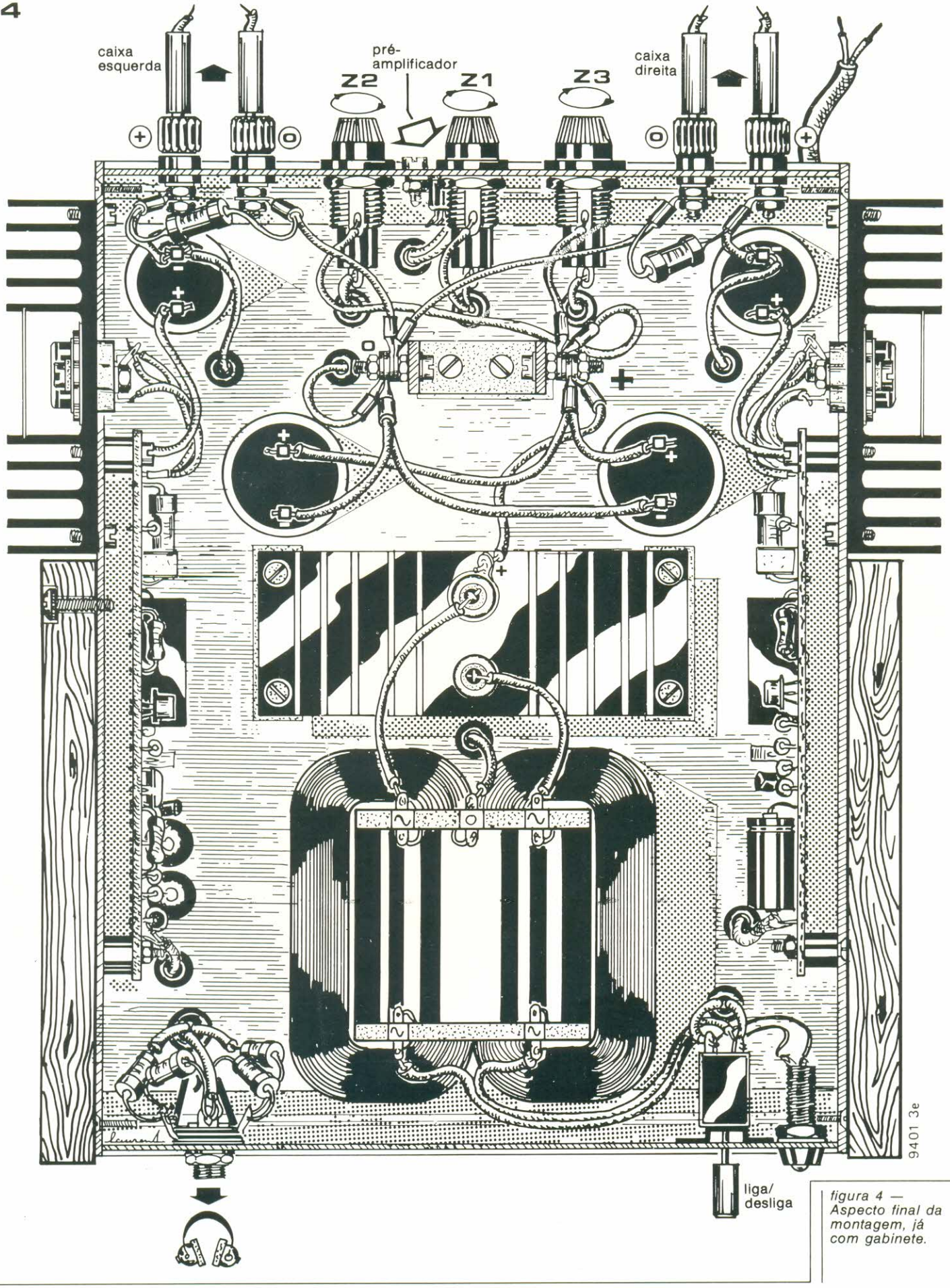


figura 4 — Aspecto final da montagem, já com gabinete.

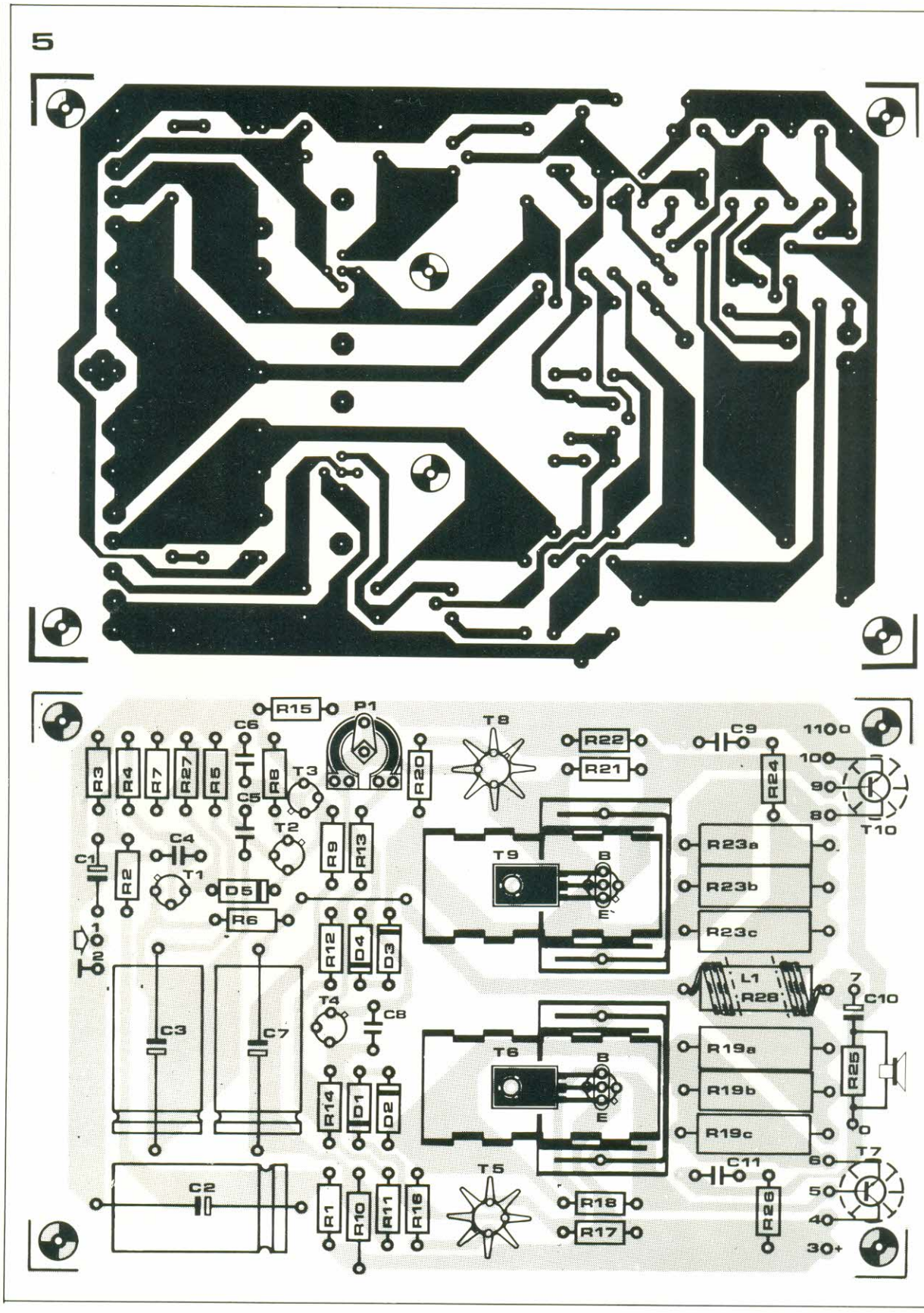


figura 5 — Placa impressa do amplificador vista pelas duas faces, em tamanho natural.

Lista de componentes

Resistotes
R1— 47 k
R2— 82 k
R3— 120 k
R4, R17, R21 — 1k
R5— 39
R6— 820
R7— 470
R8,R24— 10
R9— 4,7 k
R10 — 470 — 1/2W
R11— 3,9 k
R19— 3,3 k
R13, R25 — 2,2 k*
R14— 15 (10, C/ fonte de 60 V)
R15— 2,2
R16, R20— 100
R18, R22— 68
R19a/b/c, R23a/b/c, R28- 1ohm, 1 W (carvão ou filme metálico)*
R26— 1
R27— 1,5 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1— 2,2 µF/63 V
C2— 100 µF/63 V
C3, C7—470 µF/ 40 V
C4— 1 nF
C5— 10 pF
C6— 33pF
C8, C9, C11— 100 nF
*C10-2200 µF/ 50... 63 V**

ções devem ser bem curtas, na medida do possível, e ficar afastadas da fiação de entrada das placas.

Note, também que o chassi vai ligado ao comum da alimentação através das placas impressas; convém não alterar essa disposição e, se o pré compartilhar o mesmo gabinete do amplificador de potência, ele poderá fornecer essa ligação. Caso o pré-amplificador vá ser alojado em uma caixa separada, essa conexão será feita unindo-se o ponto "2" das duas placas de potência no conector de entrada, que fica naturalmente em contato com o chassi.

Não se recomenda a utilização de conectores DIN para a ligação das caixas acústicas, pois apresentam uma série de problemas. A melhor conexão é ainda a mais simples: use apenas pinos banana e os bornes correspondentes. Na figura 4, por fim, podemos ver uma sugestão de como alojar todo o conjunto do EQUIN num prático gabinete, ficando os dois canais nas paredes laterais e a fonte ocupando todo o piso da caixa. No painel frontal ficam apenas a chave liga/desliga e a saída para fones, enquanto o traseiro abriga os bornes de saída e os porta-fusíveis. Observe, ainda, como foram montados os dissipadores dos transistores de saída; além disso, repare que o pequeno dissipador dos diodos retificadores foi montado sobre isoladores, já que suas extremidades parafusadas coincidem com o catodo.

Alimentando o pré

A figura 6 mostra como o pré-amplificador usado com o EQUIN pode receber sua alimentação da mesma fonte; o exemplo leva em conta, como sempre, que o circuito do pré seja o PRECO, descrito simultaneamente nesta edição e na anterior. Essa mesma sugestão já foi descrita de passagem no artigo do PRECO, mas vamos repeti-la aqui, acrescentando mais alguns dados.

O transistor PNP (que pode ser qualquer tipo de 5 W, dotado de um pequeno dissipador) atua como fonte de corrente, como já sabemos. A grande vantagem desse arranjo reside na sua entrada em operação, que é lenta, reduzindo o surgimento de surtos de corrente. Assim que a alimentação é ligada, o capacitor C_b carrega-se até provocar a condução do zener, proporcionado uma estabilização simples. O diodo LED, ligado em série com o zener, foi incluído como um prático indicador de força; caso ele não seja incluído, por qualquer razão, a tensão do zener deve ser considerada 2 volts mais elevada.

Se você optar por outro pré-amplificador, talvez vá ser necessário alterar a tensão do zener ou o valor da fonte de corrente ou ambos. A fonte de corrente pode ser calculada através da fórmula $I = 700/R_a$, dada em miliampères se R_a for dado em ohms. De qualquer forma, a capacidade de corrente deve ser sempre o dobro do que exige o pré-amplificador; quanto ao LED, uma corrente entre 10 e 30 mA será adequada.

O pólo negativo de C_b e o catodo do LED são ligados ao comum da alimentação, no mesmo ponto em que vai acoplado o terra de saída do pré (isto é, aos pontos "2" unidos das placas de potência ou, no caso de montagem de um só gabinete, na própria placa do pré).

Ajuste da corrente quiescente

Procuramos deixar claro, na 1ª parte da matéria, quão importante a corrente quiescente se torna para o *crossover* ou transição do EQUIN. Vamos sugerir, por isso, três métodos diferentes de ajuste dessa corrente. Mas, antes de alimentar o circuito, certifique-se de que P1 está totalmente voltado para o sentido anti-horário, se não quiser colocar em risco o estágio de saída.

O melhor dos três sistemas exige a contribuição de um osciloscópio e um gerador senoidal. Nesse caso, o amplificador recebe como carga um resistor de 4...8 ohms (cujo valor não é crítico), sendo então excitado com um sinal de 1 kHz, de modo a fornecer cerca de 1 watt a essa carga. O osciloscópio deve ser ligado à base de T5 ou T8, de modo a mostrar a forma de onda ali presente. Em seguida seguida, ajusta-se lentamente a corrente de repouso, até que os flancos abruptos do sinal, próximos à passagem por zero, desapareçam da tela. Tais flancos poderão reaparecer em frequências ou amplitudes mais elevadas — caso em que bastará avançar ligeiramente o cursor de P1, até que sumam novamente (veja as fotos A e B).

Esse método traz embutida a idéia de que a tensão excitadora do estágio final, em um amplificador com realimentação, será sempre mais sujeita a distorção do que a última forma de onda, por qualquer não linearidade do estágio de saída. No caso da distorção *crossover,* provocada por corrente de repouso insuficiente, esse estágio exibe uma "zona morta", centrada na passagem por zero. Qualquer falha da realimentação negativa nessa zona fará com que os estágios precedentes forneçam tensões de excitação maiores que o normal, na tentativa de "preencher a lacuna". Esse procedimento de ajuste deve funcionar perfeitamente com quase todos os amplificadores.

O segundo método é mais popular, pois pode ser adotado por todos os montadores que dispõem apenas de um bom multímetro universal com uma escala CC de 250 ou 300 mV. Nesse caso, o trimpot P1 é girado lentamente no sentido horário, até que a tensão entre os pontos 6 (+) e 8 (-) da placa atinja 35 mV — momento em que a corrente quiescente estará em torno de 50 mA, valor um pouco acima do ideal. É preferível,

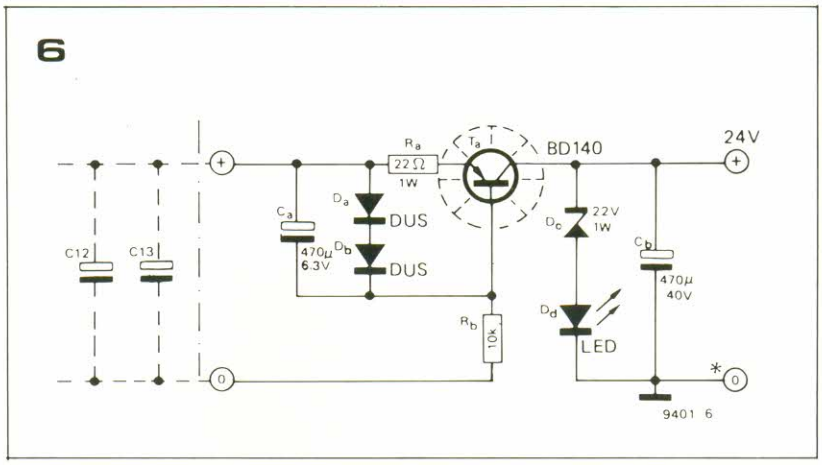


figura 6 — Sugestão para alimentar o pré-amplificador a partir da fonte do EQUIN.

Equin

Semicondutores
T1 — BC 557b, BC177b ou equivalente
T2—BC 546b, 40361 (BC547b, BC107b ou equivalente)
T3 — BC556a, 40362 (BC557a/b, BC177a/b ou equivalente)
T4 — BC547b, BC107b
T5 — BC546a, 40361 (BC547a/b, BC107a/b ou equivalente)
T8 — BC556a, 40362 (BC 557a/b, BC177a/b ou equivalente)
T6 — BD140, 40140, 40595 (BD138, BC161-16)
T9 — BD139, 40409, 40594 (BD137, BC141-16)
T7, T10 — 2 N 3055, BD138, BDY20, BD130, BD182
D1...D5— 1N4148

Diversos
P1 — trimpot, 2,2 ou 2,5 k
L1 - 2... 4 µH (enrolada sobre R28)
Placa nº 9401
Dissipadores
Fonte de alimentação (veja fig. 2)

Observações:
*—*veja texto*
— os transistores entre parênteses valem apenas para a versão de 45 V

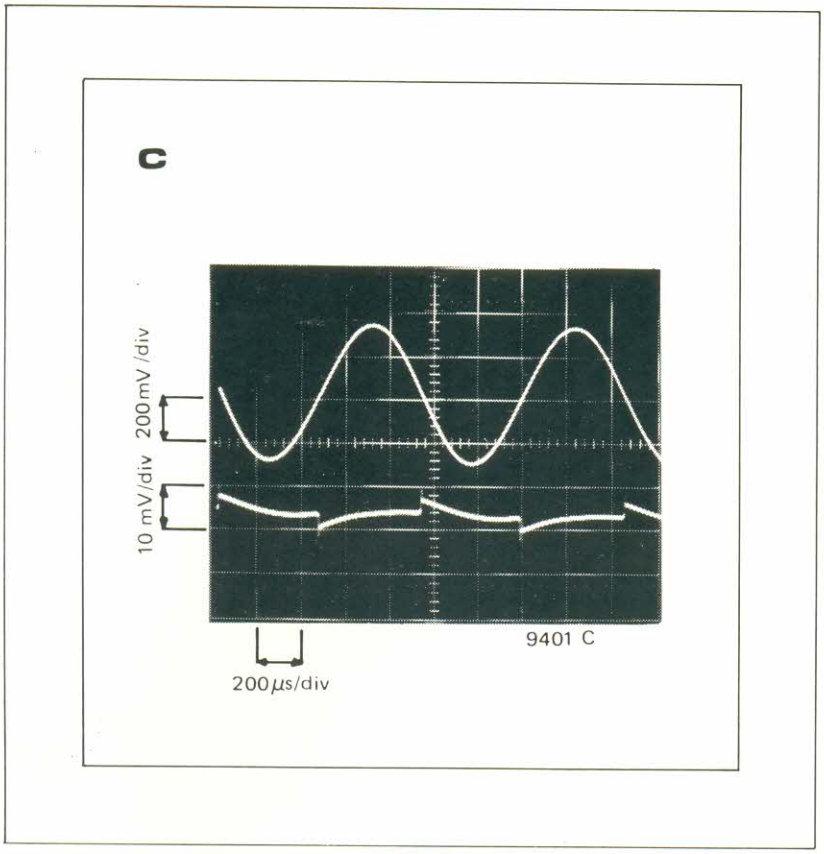


foto C — Comparação entre o sinal de saída (curva superior) e os componentes da distorção (curva inferior) quando a corrente quiescente é ajustada em valores baixos demais.

porém, "errar" do lado certo, quando não se pode ver o que está acontecendo com os sinais, a ter que suportar distorção provocado por uma baixa corrente de repouso.

Como variante do segundo método, pode-se medir a corrente total drenada pelo amplificador (sem qualquer sinal de áudio), ajustando-a em 60 mA através de P1. Aqui o multímetro deve ser comutado para a escala de 100 mA CC e ligado entre os terminais de um dos porta-fusíveis (Z2 ou Z3). Ligue o circuito ainda com os fusíveis incluídos e só então retire um deles para acoplar o multímetro — sempre começando com P1 todo voltado para a esquerda, é claro.

A foto C mostra novamente, apenas o título de ilustração, como o sinal de saída pode ser distorcido por uma corrente quiescente baixa demais (com escalas diferentes das utilizadas na foto A). O traço superior é o sinal completo de 1 kHz, enquanto o inferior representa apenas os componentes da distorção, já com a fundamental suprimida. Uma comparação entre os valores de pico indicou uma distorção de 1,6%, perfeitamente audível em condições normais.

Operando em classe AB

Alguns audiófilos têm sérias objeções à operação em classe B, sob a alegação de que sempre introduz alguma distorção *crossover*. Esses São Tomés podem então efetuar um teste prático para comprovar esse fato com o EQUIN e, se desejarem, mudar a classe de operação do amplificador.

Assim, após assegurar-se de que os transistores de saída receberam dissipadores adequados, basta girar P1 até que a corrente quiescente atinja 400...500 mA (talvez seja preciso, para isso, reduzir um pouco o valor de R13). O circuito já pode trabalhar em classe A, com uma carga de 8 ohms e potência de até 1 watt de saída; com correntes de excitação maiores, ele iria operar em classe AB.

Essas providências têm o efeito de deslocar o efeito *crossover* para uma região mais avançada da curva de transferência, onde alguns pesquisadores acham que ele provoca menos problemas. O teste em si consiste em calibrar um dos canais em classe B e outro em AB, aplicando a ambos o mesmo sinal; ao mesmo tempo, providencia-se para que seja possível ouvir os dois alto-falantes alternadamente. A conclusão é óbvia: o canal que soar mais "limpo" será o escolhido, pondo fim à luta de classes.

A seleção algo arbitrária de 1 watt como potência de saída para a versão classe A foi baseada no comportamento de sinais musicais típicos — cujo fator de crista determina, invariavelmente, que um amplificador plenamente excitado nos picos de sinal (o que não é pouco, em termos auditivos) estará entregando uma potência média de 1 ou 2 watts.

Saída para fones

Devido à grande variedade de tipos de fones, que diferem bastante em impedância e sensibilidade, só é possível fornecer aqui algumas indicações de como ligá-los ao amplificador de potência. Como regra geral, pode-se acoplar modelos de alta impedância diretamente aos bornes das caixas acústicas. As unidades de baixa impedância, por sua vez, terão que ser ligadas através de um divisor resistivo, conforme nos mostra a figura 1.

A opção de incluir apenas um resistor em série com os fones não é aconselhada, pois poderia afetar negativamente a reprodução de graves. Voltando à figura 1, um resistor de 22...39 ohms (1/2 W) seria adequado em R25b, considerando fones de 8 ohms; R25a deve ser selecionado, então, com um valor suficientemente alto para atenuar a tensão de ruído presente na saída do amplificador — mas não elevado a ponto de termos que girar o controle de ganho além do nível usado com alto-falantes. O valor de 100...150 ohms (1 W) é um bom ponto de partida para o teste. E, caso o divisor vá ser incluído definitivamente no circuito, pode-se omitir o resistor de "sangria" R25.

Comentários finais

Embora a impedância de entrada do EQUIN seja relativamente alta (cerca de 40 k), recomendamos que o pré-

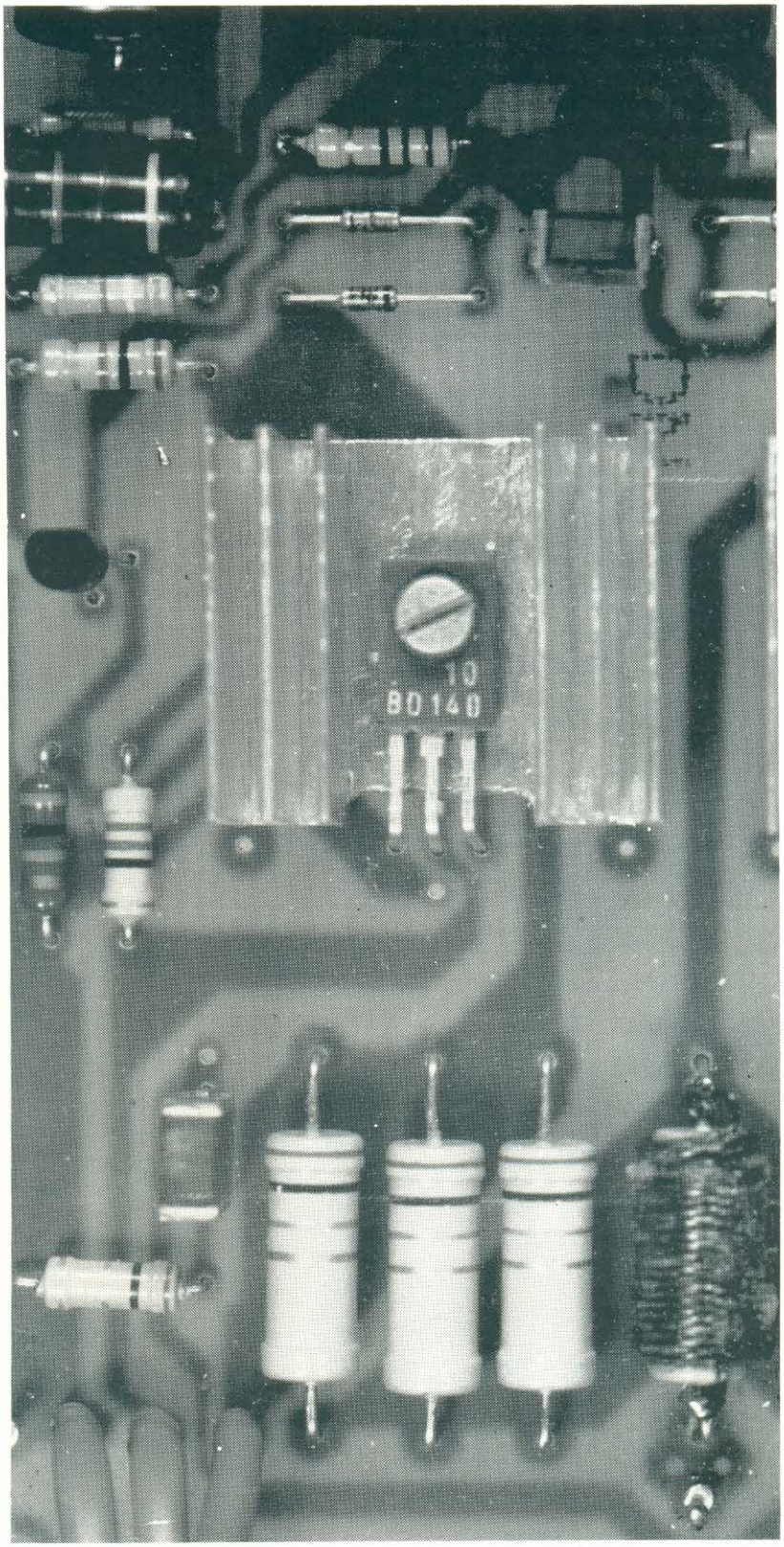
amplificador adotado tenha uma impedância de saída inferior a 5 k. A razão disso é que o amplificador de potência "vê" qualquer impedância ligada à sua entrada sempre em série com R4 — resistor que, juntamente com C4, forma uma rede passa-baixas que ajuda a determinar o decaimento de resposta em malha aberta (veja a 1ª parte).

A impedância de saída do PRECO depende um pouco da posição em que se encontra o controle de balanço, mas é sempre inferior a 1 k. Essa baixa impedância tem a vantagem de permitir a utilização de longas extensões de cabo blindado entre o amplificador de potência e o pré-amplificador.

Observe também que o circuito aparece com alguns acréscimos de componentes, em relação ao publicado na 1ª parte. A rede D5/R27, por exemplo, tem a função de melhorar o comportamento do amplificador em relação ao ceifamento, em caso de sobre-excitação negativa. Já o indutor amortecido (malha L1/R28), incluído na saída do circuito, atua no sentido de melhorar a resposta a impulsos — isto é, o desempenho global em passagens musicais com muitos picos ou ondas quadradas. Sua utilidade é mais percebida com cargas capacitivas, tais como alto-falantes eletrostáticos.

Uma das formas de se obter o valor correto de L1 consiste em enrolar 40 espiras de fio esmaltado sobre R28, em duas camadas; certifique-se de que a bobina está fixada sobre o resistor (algumas gotas de cola podem ajudar) e de que as extremidades do fio sejam raspadas, para permitir a soldagem. A figura 3a mostra em primeiro plano esse detalhe da montagem.

O fio mais adequado para esse caso é o de 0,6 mm de diâmetro. Mas se um fio de maior bitola estiver mais à mão, tudo bem; será preciso, apenas, fazer a compensação na confecção da bobina. Assim, para um fio de 1 mm, digamos, deverão ser enroladas 36 espiras em três camadas. Isso pode ser feito facilmente enrolando-se a bobina primeiro sobre um lápis comum (cerca de 7 mm de diâmetro), que funciona como "fôrma". Completado o enrolamento, basta retirá-la do lápis e introduzi-la no resistor. E, se a malha L1/R28 não for necessária em seu caso, instale na placa, em seu lugar, uma ponte de fio.



Equin

Os computadores de grande porte reunem uma infinidade de circuitos lógicos e executam mais de um milhão de instruções por segundo. Nada mal para uma tecnologia calcada em semicondutores, mas esses padrões empalidecem perto do que está sendo desenvolvido em vários laboratórios do mundo. São máquinas 20 vezes mais rápidas, resultado de uma tecnologia recente, que explora o fenômeno dos superdondutores. Elas só trabalham, porém, a temperaturas baixíssimas, quando tudo fica imóvel e os elétrons podem deslocar-se em grandes velocidades.

O computador Josephson

super— condutores versus *semi— condutores*

Existem duas formas de expandir a capacidade de um computador: acrescentando-lhe mais circuitos lógicos ou fazendo-o trabalhar mais rápido. Os computadores Josephson, considerados entre os grandes "cérebros" do futuro, tiram o máximo proveito da segunda alternativa.

A velocidade com que uma máquina digital executa suas instruções é medida pelo período do gerador de *clock* — conhecido também como "ciclo de instrução". Os grandes computadores de hoje exibem ciclos de 30 a 50 ns — valor que foi reduzido a 1 ns com a tecnologia Josephson, em pequenos circuitos experimentais.

Mas atingir ciclos de instrução tão breves não é só uma questão de desenvolver circuitos lógicos rápidos — envolve também o problema de transportar sinais elétricos de um ponto a outro da máquina no pouco tempo disponível, que é de alguns nanossegundos ou mesmo picossegundos. Por isso, para não "desperdiçar" a rapidez dos CIs Josephson, o computador que os utiliza deve ser o menor possível, de modo que as correntes tenham que percorrer trajetos curtos.

Esse obstáculo, porèm, tende a ser removido pelo avanço da integração em altíssima escala, capaz de concentrar quase um milhão de componentes em uma única pastilha. Tais CIs, no entanto, não são do tipo semicondutor, pois seriam destruídos em alguns instantes, devido aos vários quilowatts de dissipação. O que os pesquisadores tentam fazer, portanto, é adaptar as técnicas de miniaturização já dominadas em outros circuitos aos integrados Josephson, procurando obter maiores velocidades e pouquíssima dissipação de potência.

Na figura 1 podemos ver o resultado: um CI supercondutor (uma porta OU, mais especificamente), produzida por métodos fotolitográficos em um laboratório da IBM americana. Nos testes efetuados, ela chegou a comutar em apenas 50 ps; em casos mais recentes foi possível obter velocidades ainda menores, tanto em portas OU como portas E experimentais.

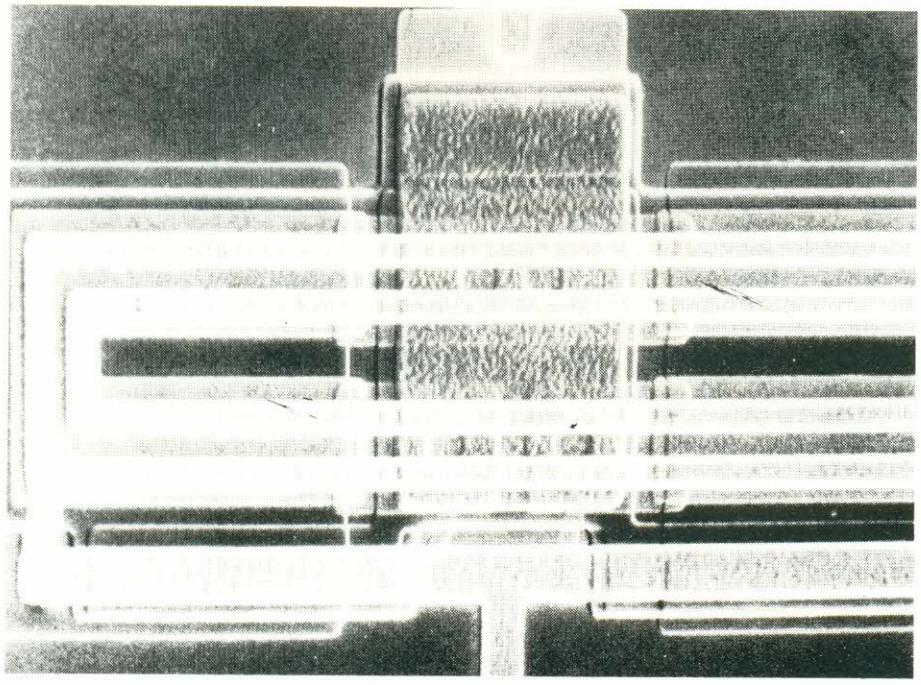


figura 1 — Fotomicrografia de parte de um CI Josephson, obtida com microscópio eletrônico (foto IBM).

Supercondutores e túneis de elétrons

Em 1962, o então universitário e futuro físico inglês Brian D. Josephson lançava as bases teóricas do efeito que acabou recebendo seu nome, baseado em dois fenômenos físicos: supercondutividade e túneis de elétrons. O primeiro foi descoberto em 1911 por um professor da Universidade de Leiden, Heike Kamerlingh Onnes; ele notou que certos metais (que denominou "supercondutores") perdiam toda resistência elétrica quando resfriados

abaixo de uma certa temperatura (diferente para cada supercondutor). Em outras palavras, a resistência caía literalmente a zero.

Onnes descobriu também que a supercondutividade só ocorria se a corrente fosse mantida em um certo nível; superado esse nível, o metal voltava a atuar como um condutor normal, mesmo se adequadamente resfriado. Era possível, além disso, influenciar a supercondutividade por meio de campos magenticos.

Somente em 1957, porém, deu-se uma explicaçao satisfatória a esse fenômeno. Um dos responsáveis pelo esclarecimento foi John Bardeen, um dos três inventores do transistor. Concluiu-se, então, que no estado supercondutor a corrente elétrica não deve ser considerada como um fluxo de elétrons "simples" e sim de "pares" — os chamados *pares de Cooper,* batizados com o nome de outro teórico do fenômeno.

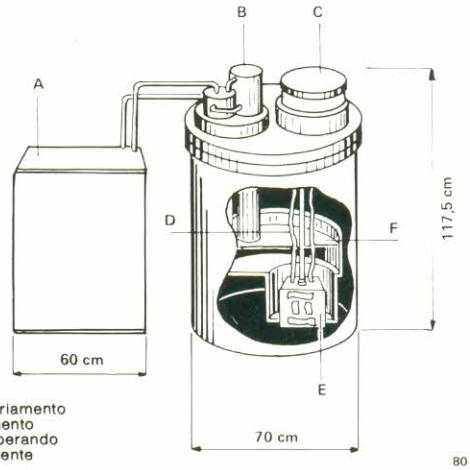
Os elétrons de cada par movem-se, por assim dizer, "coordenados" entre si e não precisam "escalar" o núcleo dos átomos. Auxiliando-se mutuamente, eles atravessam os núcleos e o efeito só o é interrompido quando os pares são desfeitos por alguma razão. Isto pode ocorrer devido a uma elevação da temperatura ou da corrente, ou ainda sob a influência de um campo magnético.

Na prática, a supercondutividade só mostrou-se viável para correntes contínuas; a corrente alternada provoca um certo "desvio" da condição ideal, mesmo em frequências elevadas.

Enquanto a supercondutividade só pôde ser explicada muito tempo após sua descoberta, com o efeito túnel aconteceu exatamente o contrário: a teoria já havia sido proposta há algum tempo quando o fenômeno chegou a ser demonstrado, nos anos 60. Além disso, nada tem a ver com supercondutividade e pode ocorrer à temperatura ambiente. O componente físico que explora esse efeito é conhecido como *diodo túnel,* comumente empregado como amplificador de micoondas ou comutador rápido.

Seu princípio de operação envolve mecânica quântica e é um tanto complexo para ser explicado aqui. Em poucas palavras, pode-se dizer que, ao contrário do esperado, uma fina camada isolante en-

2



A — compressor de resfriamento
B — sistema de resfriamento
C — interface e fonte, operando à temperatura ambiente
D — conexões E/S
E — computador
F — hélio líquido a 4,2 K (-269°C)

figura 2 — O computador Josephson terá uma aparência inusitada, pois uma grande área será ocupada pelo sistema de resfriamento.

3

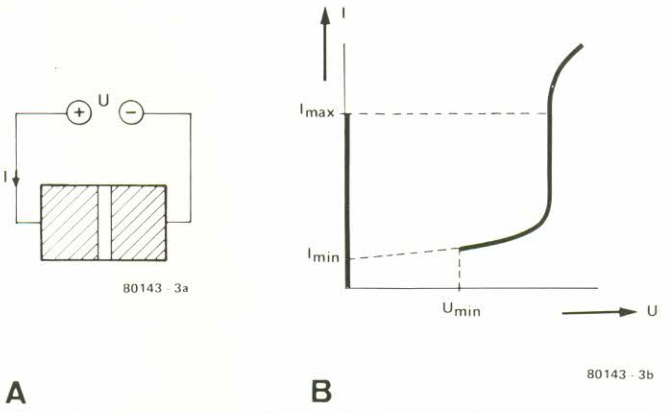


figura 3 — Estrutura de uma junção Josephson (a) e sua curva tensão/corrente (b).

4

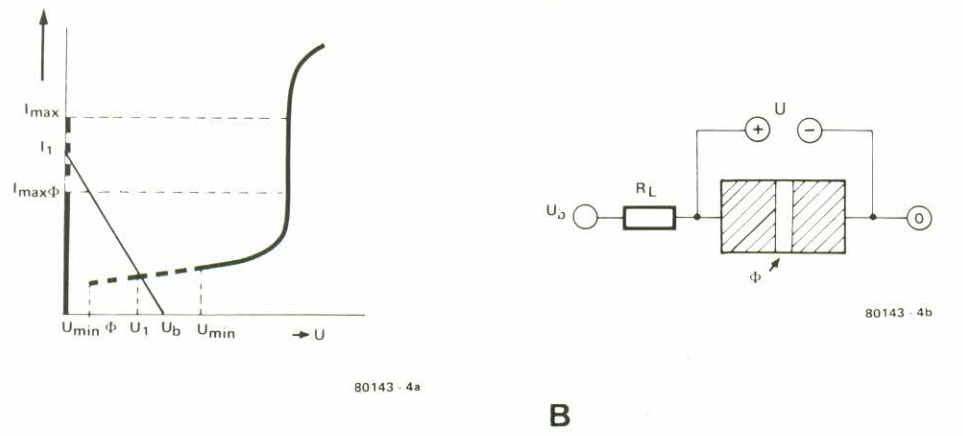


figura 4 — Influência de um campo magnético sobre a curva tensão/corrente (a) e reta de carga originada pela inclusão de RL (b).

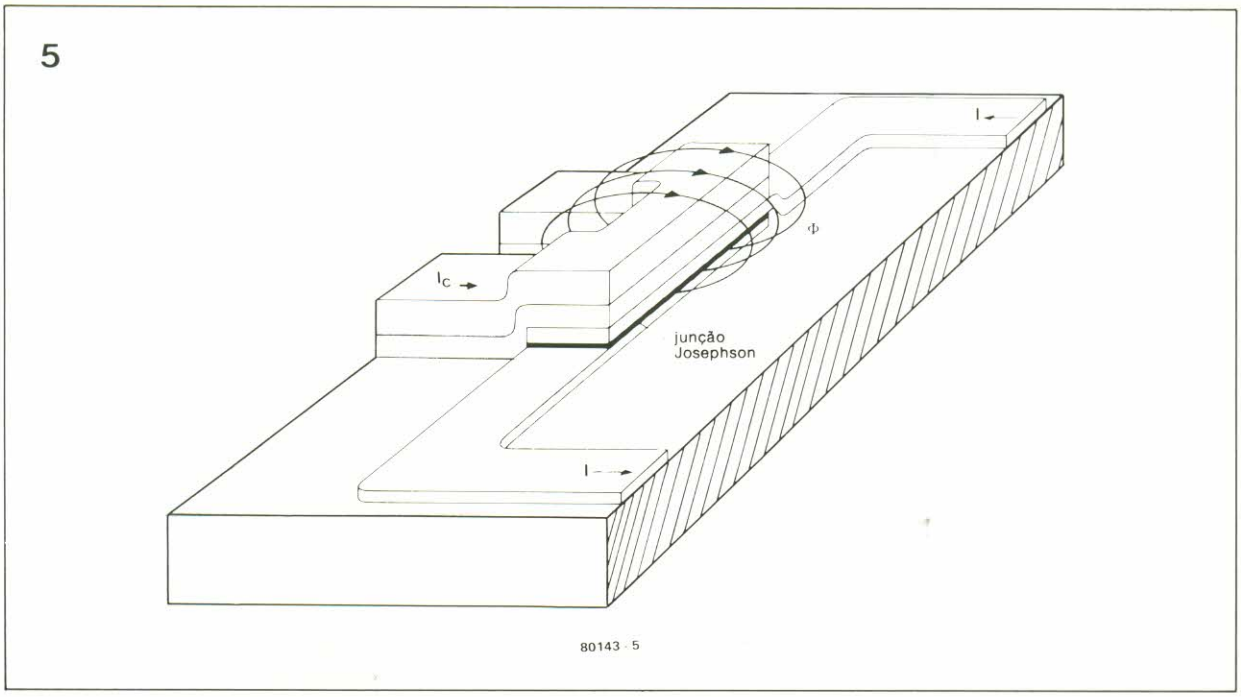


figura 5 — Ampliação em perspectiva de um comutador Josephson. A corrente I é comutada sob a influência de um campo magnético induzido pela corrente de controle Ic.

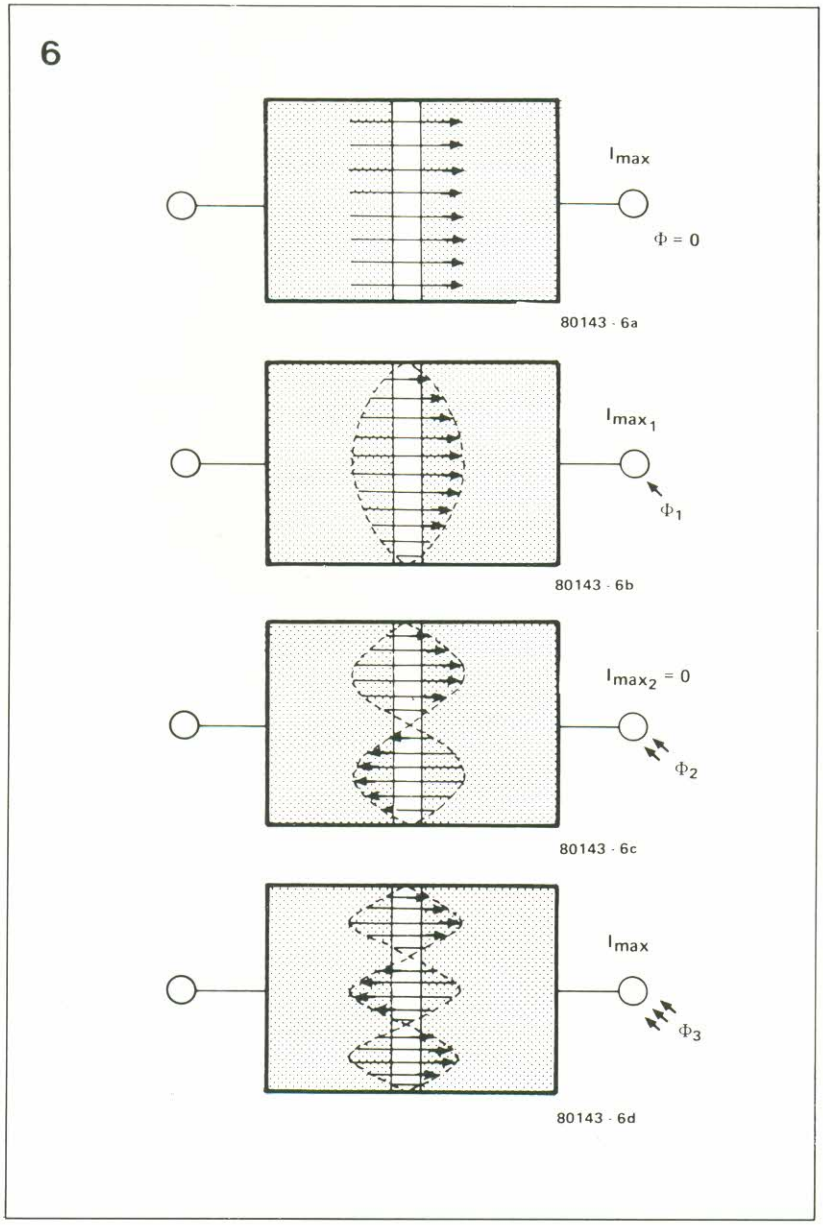


figura 6 — Sob um certo campo magnético, a corrente que passa pela junção Josephson não é uniformemente distribuída, podendo tornar-se nula em certos níveis de força magnética.

tre dois condutores permite a passagem de corrente elétrica — algo a ver com o fato de que o elétron não deve ser encarado apenas como uma partícula, mas também como um fenômeno ondulatório. Assim, ao invés de simplesmente "ricochetear" na barreira formada pelo isolante, ele é capaz de penetrá-la ligeiramente, desde que a camada não seja muito espessa.

Túneis supercondutores

Josephson combinou os dois fenômenos físicos, aplicando a teoria dos túneis de elétrons aos pares de elétrons responsáveis pela supercondutividade (já que os pares também podiam ser considerados como ondas). Descobriu, então, um fato notável: o fino isolante, que não deveria deixar passar corrente alguma, atuava como um supercondutor! Esse efeito, que passou a ser denominado *Efeito Josephson,* ocorria quando os metais que envolviam o isolante também se achavam em estado supercondutor. Um ano mais tarde foi observado novamente nos Laboratórios Bell, com pesquisadores americanos.

Assim, uma fina camada isolante, colocada entre dois supercondutores, é chamada de *junção Josephson* e reune todo o princípio por

trás do computador de mesmo nome. Como o fenômeno só se verifica em temperaturas baixíssimas, todos os circuitos devem ser imersos em hélio líquido, cujo ponto de ebulição situa-se em torno de 4,2 K ou -269°C. Assim, mas do que a qualquer outra máquina, o computador Josephson precisa "manter a cabeça fria".

Descobriu-se, ao longo das pesquisas, outras utilidades em potencial para o efeito Josephson. Ele pode, por exemplo, medir tensões ou campos magnéticos bastante fracos e encontra aplicação na tecnologia de microondas.

A operação como comutador

Como vimos há pouco, um material supercondutor pode ser retirado dessa condição de três formas diferentes: por uma elevação da temperatura, um aumento da corrente ou mediante a presença de um campo magnético. E isto é válido não só para os metais supercondutores, como também para a junção Josephson — e em maior escala, por sinal.

Eis porque o físico inglês denominou esse material de "supercondutor fraco": quando é tirado desse estado, não volta a agir como um condutor normal, a exemplo dos metais; seu comportamento ao contrário, é o de uma junção túnel comum. Na prática, isso significa que a junção Josephson apresenta uma pequena resistência elétrica, sendo possível comutá-la de zero a algumas centenas de ohms — o princípio de operação do comutador Josephson. son.

A comutação entre os estados supercondutor e resistivo (e vice-versa) ocorre com uma rapidez difícil de ser alcançada por outros processos físicos. O tempo de comutação é de 6 picossegundos, aproximadamente, inferior a 1% do ciclo de instrução que a IBM determinou para seu computador Josephson (1 ns).

Essa incrível velocidade não é a única vantagem que a tecnologia tem a oferecer. Sua dissipação de potência, no estado supercondutor, é nula, mesmo com o fluxo de uma corrente de 0,1 mA (já que a resistência, afinal de contas, também é nula). Mas o consumo será bastante reduzido até no estado resistivo, pois a tensão de alimentação do circuito deverá ser de 10 mV.

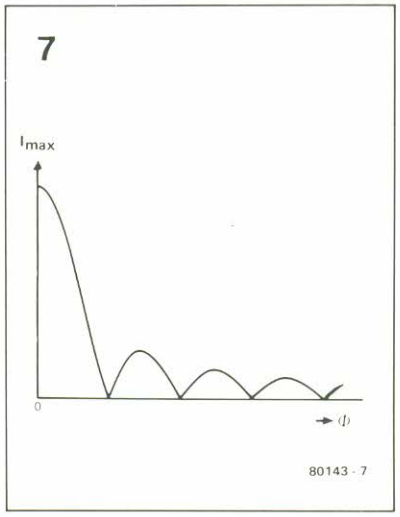


figura 7 — Relação entre campo magnético e corrente em uma junção Josephson, como resultado da distribuição irregular da figura 6.

Dessa forma, espera-se que um computador Josephson que inclua uma memória de 16 MB dissipe apenas 7 W de potência — em contraste com os 15 kW necessários para seu resfriamento a 4,2 K. Felizmente, porém, as técnicas de refrigeração evoluíram bastante e deverão permitir uma redução substancial desse valor em pouco tempo.

A operação de instalações resfriadoras desse tipo (denominadas *criostatos*) não difere muito da verificada em nossos refrigeradores domésticos. A principal diferença está no fato de que podem ser desligadas por até

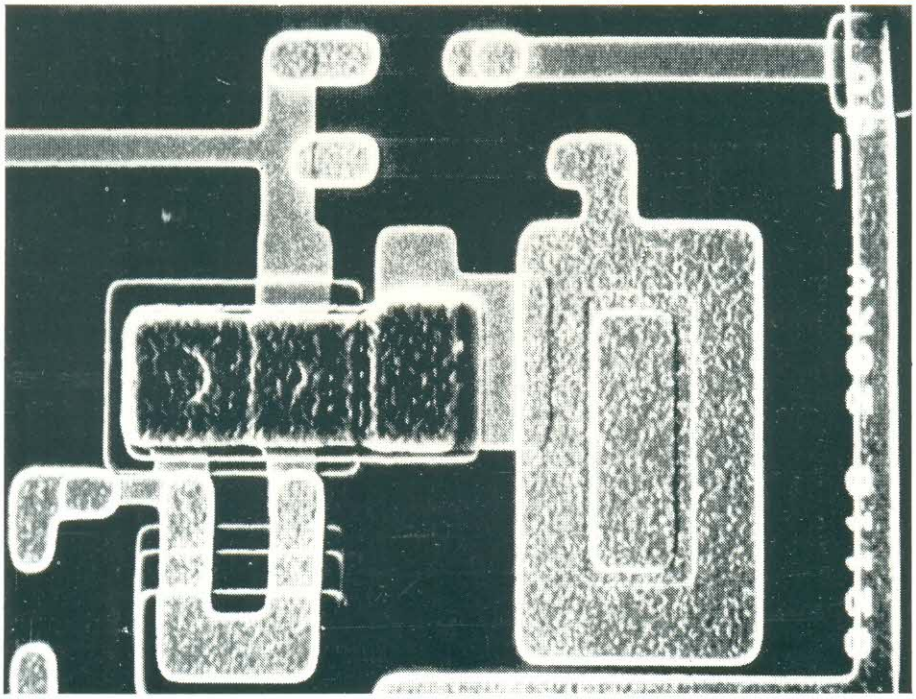


figura 8 — Dispositivo de injeção de corrente, um dos métodos usados na confecção de portas E por meio da tecnologia Josephson (foto IBM).

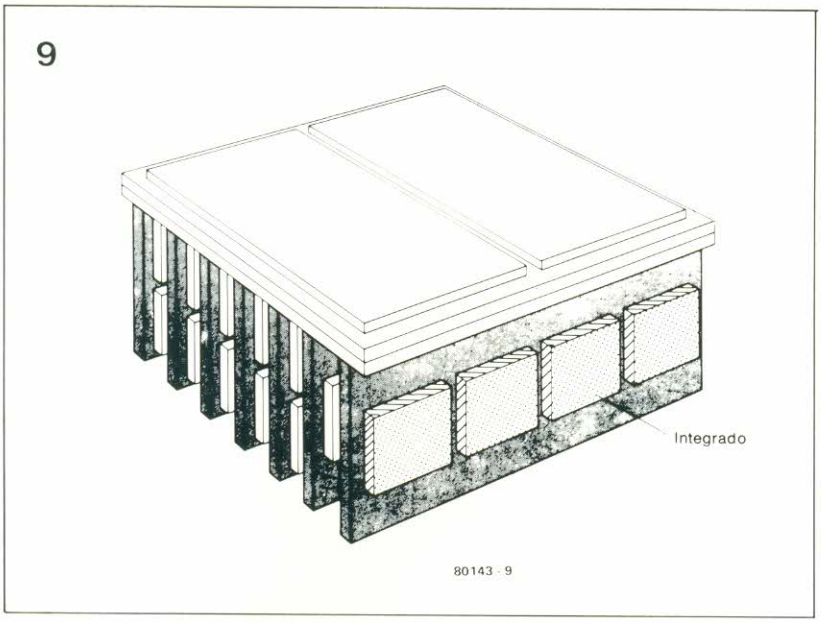


figura 9 — É muito importante que os CIs Josephson sejam montados bem próximos entre sim.

cem horas seguidas, sem que a supercondutividade seja afetada. Na figura 2 podemos ver uma instalação típica de um criostato com capacidade para 460 litros (dos quais menos de 4 litros são ocupados pelo computador).

A curva U/I

A relação entre a corrente que atravessa um componente e a tensão em seus terminais pode ser expressa sob a forma de um gráfico muito prático: a curva U/I. A figura 3 mostra uma junção Josephson esquematizada (3a) e a respectiva curva tensão/corrente (3b), que possui um formato puco comum — como se em certos valores de I pudéssemos ter dois valores diferente para U.

O que acontece se permitimos que a corrente, numa junção Josephson, deixe de ser nula? Basta observar a parte esquerda do gráfico, que é a reta vertical coincidente com o eixo das ordenadas: a corrente aumenta, mas a tensão permanece nula; ou seja, a resistência do material é nula, pois ele se encontra no estado supercondutivo.

Essa condição persiste até que a corrente ultrapasse Imax, quando o material passa para o estado resistivo e devemos pular (literalmente) para metade direita do gráfico — onde passam a coexistir tensão e corrente no material. Se a corrente cair em relação a Imax, deveremos permanecer na metade direita do gráfico, pois ainda haverá uma tensão sobre a junção.

A supercondução só voltará a se manifestar se a corrente cair abaixo de I_{min}, ou se a tensão for levada para baixo de U_{min}, indiferentemente. Portanto, a junção Josephson pode ser comutada do estado supercondutor para o resistivo por uma breve elevação da corrente e comutada de volta por uma breve redução da corrente.

Em outras palavras, a junção Josephson tem o dom da memória: os dois estados são estáveis e podem ser fixados à vontade — o que a distingue do transistor comum, do qual são necessários dois elementos, pelo menos, para armazenar um único bit. Evita-se, desse modo, que o componente consuma potência em qualquer dos dois estados.

Magnetismo

Vimos, assim, que pela simples variação da corrente que a atravessa, a junção Josephson pode ser levada do estado supercondutor ao resistivo e vice-versa. Isto, contudo, nem sempre é conveniente, já que na eletrônica preferimos chavear uma corrente com o auxílio de outra corrente ou mesmo uma tensão, independente. Seria ideal, portanto, que o elemento Josephson possuisse um terminal de porta ou de base — o que, felizmente, parece ser possível e nada complicado.

O magnetismo resolveu o problema, pois descobriu-se que os valores de I_{max}, I_{min} e Umin dependem da intensidade do campo magnético, conforme ilustra a figura 4a. Vê-se que a máxima corrente em supercondução cai para Imax sempre que um campo magnético é aplicado ao elemento Josephson; da mesma forma, a tensão Umin pode ser levada a Umin sob a influência desse campo.

Assim sendo, a junção Josephson pode ter corrente estabelecida, de início, em I1. Com a aplicação de um campo magnético, ela é então levada do estado supercondutor para a condutância normal — podendo voltar à supercondutividade com a remoção do campo. Para que isso ocorra, no entanto, é preciso haver uma tensão U1, localizada entre Umin e Umin, sobre a junção — o que é conseguido realizando-se a comutação estando R_L em série com a junção, como mostra a figura 4b.

A reta em diagonal I1-U_b, que aparece na figura 4a, é a linha de carga, a exemplo do que encontramos em gráficos de transistores. Indica as várias combinações possíveis de tensão e corrente, após o acréscimo do resistor de carga; toda comutação ocorre sempre ao longo dessa reta.

Como a tensão de alimentação U_b é reduzida (alguns milivolts, apenas), pouquíssima potência é dissipada no resistor — cerca de 0,5 μW, no estado resistivo.

Como gerar um campo magnético, nesse caso específico? Simplesmente introduzindo-se uma corrente na junção, à qual vai corresponder um campo proporcional. E como a junção é muito sensível ao magnetismo, correntes baixíssimas são mais que suficientes. A figura 5 fornece uma visão ampliada de como se implementa um comutador Josephson em forma de CI. Acima da junção há um canal de controle, por onde passa a corrente de comando I_C, gerando o campo magnético e através de dele controlando uma corrente muito maior (I). Assim, o comutador Josephson é chamado de "chave de corrente controlada por corrente" e chegou a ser testado em 1965 por um

pesquisador da IBM, Juri Matisoo.

SQUID, componente padrão

Seria vantajoso tornar a junção tão sensível quanto pudéssemos ao campo magnético, para que a corrente de controle fosse a mais reduzida possível. Na prática, isto pode ser obtido fazendo-se a superfície da junção mais ampla, mas esta reage ocupando mais espaço e comutando mais lentamente. De fato, toda junção Josephson exibe uma capacitância, que aumenta com a área superficial.

O dilema foi resolvido com o desenvolvimento do SQUID, uma espécie de elemento-padrão da tecnologia Josephson, contendo duas ou mais pequenas junções. Nele incentiva-se a "colaboração" das diferentes correntes elétricas, de uma forma razoavelmente complexa, podendo ser comparada com a interferência entre formas de onda (como a luz, por exemplo). Esse artifício tem relação com o fato de as correntes estarem sempre distribuídas irregularmente na junção, com a presença de um campo magnético.

Podemos ver esse fenômeno na figura 6, que mostra como se dá a distribuição de corrente quando o valor da mesma iguala-se ao da máxima corrente em supercondução (I_{max}). Á medida que a força magnética aumenta, Imax decresce, podendo até ser nula, sob a influência de um campo Ø2 - condição em que a junção não pode atingir o estado supercondutivo, não importando quão reduzida seja a corrente que a atravessa.

Elevando ainda mais o fluxo magnético, porém, vê-se que a corrente volta a subir, mas deixamos de ilustrar como ela poderá ser nula mais uma vez, mediante um novo acréscimo do campo. Eis porque a relação entre o campo magnético e a máxima corrente em supercondução dá origem a uma curva periódica, bastante peculiar (figura 7).

Esse efeito é explorado no SQUID (abreviação de dispositivo supercondutor de interferência quântica): duas junções Josephson podem ser implementadas de modo que, sob uma certa intensidade do fluxo magnético, apenas uma delas possa tornar-se supercondutora e a outra não, enquanto em outro nível de campo ocorre exatamente o inverso. Ambas são controladas pela mesma corrente de comando, que é capaz de remeter a corrente de trabalho ora para uma junção, ora para outra. Assim, temos a possibilidade de combinar a sensibilidade de uma grande junção Josephson com a rapidez das pequenas.

Circuitos lógicos

Os SQUIDs são os pilares que sustentam o computador Josephson, permitindo que todas as funções lógicas já reproduzidas pelos semicondutores sejam implementadas também com os supercondutores. Uma porta E, por exemplo, é obtida controlando-se um SQUID com duas correntes de comando, ao invés de uma, e incluindo-se dois canais de controle sobre as junções. O SQUID, então, só poderá comutar de um estado para outro se as duas correntes de controle forem suficientemente elevadas.

Esse componente recebeu também o nome de "dispositivo de injeção de corrente" e um deles pode ser visto na figura 8. Trata-se de uma porta E que trabalha com duas junções, representadas como dois círculos um tanto apagados, no centro do retângulo horizontal mais escuro (a da esquerda tem uma área cinco vezes maior que a da direita). As menores dimensões da foto giram em torno de 2,5 μm valor próximo dos obtidos em semicondutores LSI. Essa tecnologia já produziu portas OU e também *flip-flops*.

Tensão alternada: sem problemas

Uma característica inerente às junções Josephson é sua estrutura perfeitamente simétrica, sem polarização. Além disso, podem receber tensões alternadas sem problemas, como é o caso do computador Josephson. Existe, aí, a vantagem adicional de se poder utilizar a tensão de alimentação como sinal de *clock* e, em certas ocasiões, também como *reset* para alguns circuitos internos. Em outras palavras, o "estômago" do sistema é também seu "coração", possibilitando eliminar várias ligações elétricas do circuito.

A fonte de alimentação do primeiro protótipo será provavelmente um oscilador senoidal de 500 MHz, capaz de entregar 7 W de potência e mantido à temperatura ambiente. Para proteger os milhares de integrados que irão constituir o computador haverá uma série de controladores de tensão, limitando a tensão em 12 mV, no máximo, através dos quais a senóide é convertida em uma onda quadrada.

A sincronização em um computador tão rápido apresenta alguns problemas sérios, já que durante um período de *clock* equivalente a 2 ns qualquer sinal elétrico só percorre cerca de 30 cm. Assim, técnicas altamente especializadas são empregadas para assegurar a simultaneidade dos processos internos da máquina.

Material empregado

Embora não seja nenhuma brincadeira, a confecção de um computador Josephson não apresenta problemas intransponíveis, já que é possível aplicar técnicas familiares aos fabricantes de CIs. Portanto, os materiais empregados são diferentes mas os procedimentos bastante similares: camadas são depositadas por evaporação, traçados são aplicados fotolitograficamente e também sofrem decapagem. Técnicas mais complexas dos semicondutores, tais como difusão e implante, não são nem mesmo necessárias nos CIs Josephson.

Por outro lado, exigem mais camadas (entre dez e quatorze, em vez de três a seis) e a barreira (o isolante colocado entre os supercondutores) é de confecção difícil, devido à sua pouca espessura.

Os materiais usados em um computador Josephson devem atender a dois requisitos

óbvios: capacidade de suportar temperaturas próximas ao zero absoluto e também grandes variações de temperatura (afinal, mesmo esses computadores devem receber manutenção à temperatura ambiente). Devido às flutuações de temperatura, esses materiais devem possuir coeficientes de expansão semelhantes (entre outras coisas), o que reduz consideravelmente a possibilidade de escolha.

O segundo aspecto continua sendo uma dor de cabeça para os técnicos, que ainda enfrentam muita sensibilidade dos CIs às mudanças de temperatura. É verdade, porém, que grandes progressos já foram alcançados; pesquisadores da IBM, por exemplo, já lograram reduzir o fator de erro de 99% para 0,1%, após 400 ciclos de temperatura.

Os integrados Josephson também utilizam o silício, a exemplo dos que são feitos com semicondutores. A escolha baseou-se no fato de sua utilização já estar bem estabelecida na indústria; ele é até considerado, por alguns cientistas, como a substância mais conhecida do planeta.

Mas, ao contrário do que ocorre nos CIs a semicondutor, o silício não toma parte nas operações elétricas; não foi escolhido, portanto, pelas suas características semicondutoras, pois no computador Josephson ele é somente um isolante — trazendo, como vantagem adicional, o fato de ser um bom condutor de calor.

Camadas isolantes e protetoras são produzidas com outro material muito utilizado na indústria de semicondutores: o óxido de silício. As camadas supercondutoras, por sua vez, são feitas em nióbio ou com ligas especiais de chumbo (nas quais este metal é combinado com bismuto, índio ou ouro).

As barreiras Josephson, feitas em óxido de chumbo e índio, constituem a parte mais crítica do conjunto. Com uma espessura de 4 a 6 nm (ou seja, cerca de 30 diâmetros de átomo), exigem uma tolerância bastante rígica e uma densidade quase perfeita, — já que a máxima corrente em supercondução depende exponencialmente desse parâmetro. Isto quer dizer que essa camada deve ser confeccionada de modo que varie, no máximo, de um diâmetro de átomo — algo como cobrir um acre de terreno com uma camada de terra de 3 cm de altura, sem variar mais que 1 mm. Novas técnicas de evaporação tiveram que ser concebidas para se obter tal precisão.

Soldando com mercúrio

Não bastassem esses obstáculos, os integrados não podiam ser interligados até que uma nova técnica fosse desenvolvida, já que para o computador Josephson os circuitos impressos estavam fora de questão. Além do frio intenso a que é submetido, um computador com milhares de CIs seria realmente muito grande. Assim, as propostas para implementá-lo aparecem nas figuras 9 e 10.

A figura 9 apresenta um módulo medindo 30 x 25 x 15 mm, onde os integrados estão bem próximos uns dos outros. Tanto os substratos dos CIs como o restante do módulo são feitos de silício e, sem qualquer outro tipo de invólucro, os componentes são montados sobre os cartões voltados para baixo, de acordo com o processo de "colagem" (aproveitado da experiência das indústrias de semicondutores) — que torna mais eficiente a transferência de calor para o hélio líquido.

Os cartões de CIs são ligados ao cartão maior através de pequenos conectores, os quais possuem os chamados "micropinos", com 0,2 mm de extensão e 0,075 mm de diâmetro. Pinos com maiores dimensões poderiam aumentar a intensidade do campo magnético, que por sua vez poderia desacelerar a transferência de sinais e provocar interferências. A distância padrão entre micropinos é de meio milímetro, contra os 2 mm do padrão DIP, usado para os CIs semicondutores. Os micropinos são ligados ao sistema não através de solda comum, mas sim com mercúrio, que solidifica em baixas temperaturas (abaixo de -40°C.) À temperatura ambiente, o mercúrio líquido é preservado em pequenas cavidades de 0,4mm de diâmetro, especialmente previstas para esse fim.

Quatro módulos, às vezes variando no tamanho, são combinados para formar outro maior, o chamado "módulo W". Vinte e um destes, em seguida, perfazem o computador representado na figura 10 — que concentra milhares CIs em um bloco de aproximadamente 14 x 14 x 14 cm. A CPU e a memória rascunho de 32 kB também estão incluídas em dois módulos W, enquanto os outros vinte são ocupados pela grande memória principal de 16 MB. Uma vez mergulhado em hélio líquido e operando a todo vapor, esse computador deverá ofuscar todas as máquinas existentes.

Perspectivas

É quase certo que o computador Josephson será uma realidade, apesar das dificuldades e atrasos. De fato, além de pequenas portas lógicas, os cientistas conseguiram confeccionar memórias RAM de 16 kB e até mesmo CPUs utilizando essa técnica. Ainda falta resolver problemas referentes às drásticas variações de temperatura, que afetam a estrutura da maioria dos materiais conhecidos. Além disso, será preciso criar sistemas rápidos de entrada/saída, que consigam acompanhar o ritmo do "cérebro".

É difícil dizer, porém, se tal computador chegará a ser um produto de mercado algum dia. O microprocessador, novos materiais semicondutores e novas tecnologias de produção estão ameaçando de perto os computadores de grande porte. Acrescente-se a isso o fato de que o processamento de dados está cada vez mais descentralizado, favorecendo bastante os microcomputadores especializados. Não parece, portanto, que o mundo anseie desesperadamente por computadores maiores e mais rápidos.

Apesar de tudo, a IBM e outros pesquisadores vêem um certo futuro para o computador Josephson, ao menos em certas áreas bastante específicas — tais como fins militares, física nuclear e simulações de fenômenos físicos ou econômicos. Além disso, pelos tortuosos cami-

pesquisador da IBM, Juri Matisoo.

SQUID, componente padrão

Seria vantajoso tornar a junção tão sensível quanto pudéssemos ao campo magnético, para que a corrente de controle fosse a mais reduzida possível. Na prática, isto pode ser obtido fazendo-se a superfície da junção mais ampla, mas esta reage ocupando mais espaço e comutando mais lentamente. De fato, toda junção Josephson exibe uma capacitância, que aumenta com a área superficial.

O dilema foi resolvido com o desenvolvimento do SQUID, uma espécie de elemento-padrão da tecnologia Josephson, contendo duas ou mais pequenas junções. Nele incentiva-se a "colaboração" das diferentes correntes elétricas, de uma forma razoavelmente complexa, podendo ser comparada com a interferência entre formas de onda (como a luz, por exemplo). Esse artifício tem relação com o fato de as correntes estarem sempre distribuídas irregularmente na junção, com a presença de um campo magnético.

Podemos ver esse fenômeno na figura 6, que mostra como se dá a distribuição de corrente quando o valor da mesma iguala-se ao da máxima corrente em supercondução (I_{max}). Á medida que a força magnética aumenta, Imax decresce, podendo até ser nula, sob a influência de um campo Ø2 - condição em que a junção não pode atingir o estado supercondutivo, não importando quão reduzida seja a corrente que a atravessa.

Elevando ainda mais o fluxo magnético, porém, vê-se que a corrente volta a subir, mas deixamos de ilustrar como ela poderá ser nula mais uma vez, mediante um novo acréscimo do campo. Eis porque a relação entre o campo magnético e a máxima corrente em supercondução dá origem a uma curva periódica, bastante peculiar (figura 7).

Esse efeito é explorado no SQUID (abreviação de dispositivo supercondutor de interferência quântica): duas junções Josephson podem ser implementadas de modo que, sob uma certa intensidade do fluxo magnético, apenas uma delas possa tornar-se supercondutora e a outra não, enquanto em outro nível de campo ocorre exatamente o inverso. Ambas são controladas pela mesma corrente de comando, que é capaz de remeter a corrente de trabalho ora para uma junção, ora para outra. Assim, temos a possibilidade de combinar a sensibilidade de uma grande junção Josephson com a rapidez das pequenas.

Circuitos lógicos

Os SQUIDs são os pilares que sustentam o computador Josephson, permitindo que todas as funções lógicas já reproduzidas pelos semicondutores sejam implementadas também com os supercondutores. Uma porta E, por exemplo, é obtida controlando-se um SQUID com duas correntes de comando, ao invés de uma, e incluindo-se dois canais de controle sobre as junções. O SQUID, então, só poderá comutar de um estado para outro se as duas correntes de controle forem suficientemente elevadas.

Esse componente recebeu também o nome de "dispositivo de injeção de corrente" e um deles pode ser visto na figura 8. Trata-se de uma porta E que trabalha com duas junções, representadas como dois círculos um tanto apagados, no centro do retângulo horizontal mais escuro (a da esquerda tem uma área cinco vezes maior que a da direita). As menores dimensões da foto giram em torno de 2,5 μm valor próximo dos obtidos em semicondutores LSI. Essa tecnologia já produziu portas OU e também *flip-flops*.

Tensão alternada: sem problemas

Uma característica inerente às junções Josephson é sua estrutura perfeitamente simétrica, sem polarização. Além disso, podem receber tensões alternadas sem problemas, como é o caso do computador Josephson. Existe, aí, a vantagem adicional de se poder utilizar a tensão de alimentação como sinal de *clock* e, em certas ocasiões, também como *reset* para alguns circuitos internos. Em outras palavras, o "estômago" do sistema é também seu "coração", possibilitando eliminar várias ligações elétricas do circuito.

A fonte de alimentação do primeiro protótipo será provavelmente um oscilador senoidal de 500 MHz, capaz de entregar 7 W de potência e mantido à temperatura ambiente. Para proteger os milhares de integrados que irão constituir o computador haverá uma série de controladores de tensão, limitando a tensão em 12 mV, no máximo, através dos quais a senóide é convertida em uma onda quadrada.

A sincronização em um computador tão rápido apresenta alguns problemas sérios, já que durante um período de *clock* equivalente a 2 ns qualquer sinal elétrico só percorre cerca de 30 cm. Assim, técnicas altamente especializadas são empregadas para assegurar a simultaneidade dos processos internos da máquina.

Material empregado

Embora não seja nenhuma brincadeira, a confecção de um computador Josephson não apresenta problemas intransponíveis, já que é possível aplicar técnicas familiares aos fabricantes de CIs. Portanto, os materiais empregados são diferentes mas os procedimentos bastante similares: camadas são depositadas por evaporação, traçados são aplicados fotolitograficamente e também sofrem decapagem. Técnicas mais complexas dos semicondutores, tais como difusão e implante, não são nem mesmo necessárias nos CIs Josephson.

Por outro lado, exigem mais camadas (entre dez e quatorze, em vez de três a seis) e a barreira (o isolante colocado entre os supercondutores) é de confecção difícil, devido à sua pouca espessura.

Os materiais usados em um computador Josephson devem atender a dois requisitos

óbvios: capacidade de suportar temperaturas próximas ao zero absoluto e também grandes variações de temperatura (afinal, mesmo esses computadores devem receber manutenção à temperatura ambiente). Devido às flutuações de temperatura, esses materiais devem possuir coeficientes de expansão semelhantes (entre outras coisas), o que reduz consideravelmente a possibilidade de escolha.

O segundo aspecto continua sendo uma dor de cabeça para os técnicos, que ainda enfrentam muita sensibilidade dos CIs às mudanças de temperatura. É verdade, porém, que grandes progressos já foram alcançados; pesquisadores da IBM, por exemplo, já lograram reduzir o fator de erro de 99% para 0,1%, após 400 ciclos de temperatura.

Os integrados Josephson também utilizam o silício, a exemplo dos que são feitos com semicondutores. A escolha baseou-se no fato de sua utilização já estar bem estabelecida na indústria; ele é até considerado, por alguns cientistas, como a substância mais conhecida do planeta.

Mas, ao contrário do que ocorre nos CIs a semicondutor, o silício não toma parte nas operações elétricas; não foi escolhido, portanto, pelas suas características semicondutoras, pois no computador Josephson ele é somente um isolante — trazendo, como vantagem adicional, o fato de ser um bom condutor de calor.

Camadas isolantes e protetoras são produzidas com outro material muito utilizado na indústria de semicondutores: o óxido de silício. As camadas supercondutoras, por sua vez, são feitas em nióbio ou com ligas especiais de chumbo (nas quais este metal é combinado com bismuto, índio ou ouro).

As barreiras Josephson, feitas em óxido de chumbo e índio, constituem a parte mais crítica do conjunto. Com uma espessura de 4 a 6 nm (ou seja, cerca de 30 diâmetros de átomo), exigem uma tolerância bastante rígica e uma densidade quase perfeita, — já que a máxima corrente em supercondução depende exponencialmente desse parâmetro. Isto quer dizer que essa camada deve ser confeccionada de modo que varie, no máximo, de um diâmetro de átomo — algo como cobrir um acre de terreno com uma camada de terra de 3 cm de altura, sem variar mais que 1 mm. Novas técnicas de evaporação tiveram que ser concebidas para se obter tal precisão.

Soldando com mercúrio

Não bastassem esses obstáculos, os integrados não podiam ser interligados até que uma nova técnica fosse desenvolvida, já que para o computador Josephson os circuitos impressos estavam fora de questão. Além do frio intenso a que é submetido, um computador com milhares de CIs seria realmente muito grande. Assim, as propostas para implementá-lo aparecem nas figuras 9 e 10.

A figura 9 apresenta um módulo medindo 30 x 25 x 15 mm, onde os integrados estão bem próximos uns dos outros. Tanto os substratos dos CIs como o restante do módulo são feitos de silício e, sem qualquer outro tipo de invólucro, os componentes são montados sobre os cartões voltados para baixo, de acordo com o processo de "colagem" (aproveitado da experiência das indústrias de semicondutores) — que torna mais eficiente a transferência de calor para o hélio líquido.

Os cartões de CIs são ligados ao cartão maior através de pequenos conectores, os quais possuem os chamados "micropinos", com 0,2 mm de extensão e 0,075 mm de diâmetro. Pinos com maiores dimensões poderiam aumentar a intensidade do campo magnético, que por sua vez poderia desacelerar a transferência de sinais e provocar interferências. A distância padrão entre micropinos é de meio milímetro, contra os 2 mm do padrão DIP, usado para os CIs semicondutores. Os micropinos são ligados ao sistema não através de solda comum, mas sim com mercúrio, que solidifica em baixas temperaturas (abaixo de -40°C.) À temperatura ambiente, o mercúrio líquido é preservado em pequenas cavidades de 0,4mm de diâmetro, especialmente previstas para esse fim.

Quatro módulos, às vezes variando no tamanho, são combinados para formar outro maior, o chamado "módulo W". Vinte e um destes, em seguida, perfazem o computador representado na figura 10 — que concentra milhares CIs em um bloco de aproximadamente 14 x 14 x 14 cm. A CPU e a memória rascunho de 32 kB também estão incluídas em dois módulos W, enquanto os outros vinte são ocupados pela grande memória principal de 16 MB. Uma vez mergulhado em hélio líquido e operando a todo vapor, esse computador deverá ofuscar todas as máquinas existentes.

Perspectivas

É quase certo que o computador Josephson será uma realidade, apesar das dificuldades e atrasos. De fato, além de pequenas portas lógicas, os cientistas conseguiram confeccionar memórias RAM de 16 kB e até mesmo CPUs utilizando essa técnica. Ainda falta resolver problemas referentes às drásticas variações de temperatura, que afetam a estrutura da maioria dos materiais conhecidos. Além disso, será preciso criar sistemas rápidos de entrada/saída, que consigam acompanhar o ritmo do "cérebro".

É difícil dizer, porém, se tal computador chegará a ser um produto de mercado algum dia. O microprocessador, novos materiais semicondutores e novas tecnologias de produção estão ameaçando de perto os computadores de grande porte. Acrescente-se a isso o fato de que o processamento de dados está cada vez mais descentralizado, favorecendo bastante os microcomputadores especializados. Não parece, portanto, que o mundo anseie desesperadamente por computadores maiores e mais rápidos.

Apesar de tudo, a IBM e outros pesquisadores vêem um certo futuro para o computador Josephson, ao menos em certas áreas bastante específicas — tais como fins militares, física nuclear e simulações de fenômenos físicos ou econômicos. Além disso, pelos tortuosos cami-

10

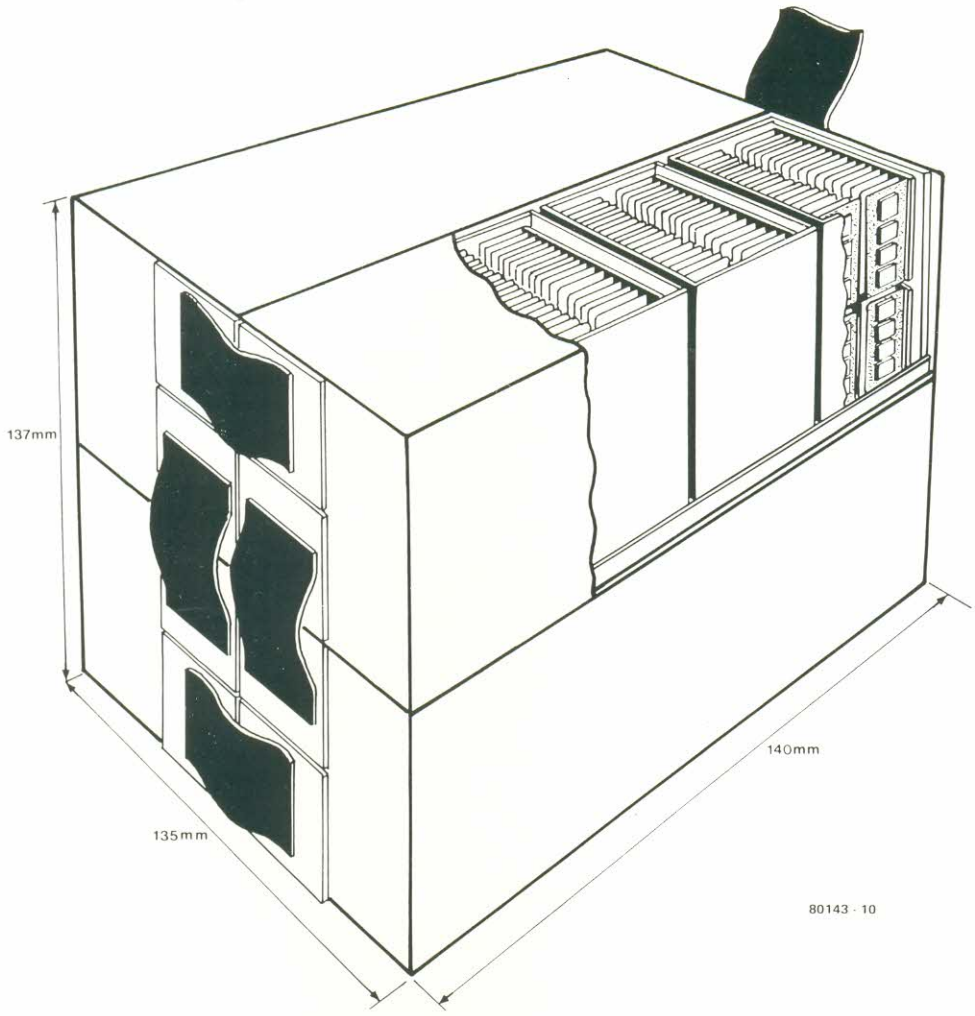


figura 10 — Eis como o computador é implementado, usando-se os blocos mostrados na figura 9. Ele contém mais de 10 mil CIs, totalmente imersos em hélio líquido.

nhos da ciência, quem sabe o que a tecnologia Josephson poderá nos proporcionar no futuro — como nas viagens espaciais, por exemplo, nas quais as naves estarão submetidas, durante longos períodos, a temperaturas próximas do zero absoluto. ◀

Bibliografia

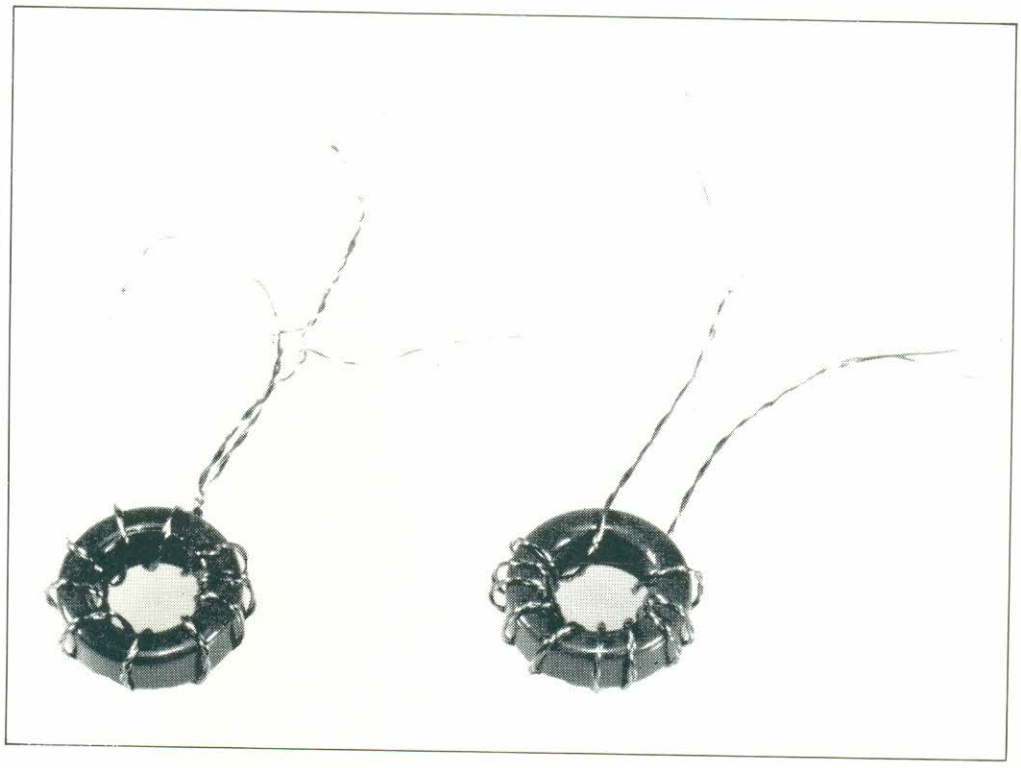
— *Spektrum der Wissenschaft*, julho 1980: "Superleitende Computer", Juri Matisoo.

— *IBM Research Highlights*, junho 1979: "Experimental IBM circuits are the world's fastest".

— *IEEE Spectrum*, maio 1979: "Computing at 4 degrees kelvin", W. Anacker (IBM).

baluns para TV

O balun (abreviação de BALanced/UNbalanced) é qualquer dispositivo usado para casar uma impedância balanceada — como uma antena, por exemplo — a uma linha de transmissão desbalanceada, tal como um cabo coaxial. Veja como é fácil de confeccionar.



Baluns para TV

casando linhas com antenas

A figura 1 reune dois bons exemplos de baluns (ou transformadores de balanceamento, como são chamados mais formalmente): em (a) ele é feito de dois pedaços de cabo paralelo, enquanto em (b) foi utilizado cabo coaxial. Em ambos os casos, os cabos têm o comprimento de um quarto de onda, sendo ligados em paralelo em uma das extremidades e em série na outra. As duas propriedades mais importantes de baluns desse tipo são a conversão de impedâncias e a transformação de simetria.

Os livros referem-se a eles como "seções casadoras de um quarto de onda", nas quais a extremidade da ligação em paralelo apresenta uma impedância de Z/2 — onde Z é a impedância característica do cabo utilizado no transformador; essa extremidade é também assimétrica. A extremidade da ligação em série exibe, por sua vez, uma impedância equivalente a 2Z, sendo simétrica e de circuito aberto.

Com núcleo de ar

As antenas dipolo para ondas curtas, UHF e TV são geralmente ligadas ao receptor por meio de um cabo coaxial (75 ohms) — o que representa uma carga assimétrica para a antena, embora sua impedância básica seja igual à impedância característica do cabo. Um dos efeitos que surge, então, é a geração de correntes transientes ao longo da blindagem, que passa a atuar como antena.

A forma mais simples de impedir o fluxo dessas correntes consiste em ligar o cabo à antena através de um transformador-casador para impedâncias de 75 ohms, como se vê na figura 2a. Esse transformador tem banda larga e não é preciso fazer alterações no cabo coaxial, além de não haver necessidade de ajuste algum; não poderia ser mais simples, realmente. Infelizmente, porém, esse dispositivo tem a desvantagem de não mais atuar como um indutor puro, em altas frequências.

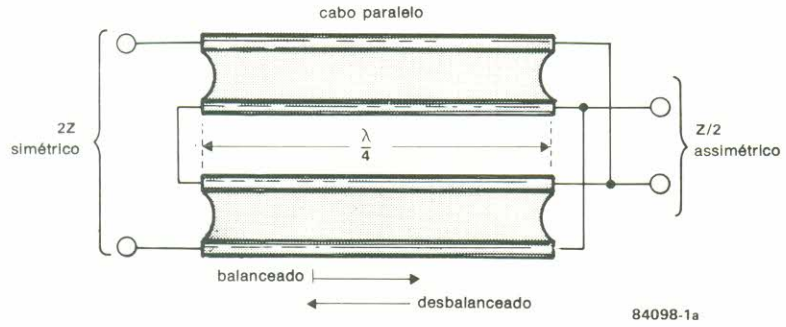
A figua 2b ilustra o esquema básico para se fazer o casamento entre uma antena de 300 ohms e uma linha de 75 ohms. Nesse caso, o transformador é feito com cabo paralelo enrolado que tenha uma impedância característica (Z_0) de 150 ohms. A relação entre Z_0, a impedância da antena (Z_a) e a impedância característica da linha (Z_1) é dada pela fórmula

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_1}$$

Desse modo, se $Z_a = 300$ ohms e $Z_1 = 75$ ohms, deduzimos que a impedância característica do balun é de 150 ohms.

A extensão dos pedaços de cabo com que o transformador deve ser enrolado não

1a



1b

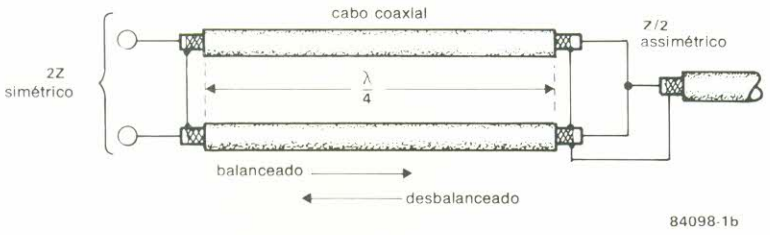
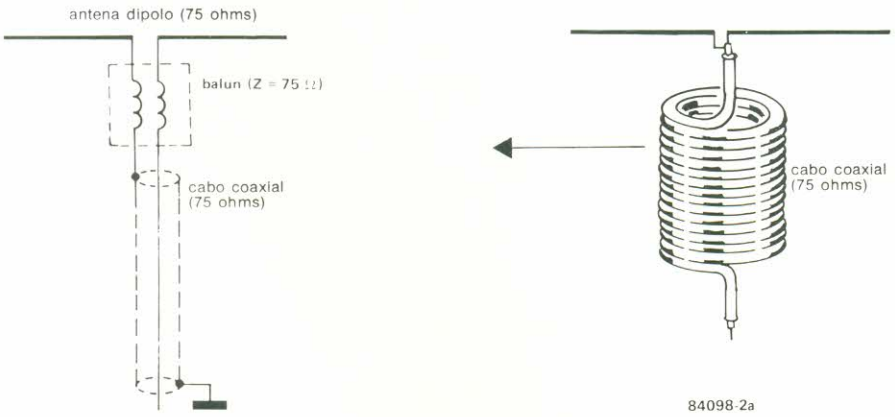


figura 1 — ilustração do princípio de um transformador de balanceamento (ou balun), empregando um cabo paralelo (a) e um cabo coaxial (b). O "Z" é a impedância característica do cabo utilizado.

2a



2b

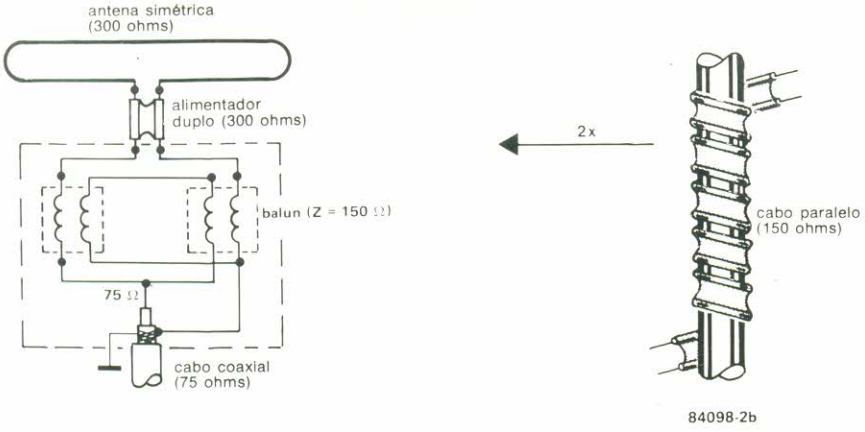


figura 2 — O mais simples transformador de acoplamento: em (a), o cabo de ligação, próximo à antena, é enrolado como um indutor com núcleo de ar; em (b), ele é confeccionado com um cabo paralelo de 150 ohms.

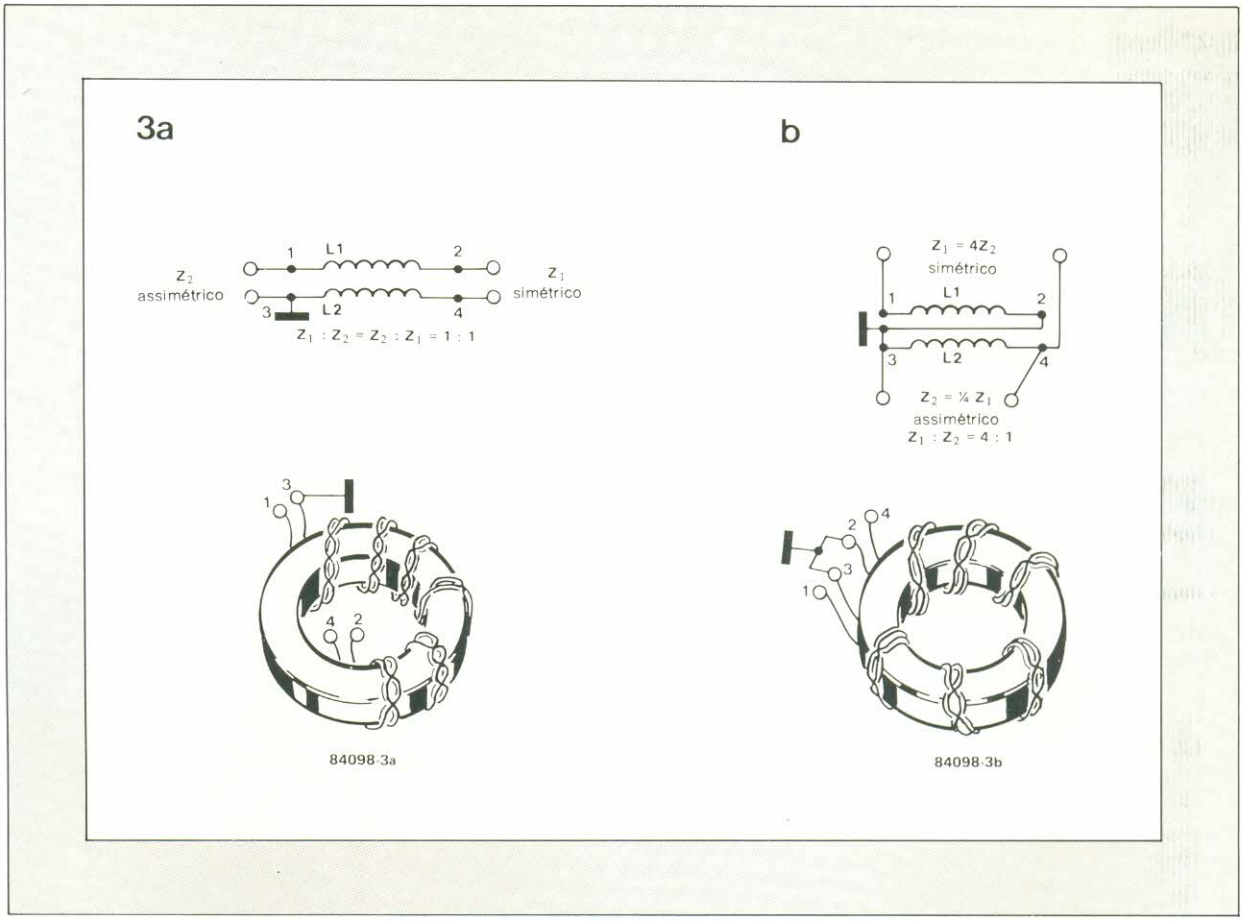


figura 3 — Implementações similares à da fig. 2, mas agora utilizando cobre esmaltado enrolado sobre toróides de ferrite.

pode ser inferior a 1/10 do máximo comprimento de onda e pelo menos quatro vezes maior que o diâmetro interno do transformador. Assim, por exemplo, para uma freqüência de operação de 100 MHz, cada extensão não deve ser menor que 30 cm, enquanto o diâmetro interno não pode exceder 7,5 cm. Além disso, as espiras devem ficar bem próximas entre si e os pontos de conexão, protegidos contra umidade através de algum plastificante em aerossol.

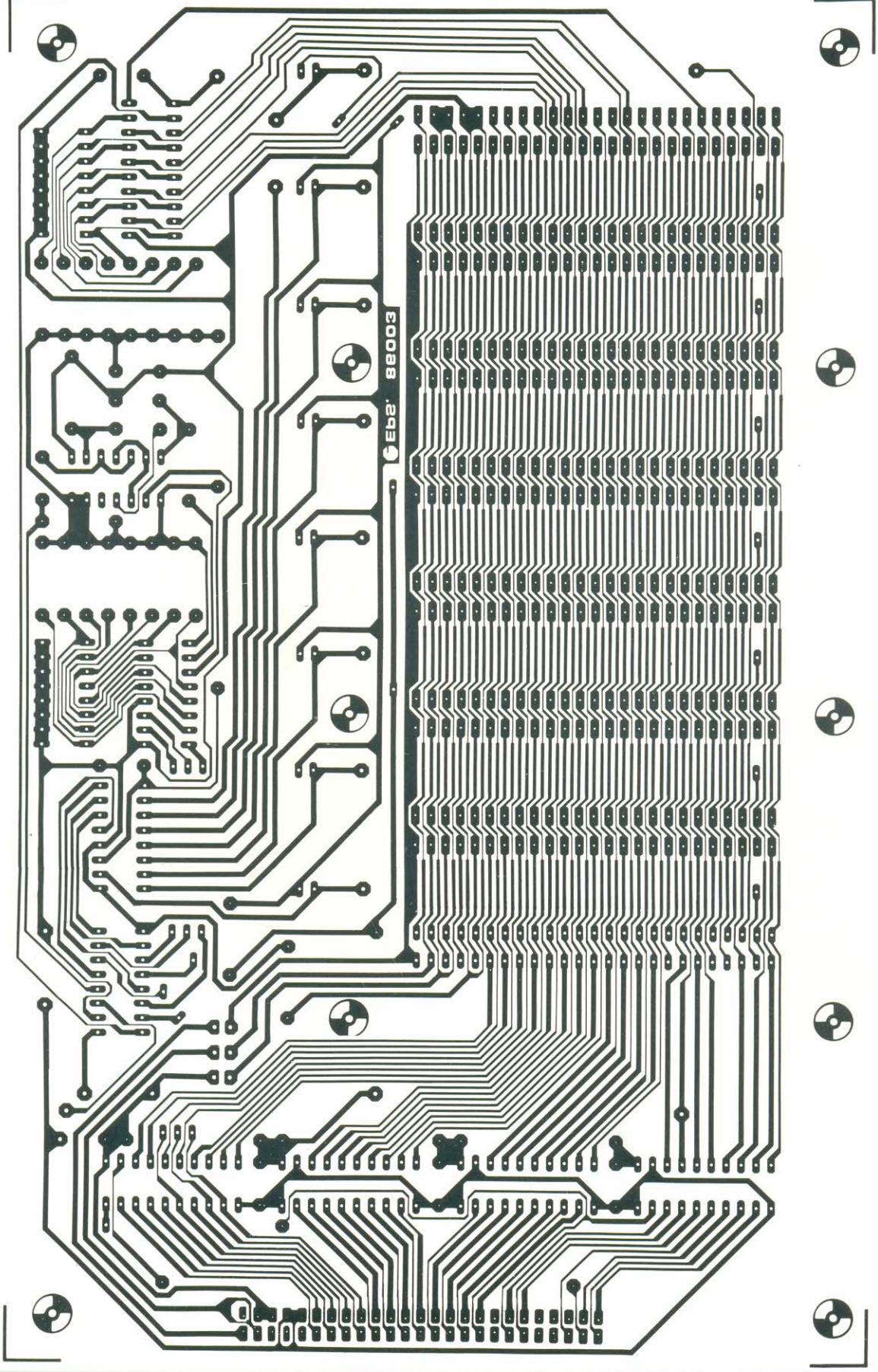
Como mostra a figura, se a impedância característica é de 150 ohms, a entrada em série será de 300 ohms (2Z), enquanto a paralela será de 75 ohms (Z/2).

Transformadores toroidais

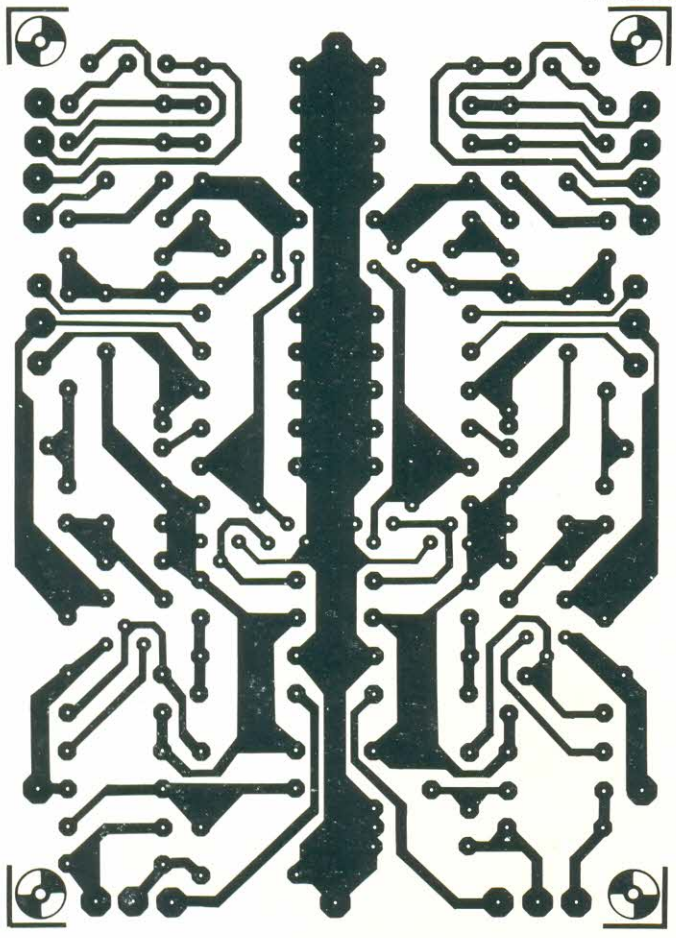
Os baluns enrolados sobre pequenos toróides são bem menores, economizando um espaço às vezes vital. Na figura 3a vemos um arranjo similar ao da fig. 2a, onde dois pedaços de fio de cobre esmaltado, com a bitola de 0,25 mm, são trançados e depois bobinados sobre um toróide de ferrite, formando dez espiras. Empregando-se um núcleo tipo T50-2 ou equivalente (veja foto), o balun poderá ser usado em toda a faixa entre 12 e 280 MHz.

A configuração vista na figura 3b é semelhante à da fig. 2b; usa-se mais uma vez um enrolamento bifilar, composto por dois pedaços trançados de fio de cobre esmaltado, novamente com a bitola de 0,25 mm. Ele casa uma antena de 300 ohms a uma linha de 75 ohms — ou seja, possui uma relação 1:4 de transformação de impedâncias. As conexões corretas poderão ser determinadas através de um ohmímetro ou um simples testador de continuidade, seguindo as instruções da figura.

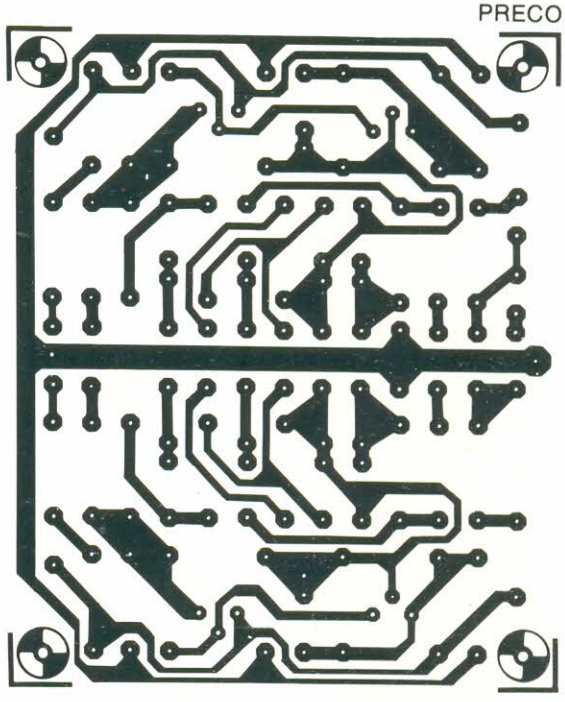
Como vantagem, essa alternativa dispensa o cabo de 150 ohms, muito difícil de encontrar. Em contrapartida, porém, exige um investimento um pouco maior. Cabe a você decidir.



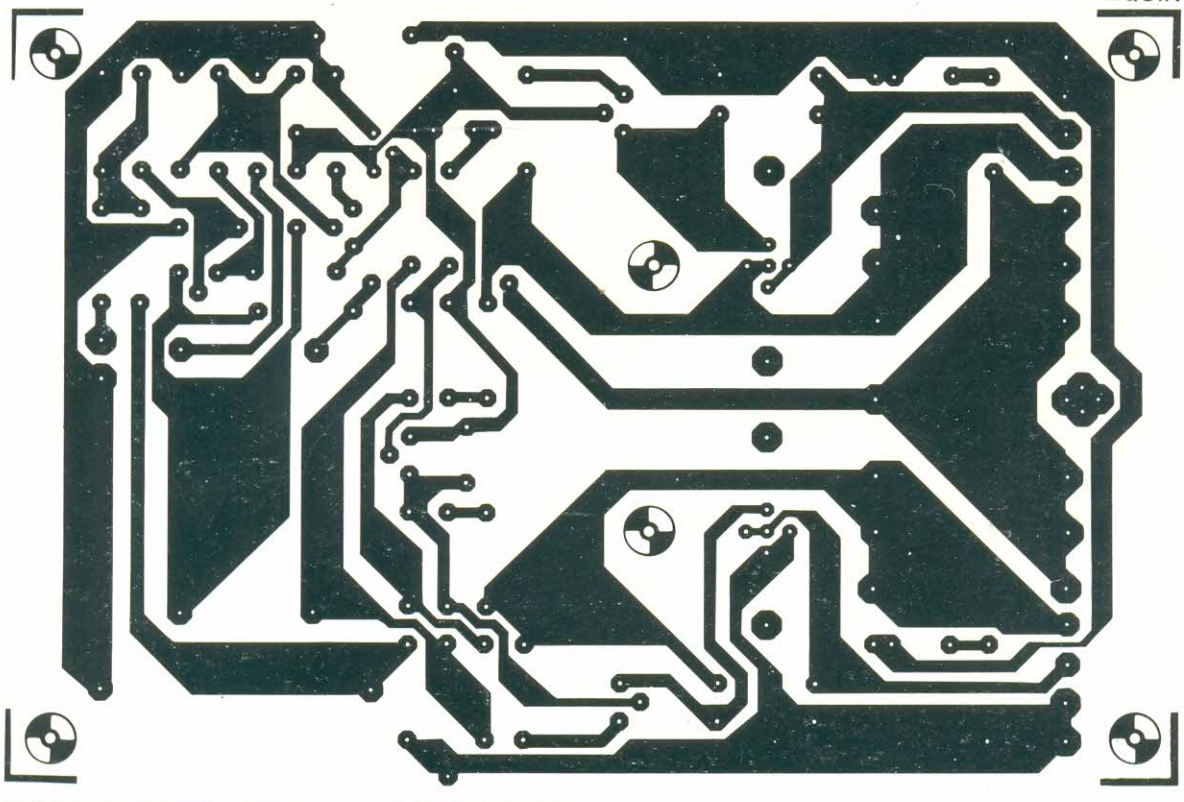
PRECO



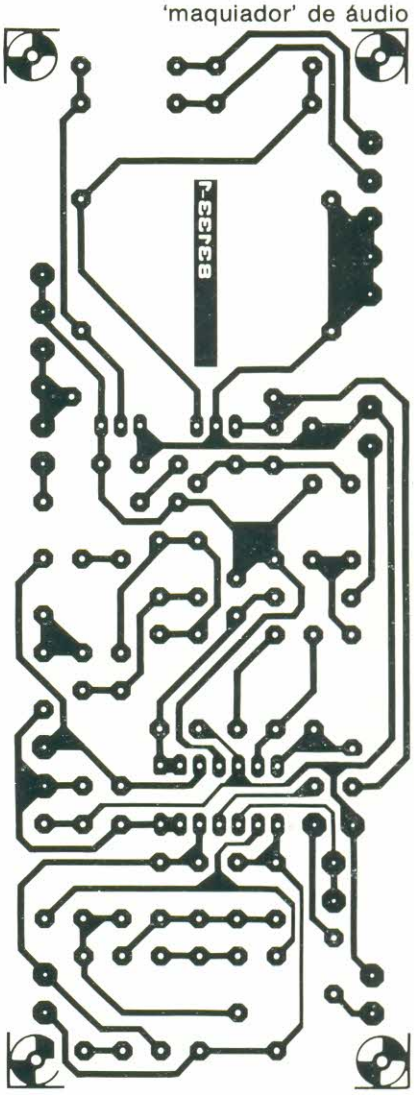
PRECO



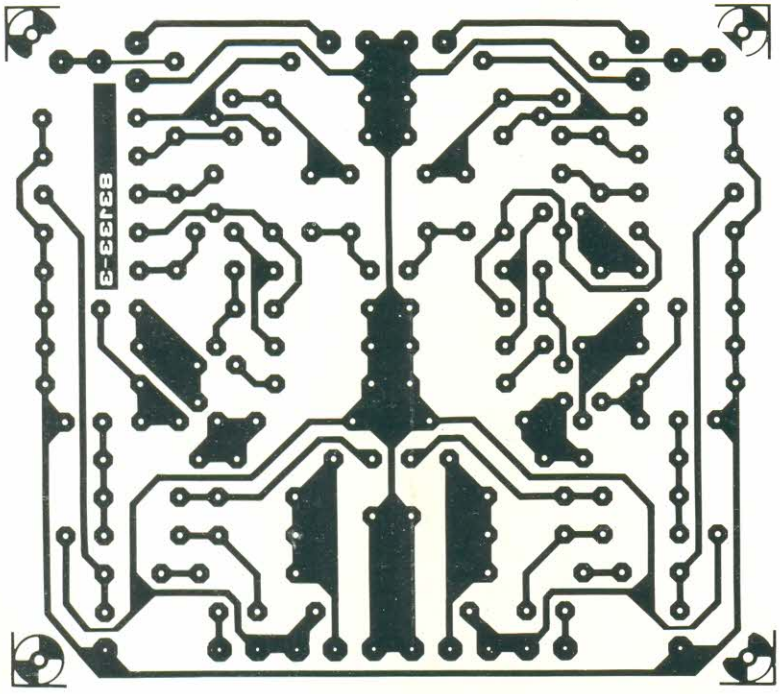
EQUIN



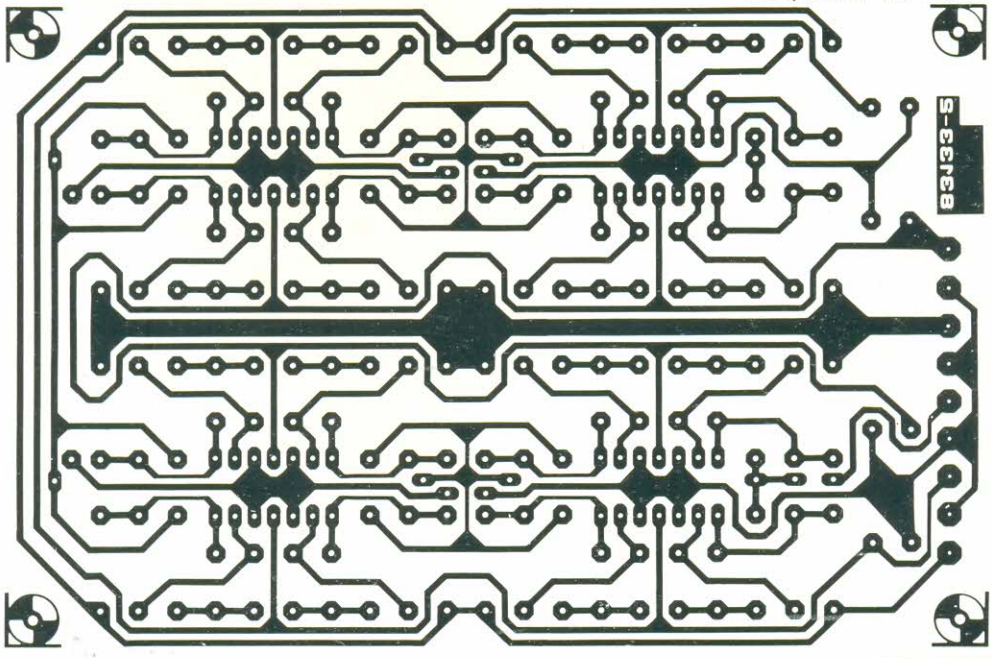
'maquiador' de áudio



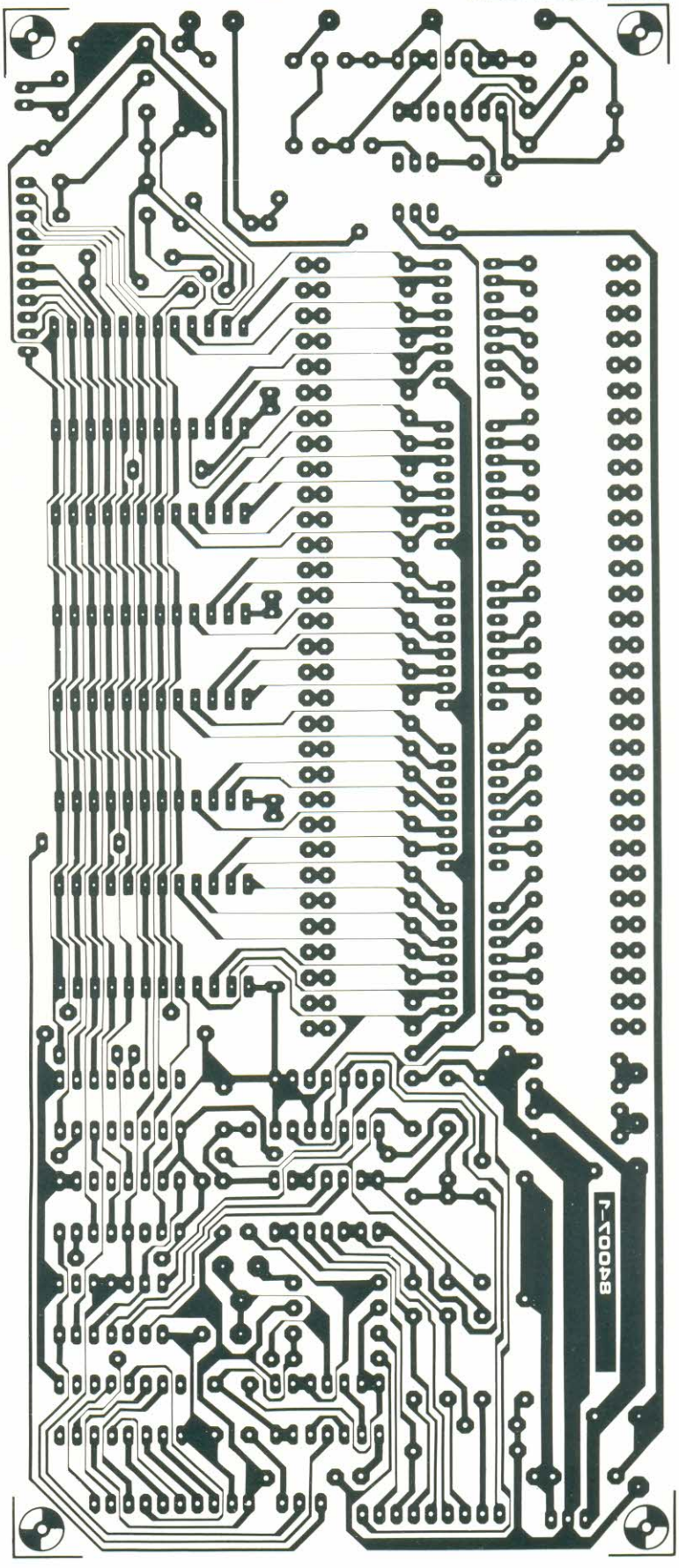
'maquiador' de áudio



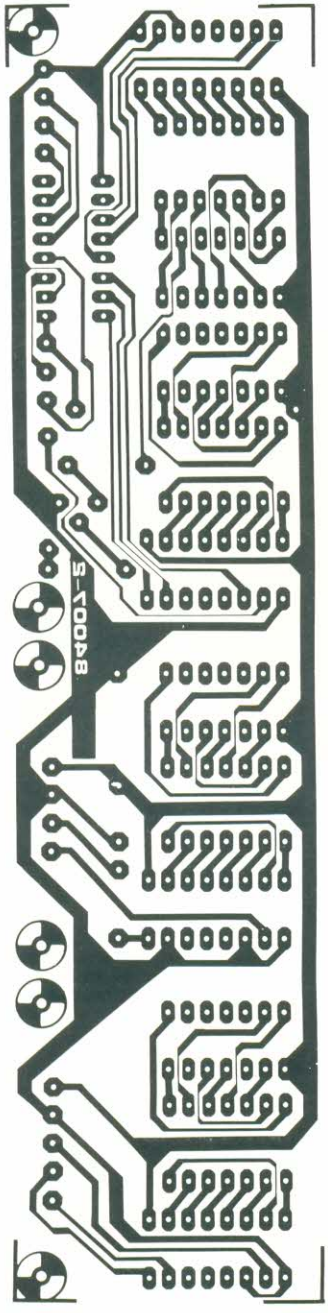
'maquiador' de áudio



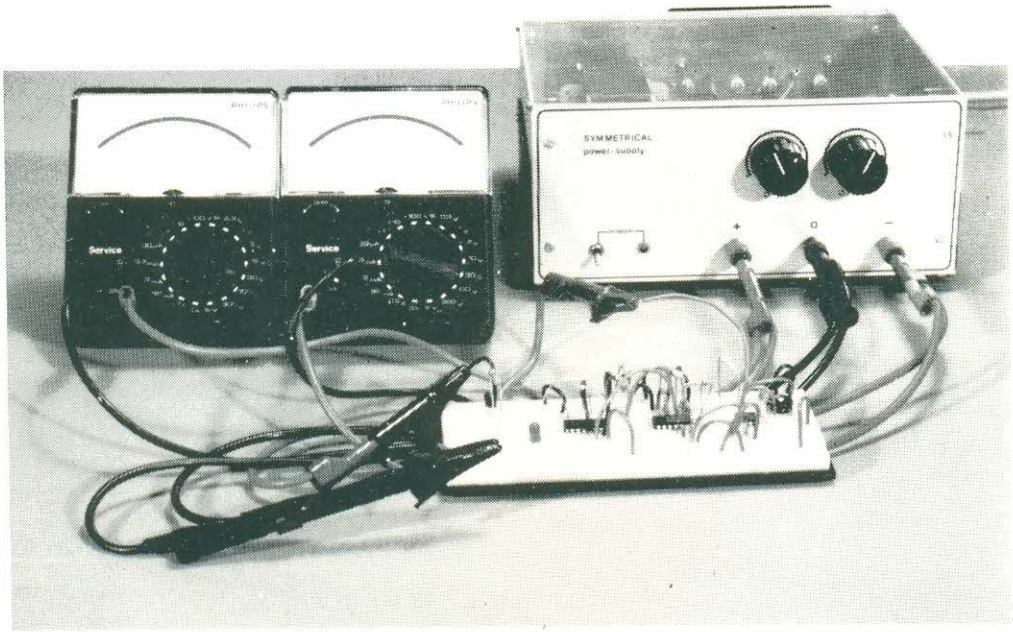
Luzes programáveis



Luzes programáveis



Toda bancada de eletrônica deveria contar com a tradicional fonte dupla, indispensável para testes e manutenção de circuitos que empregam amplificadores operacionais. O modelo aqui descrito proporciona duas tensões idênticas e precisas, controladas através de um único potenciômetro, além de limitação de corrente ajustável.



Fonte simétrica

Uma boa fonte de alimentação simétrica deve prever duas tensões iguais (uma positiva e outra negativa), que possam ser variadas de 0 ao máximo com apenas um controle; deve ter uma boa reserva de corrente, pelo menos até 1 A, a fim de satisfazer a maioria das aplicações de bancada; e por fim, mas não menos importante, precisa dispor de uma limitação de corrente ajustável, que na ocorrência de sobrecarga reduza ou corte totalmente ambas as correntes.

O projeto aqui proposto baseia-se nos reguladores de tensão ajustáveis tipo LM317 e LM337 — sendo o primeiro para tensões positivas e o segundo para tensões negativas. São ambos de fácil utilização, exigindo apenas dois resistores externos para o estabelecimento da tensão de saída e um capacitor para a compensação de frequência. E, além de exibirem melhor desempenho que os reguladores fixos, oferecem proteção contra sobrecargas térmicas e elétricas, limitação de corrente e controle da área de operação. Seu circuito de proteção permanece em operação, mesmo com o terminal de ajuste desligado.

A versão "K" desses componentes vem encapsulada no invólucro tipo TO-3, comumente utilizada para transistores de potência, cuja faixa de temperatura de operação cobre de 0 a 125°C; mais detalhes estão resumidos na tabela 1. Para quem não se lembra, o regulador série é um circuito onde um transistor de "lastro", controlado por um amplificador, é usado como resistor ajustável, em série com a carga; esse transistor "absorve", então, toda tensão supérflua.

Princípio de operação

O funcionamento de um regulador de tensão (neste caso, do LM317) pode ser descrito com o auxílio da figura 1, que representa, de forma simplificada, o circuito interno do mesmo. Vê-se, de início, que consiste basicamente de um operacional que excita um darlington de potência. Esse operacional e o circuito de polarização CC estão colocados de forma que a corrente quiescente flua para a saída do regulador, ao invés de seguir para a terra (não há ligação de terra, portanto).

A tensão de referência de 1,2 V surge entre a entrada não inversora do operacional

Tabela 1 — Características dos reguladores

— tensão de saída:	
LM317	1,2...37 V
LM337	-1,2..-37 V
—regulação de linha (típica)	0,01%
— regulação de carga (típica)	0,1%
—tensão de referência	1,2 V
— corrente no pino de ajuste	50 µA
— corrente mínima de carga	3,5 mA
— estabilidade térmica	0,01%/°C
— limitação de corrente (constante com a temperatura)	2,2 A
— rejeição de *ripple*	
LM317	*80 dB*
LM337	*77 dB*
— *regulação térmica*	
LM317	*0,04%/W*
LM337	*0,03%/W*

e o pino de ajuste. A corrente quiescente para a referência de tensão é fixada em 50 μA e emerge do pino de ajuste. Durante a operação do sistema, a tensão de saída do CI será sempre igual à desse pino, acrescida de 1,2 V; assim, caso o pino de ajuste seja ligado à terra, o regulador atuará como um gerador de referência de 1,2 V.

Tensões maiores podem ser obtidas através do divisor R1/R2. Assim que a tensão de referência cai sobre R1, flui uma corrente de 10 mA pelo divisor de tensão — corrente que também passa por R2, elevando a tensão presente no pino de ajuste. Desse modo, a tensão de saída é dada pela seguinte fórmula:

$$U_S = [1{,}2\ (1 + R2/R1) + 50 \times 10^{-6} \times R2]\ V$$

Como estamos lidando com um regulador série, a corrente quiescente é obtida da própria corrente de carga. Caso esta última torne-se muito pequena, a regulação será afetada — razão pela qual a corrente de carga teve seu valor mínimo estabelecido em 10 mA (através de R1).

1

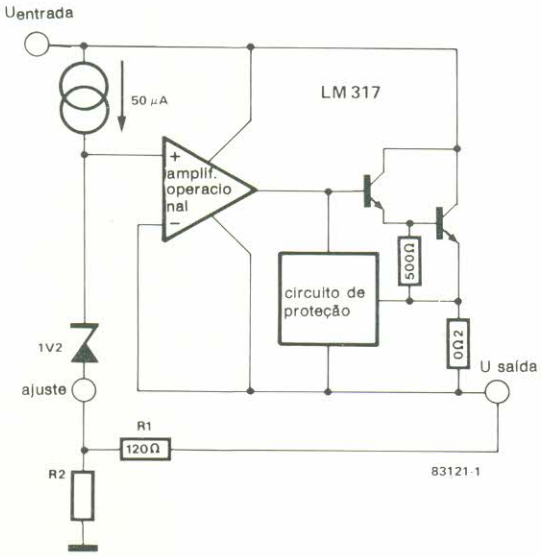


figura 1 — O regulador integrado e ajustável tipo LM317 atua na modalidade série. A tensão de saída é obida mediante o acréscimo do divisor externo formado por R1/R2 e a corrente mínima de carga (10mA) é determinada por R1.

figura — 2 Circuito completo da fonte simétrica, onde as duas tensões de saída são controladas simutaneamente por um potenciômetro e a limitação de corrente pode ser ajustada previamente.

O circuito

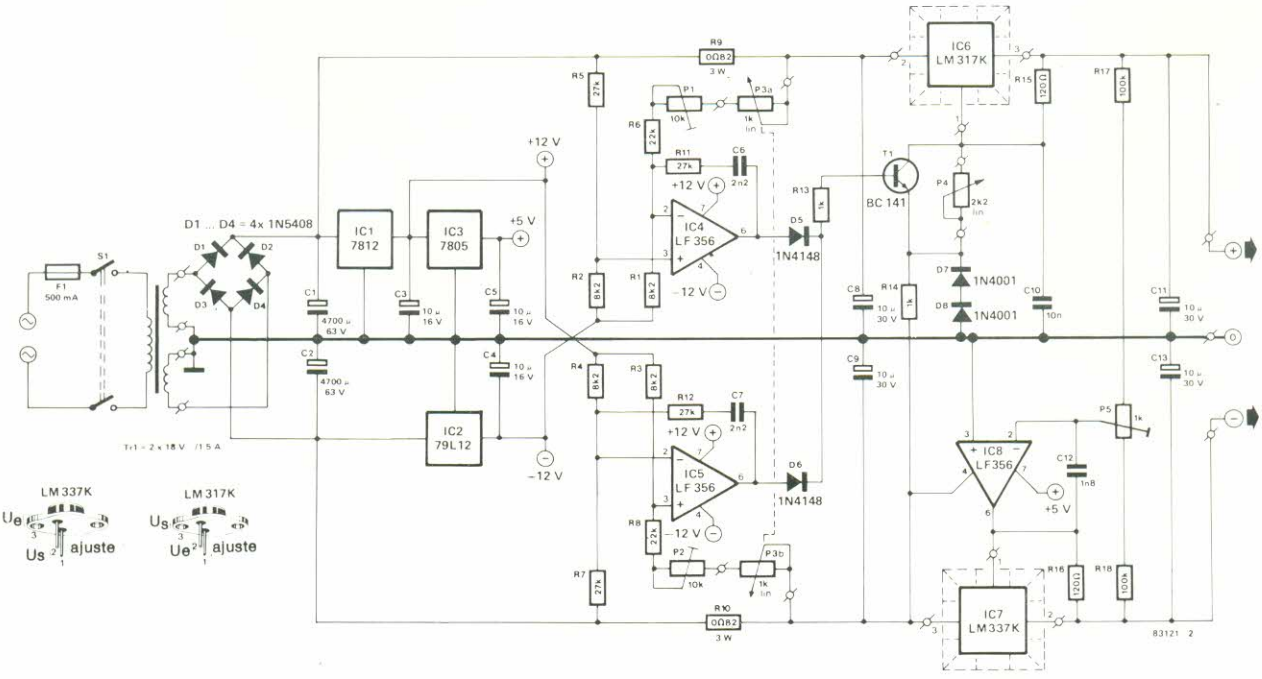
Obviamente, o circuito completo da fonte, representado na figura 2, é mais complexo que o do regulador isolado. Lembre-se, porém, que foi preciso incluir um comando simultâneo das duas tensões, uma forma de começar o controle a partir de zero e um sistema ajustável para a limitação de corrente. A regulação das tensões de saída é feita pelo par LM317/LM337. Devido à queda de tensão sobre os diodos D7 e D8, o cursor do potenciômetro P4 encontra-se a -1,2 V, enquanto T1 não conduz. Substituindo os valores máximo e mínimo de P4 na fórmula já vista, vamos ter:

$$U_S = [1{,}2P4/120 + 50 \times 10^{-6} \times P4]\ V$$

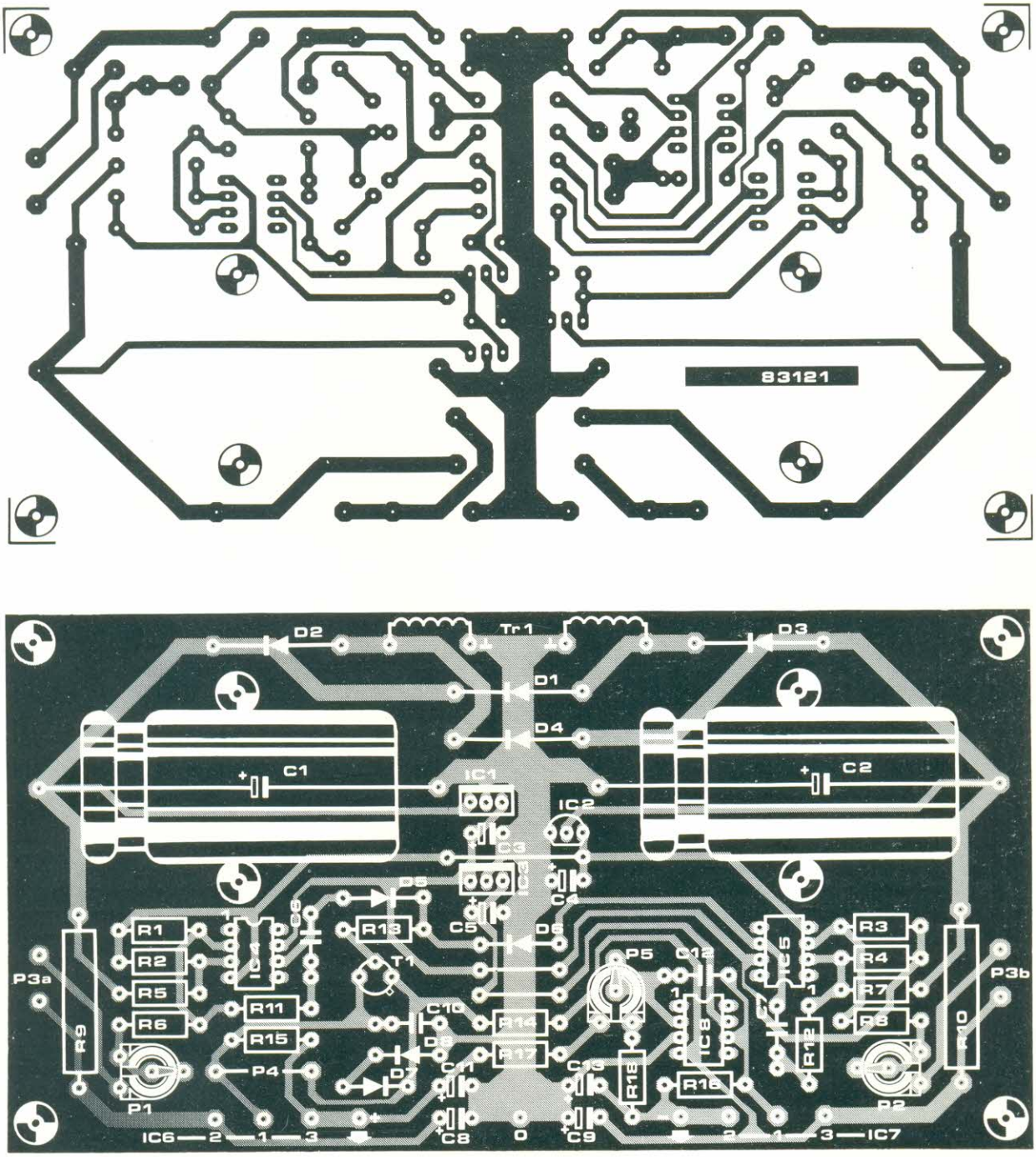
ou seja, uma gama de tensões variando entre 0 e 22 V, na saída.

A igualdade de valores das duas tensões de saída é providenciada pelo operacional

2



3



IC8. Como a entrada não inversora desse integrado está no potencial de terra, sua saída vai praticamente seguir a tensão presente em sua entrada inversora; isto assegura que, se P5 estiver corretamente ajustado, os valores positivo e negativo de tensão sejam idênticos. O capacitor C12 tem a função de retardar um pouco a ação reguladora de IC8, de forma que seja suprimida qualquer tendência de IC7 à oscilação.

Observe, ainda, que IC8 está sendo alimentado de forma assimétrica (+5 e -25 V), totalizando 30 V como tensão máxima de operação para esse CI. A assimetria é necessária para garantir que a saída do integrado chegue até -18 V, pelo menos — caso contrário, a tensão negativa jamais alcançaria esse valor.

Os reguladores IC1...3 simplesmente fornecem as tensões estabilizadas que os operacionais necessitam. Já os reguladores ajustáveis recebem as tensões de entrada diretamente dos capacitores C1 e C2 — que são do tipo eletrolítico e de valor tão alto quanto possível, para minimizar a tensão de *ripple* e evitar que a tensão retificada caia abaixo do nível de en-

figura — 3 Traçado e face dos componentes da placa destinada à fonte. Os dois reguladores devem ser montados sobre dissipadores, não esquecendo as isolações necessárias.

Lista de componentes

Resistores
R1...R4 - 8,2 k
R5, R7, R11, R12- 27 k
R6, R8- 22k
R9, R10- 0,82/3 W
R13, R14 - 1 K
R15, R16- 120
R17, R18- 100k
P1, P2- trimpots 10 k
P3- potenciômetro linear estéreo, 1 k
P4- potenciômetro linear, 2,2 k
P5- trimpot 1 k
Todos os valores em ohms

Capaditores
C1, C2- 4700 µF/ 63 V, eletrol.
C3, C4, C5- 10 µF/ 16 V, tântalo
C6, C7- 2,2 nF, cerâmicos
C8, C9, C11, C13- 10µF/30 V, tântalo
C10- 10 nF, cerâmico
C12- 1,8 nF, cerâmico

Semicondutores
D1...D4 — 1N5408
D5, D6- 1N4148
D7, D8- 1N4001
T1- BC141
IC1- 7812
IC2- 79L12
IC3- 7805
IC4, IC5, IC8- LF356
IC6- LM317K
IC7- LM337K

Diversos
S1- chave geral, 2 pólos
F1- fusível de 0,5 A, com porta-fusíveis
Tr1- transformador 2x18 V, 1,5 A
Dissipadores p/ 2 TO-3
Placa nº 83121
Terminais p/ circ. impresso
Quatro medidores de 100 µA (opcionais)

trada exigido pelos reguladores.

Enfim, a limitação de corrente ajustável, começando pelo ramo positivo da fonte. Uma tensão de referência, obtida a partir do divisor R5/R2, é aplicada à entrada não inversora (pino 3) do operacional IC4. Caso a proporção do divisor formado por P3a/P1/R6/R1 seja equivalente à de R5/R2, a tensão na entrada inversora(pino 2), à máxima carga, será inferior à do pino 3 (devido à queda de tensão sobre o resistor sensor R9).

A saída do operacional será então positiva, levando T1 a conduzir. A corrente resultante por esse transistor assegura que a saída dos dois reguladores ajustáveis (IC6 e IC7) seja levada de volta ao nível de referência predeterminado. O limiar de atuação do sistema limitador de corrente é determinado pelo potenciômetro P3a.

A limitação no ramo negativo ocorre de modo semelhante, mas neste caso é o nível de tensão na entrada não inversora de IC5 (pino 3) que se torna maior que o presente no pino 2, no início da limitação de corrente. Aqui, novamente, o operacional aciona T1 e a sequência transcorre exatamente como foi descrita para o ramo positivo. Sendo P3 um potenciômetro estéreo, a ação limitadora pode ser ajustada para iniciar simultaneamente nos dois ramos da fonte.

Montagem e calibração

A utilização da placa de circuito impresso sugerida na figura 3 torna a montagem da fonte bastante simples. Deve-se tomar os cuidados necessários com os componentes polarizados e evitar as soldas frias; no mais, é arranjar uma caixa condigna para o circuito.

O painel frontal deve prever os furos para os eixos de P3 e P4, os bornes de saída e o interruptor geral, enquanto o painel traseiro irá receber os reguladores ajustáveis com seus dissipadores, além do porta-fusíveis. Uma vez concluída essa etapa, podemos nos preocupar com a interligação das várias partes e, posteriormente, com a calibração da fonte. Eis uma boa sequência de ajuste:

— Leve os trimpots P1 e P2, além do potenciômetro P3, à posição de mínima resistência (o que pode ser checado com um ohmímetro);

—Ligue um voltímetro aos bornes de saída positiva; caso haja dois voltímetros à disposição, ligue um a cada saída (atenção para a polaridade);

— Ligue então a fonte e verifique se P4 varia as duas tensões ao mesmo tempo; ajuste P5 até que ambas apresentem o mesmo valor numérico;

— Desligue a fonte e aplique um resistor de 1 ohm/5 watts a cada saída, em paralelo com o(s) voltímetro(s);

— Ligue novamente a fonte e ajuste P4 para a máxima tensão de saída; ajuste então P3 para que a tensão sobre os resistores de carga aumente e veja se ela diminui, quando P3 é girado em sentido contrário;

— Ajuste P3 para a máxima tensão sobre os resistores e atue agora sobre P1 e P2, até que a tensão sobre eles seja exatamente 1 V (quando a corrente será, obviamente, de 1 A).

Em um protótipo de laboratório, foi possível ajustar a limitação entre 15 mA e 1 A. A fonte simétrica também pode receber medidores de painel, mediante o acréscimo dos circuitos da figura 4. Será bem mais fácil, então, calibrar os valores de tensão e corrente; mas deixe para calibrar os próprios medidores após certificar-se de que a fonte está operando satisfatoriamente.

4

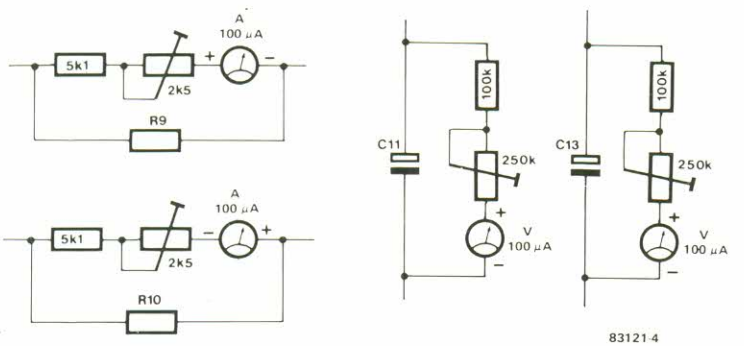
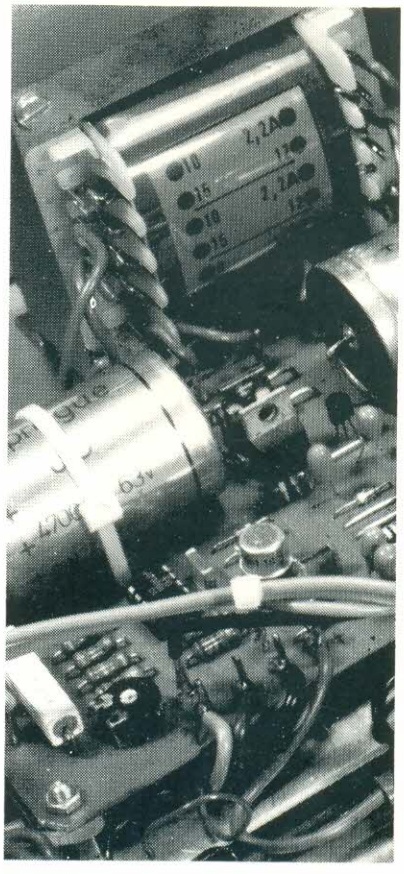
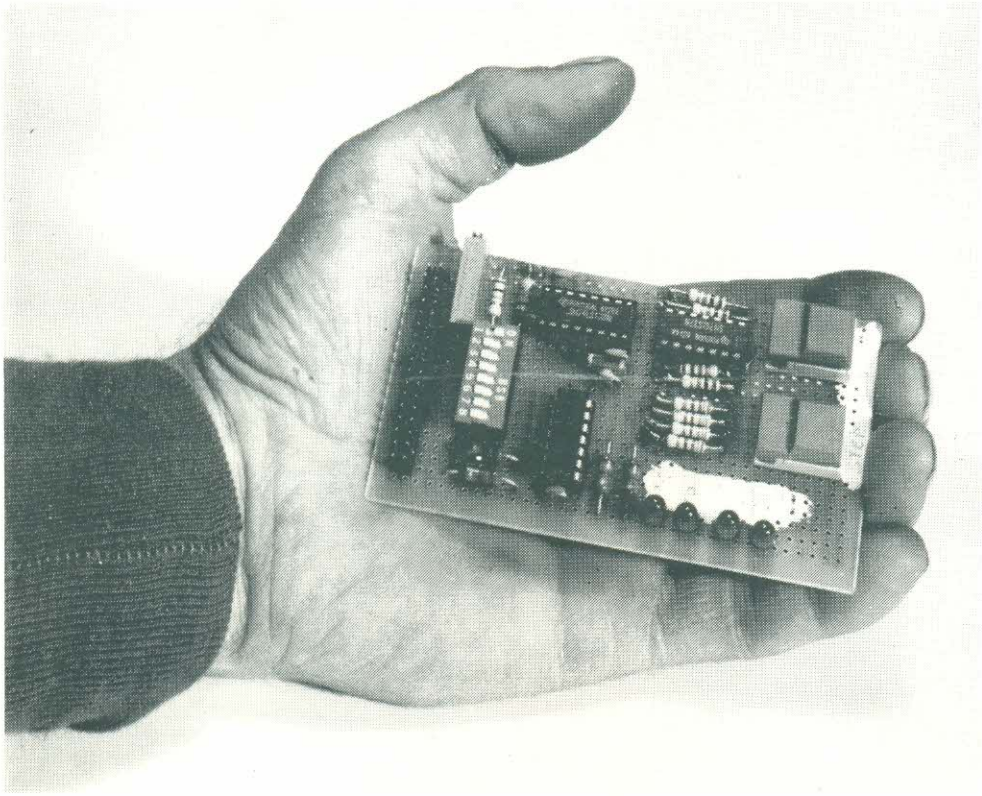


figura — 4 Medidores opcionais, que podem ser incorporados à fonte para a indicação contínua das tensões e correntes de saída.



As unidades de disquetes (ou "drives", como são normalmente chamadas) estão cada vez mais presentes ao lado do computador pessoal. Sendo equipamentos complexos e delicados, elas também apresentam defeito e às vezes nos momentos mais inoportunos. Para piorar as coisas, nem sempre é possível saber, de imediato, se o problema é do próprio acionador ou provém do sistema, e se é do *hardware* ou do *software*. Nada melhor, então, do que um circuito que possa informar rapidamente o estado desses periféricos, em todas as suas modalidades de operação.



Testador de disquetes

para localizar falhas em acionadores de discos

O acionador de discos flexíveis é talvez o dispositivo que exige o maior investimento por parte do usuário de micros, rivalizando com as impressoras e, muitas vezes, até mesmo com o próprio computador. Ele também é, inevitavelmente, complexo e frágil, fazendo-nos pensar duas (ou mais) vezes antes de abri-lo para fazer verificações e pequenos consertos. Mas os problemas surgem e precisam ser resolvidos; no entanto, antes de qualquer cirurgia, é conveniente saber a causa do defeito e se o acionador é realmente o culpado pelo transtorno.

Como nesse caso o computador dificilmente poderá prestar algum auxílio (a não ser informar que algo está errado), a solução é projetar um testador que simule todas as condições de operação exigidas pelo equipamento e, ao mesmo tempo, monitore suas várias reações. Todas as condições de operação foram colocadas sob controle manual, permitindo uma verificação rápida e segura da eletrônica e da mecânica do aparelho.

O esquema talvez tenha sido uma surpresa para muitos, que deviam estar esperando um amontoado de CIs; neste caso, porém, o mais simples é também o melhor e mais eficiente. Inicialmente, o circuito deve determinar qual a unidade que precisa ser testada, entre as várias presentes, razão pela qual foram incluídas as chaves S3...S5.

Uma vez selecionado o aparelho correto, seu motor pode ser acionado por meio de S6 e, caso o disquete usado possua uma proteção contra gravação, o LED D3 acenderá. A função desse diodo é justamente verificar as condições do circuito de proteção contra escrita do acionador. Convém, ainda, nesta altura, conferir o disquete, para que dados importantes não sejam apagados acidentalmente durante o teste.

Uma vez acionado motor, o LED D1 vai acender — ou, mais precisamente, vai piscar ao ritmo de 300 (para unidades de 5") ou 360 vezes por minuto (com unidades de 8"). Isto indica que o marcador de índices do sistema está funcionando corretamente. Se, por outro lado, esse diodo emitir uma luz constante ou não acender, será sinal de defeito naquele estágio (tal como alguma obstrução do fotodetector, por exemplo).

1

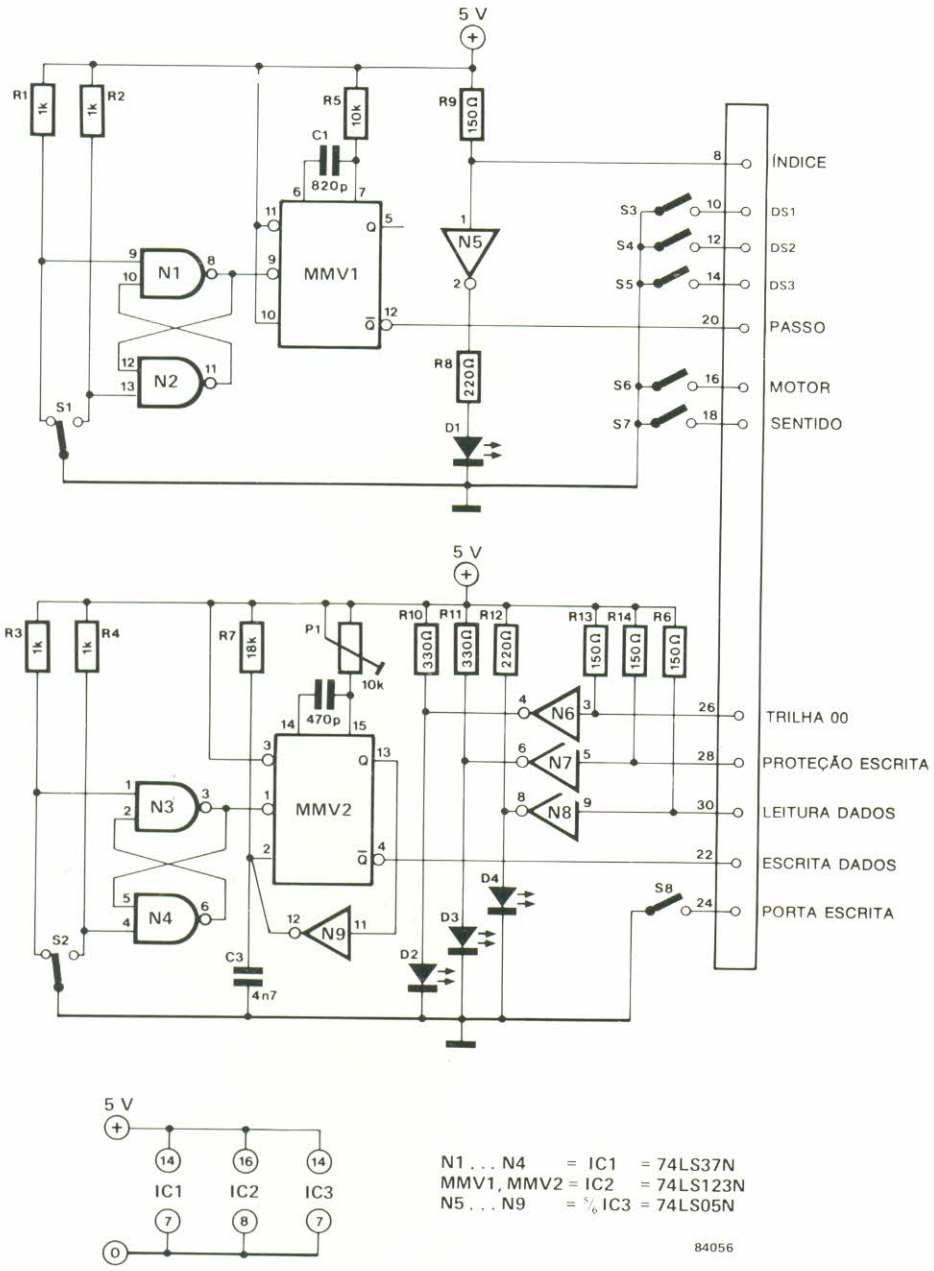


figura 1 — Embora simples, o circuito do testador é capaz de simular todas as condições necessárias para o acionamento de uma unidade de discos flexíveis. O controle do cabeçote é efetuado por MVV1, enquanto MVV2 atua como um gerador de dados.

O LED D2 acende para assinalar que o cabeçote está posicionado sobre a trilha 00. O deslocamento do cabeçote é feito através de S1 e S7, das quais a primeira comanda o gerador de pulsos MVV1, por meio de um estágio antirebotes composto pelas portas N1 e N2 (que, por sua vez, formam um *flip-flop* RS). A saída desse multivibrador emite pulsos que são enviados ao motor de passos encarregado de posicionar o cabeçote, que se desloca de uma trilha para outra a cada pulso.

A posição da cheve S7 determina o sentido de deslocamento do cabeçote: fechada, para fora; aberta, para dentro. Essa chave, portanto, combinada com S1, permite realizar uma verificação total do mecanismo e dos circuitos de deslocamento do cabeçote.

O restante do circuito refere-se à leitura e gravação de dados no disquete. Assim, S8 produz o comando de leitura ou escrita que, normalmente, viria da placa de interface. Os dados vindos do disquete são "lidos" por D4, que vai piscar com a presença dos mesmos — teste que exige dados gravados no disco, ou o LED ficará apagado, levando a conclusões errôneas sobre o sistema.

O testador não estaria completo sem algum dispositivo que permitisse gravar dados no disquete. Pois bem, esse gerador de "dados" consiste em um oscilador, formado por um monoestável e por um inversor (N9), inserido em seu laço de realimentação. Os "dados" propriamente ditos não passam de trens de pulsos, cada um com uma largura de 500 ns e um espaçamento de aproximadamente 8 μs.

A frequência de repetição dos pulsos pode ser ajustada pelo trimpot P1, enquanto o fluxo de dados pode ser ativado ou interrompido por S2, por intermédio de outro flip-flop RS, este formado pelas portas N3 e N4. Esse simples gerador de dados mostrou-se indispensável na localização de falhas internas do acionador, secundado por um osciloscópio.

Pela sua própria simplicidade, o circuito não deve criar problemas na montagem. O único elemento crítico, na verdade, é o conector de saída, que deve ser obviamente compatível com o acionador de discos sob teste.

D1— índice
D2— trilha 00
D3— proteção de escrita
D4— leitura de dados
S1— seletor de passo (cinza)
S2— controle de gravação de dados (vermelho)
S3...S5— seletor da unidade acionadora
S6— chave do motor
S7— chave do sentido do cabeçote
S8— chave leitura/escrita

Um computador sem algum recurso de entrada/saída pode ser comparado, dentro de certos limites, a uma TV sem tela: mesmo que os circuitos funcionem bem, jamais saberemos e ela não estará cumprindo sua principal função. Da mesma forma, o micro só pode ser usado em todo o seu potencial quando admite ligações com equipamentos externos. Faz falta, então, uma interface E/S que possa ser utilizada com a maior parte dos computadores pessoais, viabilizando conexões com conversores D/A, digitalizadores, interfaces seriais e paralelas, geradores sonoros e outros periféricos.

Barramento E/S universal

Por alguma razão obscura, a conexão de equipamentos externos ao micro sempre causa problemas. Em muitos casos, os recursos de entrada e saída chegam a ser bastante restritos, limitando a criatividade dos usuários. E como a utilidade de um computador também se mede pela capacidade de controlar equipamentos periféricos, a solução é adotar um barramento E/S universal, que possa ser virtualmente conectado a qualquer sistema, de qualquer família de microprocessadores. O circuito aqui sugerido resolve o problema, fornecendo quatro conectores independentes de entrada/saída, através dos quais inúmeros dispositivos ou circuitos externos podem ser acoplados ao computador.

Desenvolvimento do projeto

Qualquer sistema de computação não passa de um conjunto de unidades de interface convergindo para um núcleo, que contém microprocessador, memória, biestáveis e portas. Para que esse núcleo tenha condições de operar os sistemas periféricos, tais como compiladores, *assemblers*, sistemas operacionais, impressoras e monitores, ele precisa de algum meio de comunicar-se com os mesmos.

A transferência de dados pode ser efetuada através de CIs específicos para interface, como PIAs (adaptadores para interface), VIAs (adaptadores versáteis) ou ACIAs (adaptadores para comunicação assíncrona) — que costumam ser empregados, normalmente, na conexão com teclados, impressoras ou interfaces seriais.

Existe, no entanto, um meio mais direto: através do próprio barramento de dados do sistema. Essa modalidade de E/S pode ser obtida mediante o mapeamento por entrada/saída ou por memória, dependendo de como a memória está organizada (veja a figura 1).

No mapeamento por entrada/saída, a área de memória alocada para as portas de E/S ficam separadas do restante por linhas de controle, tais como IOR (leitura de E/S) ou IOW (escrita de E/S). Já no mapeamento por memória, os locais de E/S estão contidos na própria memória principal — que é dividida, portanto, entre localidades de memória e entrada/saída. Cada local de E/S é, em essência, uma porta de entrada/saída; o barramento de dados, por sua vez, é dividido ao longo das várias conexões de portas, por meio de decodificadores de endereços.

O projeto foi concebido para utilizar o mapeamento por memória, pois permite que seja adaptado a um maior número de computadores. Mas ele também pode aceitar o mapeamento por E/S, como veremos mais adiante.

Diagrama de blocos

O barramento proposto aparece na figura 2, de forma simplificada. Os barramentos de dados, endereços e controle provêm do computador, enquanto que as linhas de endereçamento de maior ordem, A4...A15, são obtidas a partir do decodificador da área de E/S — cuja função é determinar o espaço ocupado pelas portas de entrada/saída.

Uma área de memória de 16 endereços sequenciais pode se selecionada para E/S, por intermédio de chaves específicas; nessa área, as linhas de dados são acopladas aos conectores de expansão (*slots* 1...4) através de um *buffer*. Essa mesma área, além disso, é dividida em quatro grupos de endereços, cada um com quatro localidades, que são as verdadeiras portas de E/S. As linhas de endereçamento A1 e A0 ficam conectadas aos *slots*, a fim de permitir a seleção individual dos quatro endereços.

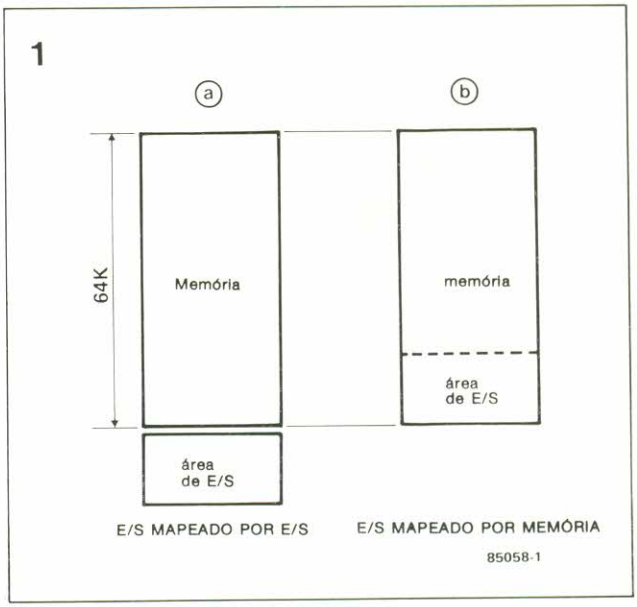


figura 1 — Diferença básica entre os mapeamentos por E/S e por memória.

2

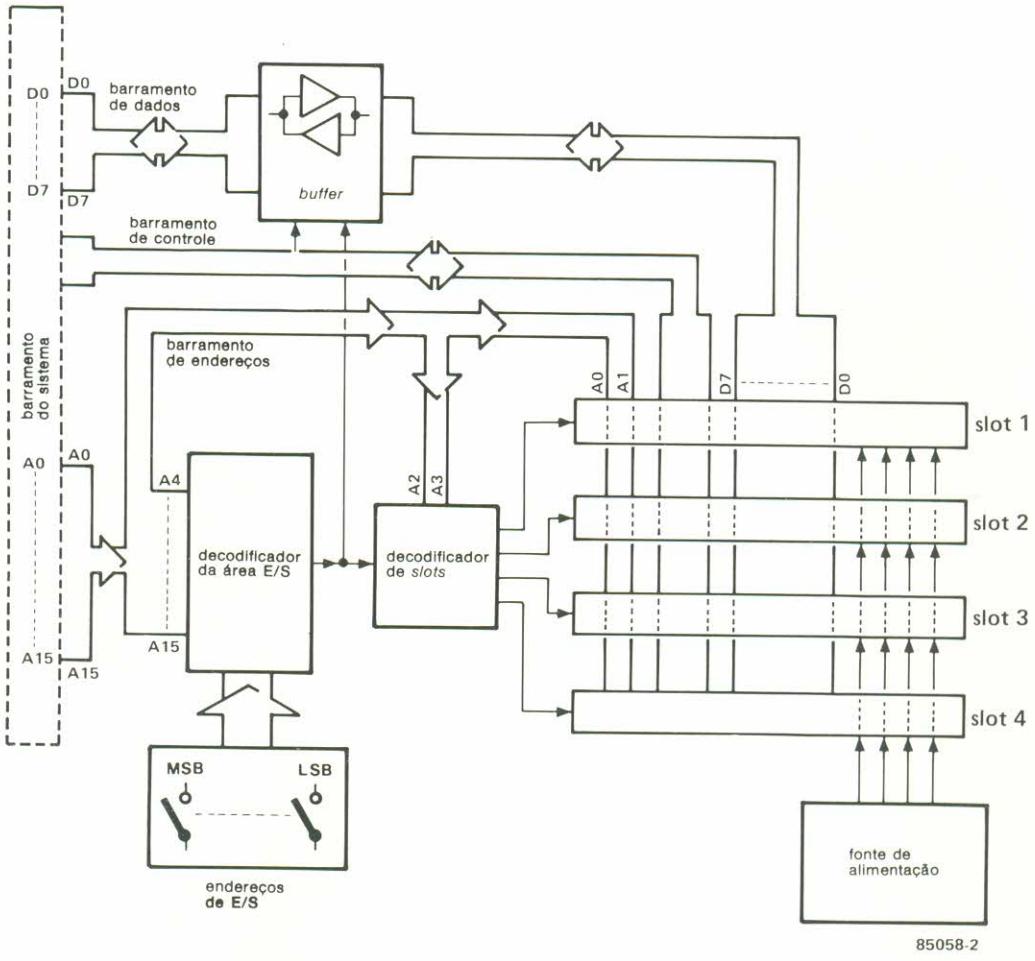


figura 2 — Representação simplificada do barramento universal de entrada/saída.

A localização da área de E/S na memória é arbitrária. Caso as chaves de seleção de área sejam comutadas para um valor hexadecimal de 400 (ou seja, os primeiros três *nibbles* dos endereços de E/S), o *slot* 1 vai abranger de 4000 a 4003, inclusive; o *slot* 2, de 4004 a 4007; o *slot* 3, de 4008 a 400B; e o *slot* 4, de 400C até 400F. É óbvio que, para evitar duplo endereçamento, esses locais não devem ser ocupados como memória propriamente dita.

Foi previsto, ainda, um barramento de controle dotado de uma saída de leitura/escrita, um *reset* comum e uma linha de interrupções, além de um sinal Ø2, para uma possível sincronização. O circuito também permite a ligação de uma fonte externa, caso a do computador não tenha condições de alimentar os vários periféricos.

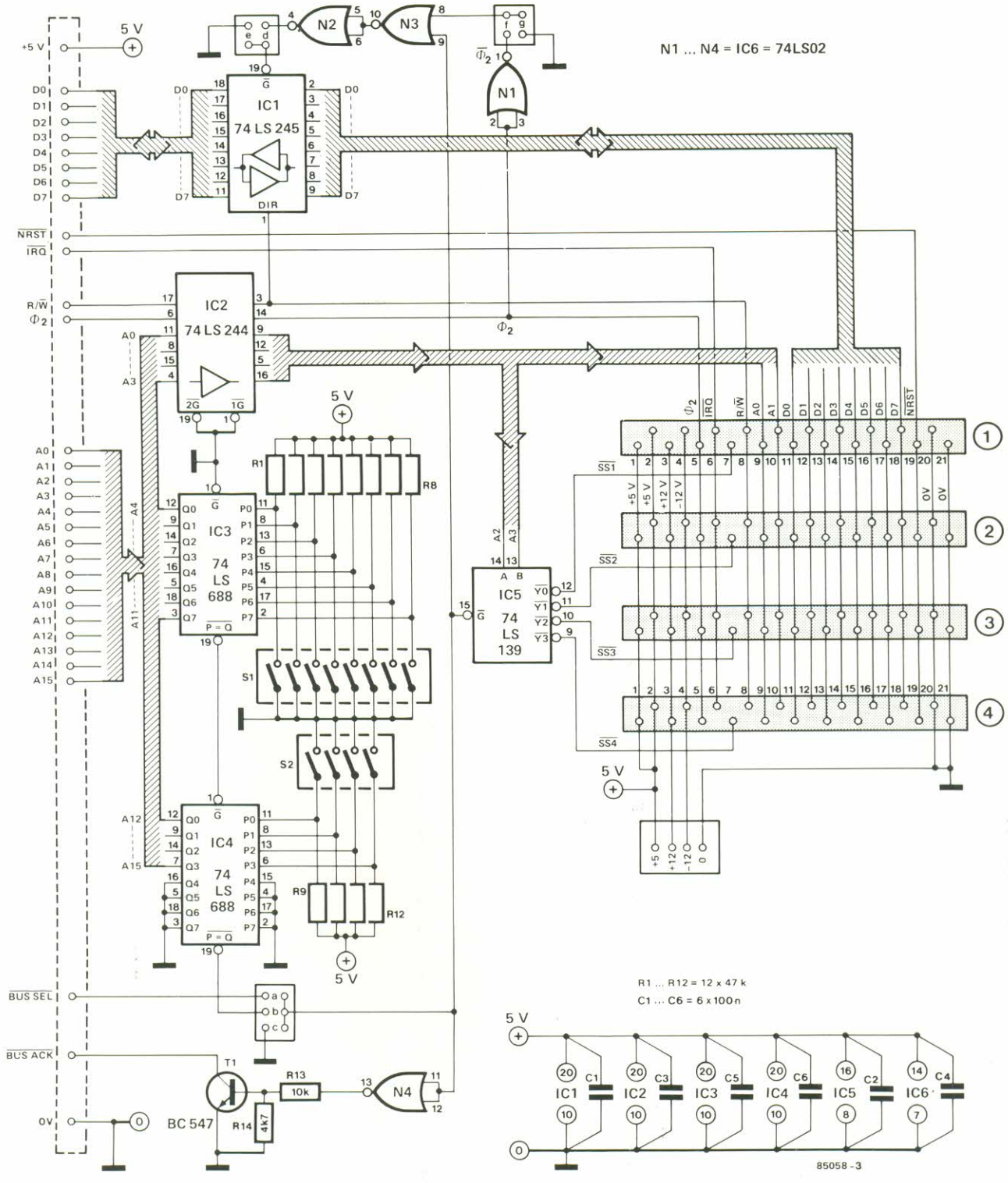
Descrição do circuito

O diagrama da figura 3 pode ser imediatamente associado com o da figura 2. Vê-se por exemplo, que o decodificador de área é formado por IC3 e IC4 — dois elementos de 8 bits ligados em cascata que comparam as linhas A4...A15 com o código estabelecido pelas chaves DIP S1 e S2. Sempre que os dois lados coincidem, a saída $\overline{P = Q}$ de IC4 torna-se ativa e o sinal resultante é aplicado à entrada habilitadora de IC1 e IC5, através da ponte de fio "b".

O sentido dos dados no buffer IC1 é invertido por meio do sinal R/$\overline{W}$ (leitura/escrita). O decodificador duplo 2-4 IC5, por sua vez, decodifica os quatro sinais de seleção de *slot* (SS1...SS4), a partir das 16 localidades de E/S (isto significa que cada *slot* possui quatro endereços sequenciais). Esses sinais de seleção podem ser então usados como habilitadores (ativos em 0) para CIs, *buffers* e outros dispositivos.

Cada slot contém ainda as oito linhas de dados, o R/$\overline{W}$, o $\overline{NRST}$ (*reset* negativo), $\overline{IRQ}$ (pedido de interrupção), Ø2, e as linhas de alimentação (+5V, ±12 V e o terra). As linhas de endereçamento A1 e A0 representam quatro locais de endereço em um *slot*, normalmente usados como entradas selecionadas de registradores em VIAs e dispositivos similares. O *clock* sincronizador Ø2 também é mais utilizado com CIs periféricos; a placa prevê um recurso para sincronizar os sinais do barramento da dados com Ø2 (ponto "f"), a fim de evitar os chamados conflitos de barramento.

3



O sistema prevê ainda, or fim, as conexões BUS SEL e BUS ACK, respectivamente seleção e reconhecimento de barramento. A primeira pode ser empregada para a atuação externa do barramento de E/S (denominada mapeamento de meia memória), enquanto a segunda indica quando o barramento foi ativado. Este segundo sinal pode ser enviado de volta ao computador, dependendo do tipo, para desligar a memória.

A alimentação do circuito será normalmente retirada do próprio computador. Mas se a fonte do micro já estiver um tanto sobrecarregada ou forem necessários vários níveis de tensão, a sugestão da figura 4 poderá ajudar. Ela proporciona três tensões (+5V, +12 V e —12V), cada um com seu próprio regulador de 1 A. Note que, se a fonte auxiliar

figura 3 — Diagrama completo do barramento E/S.

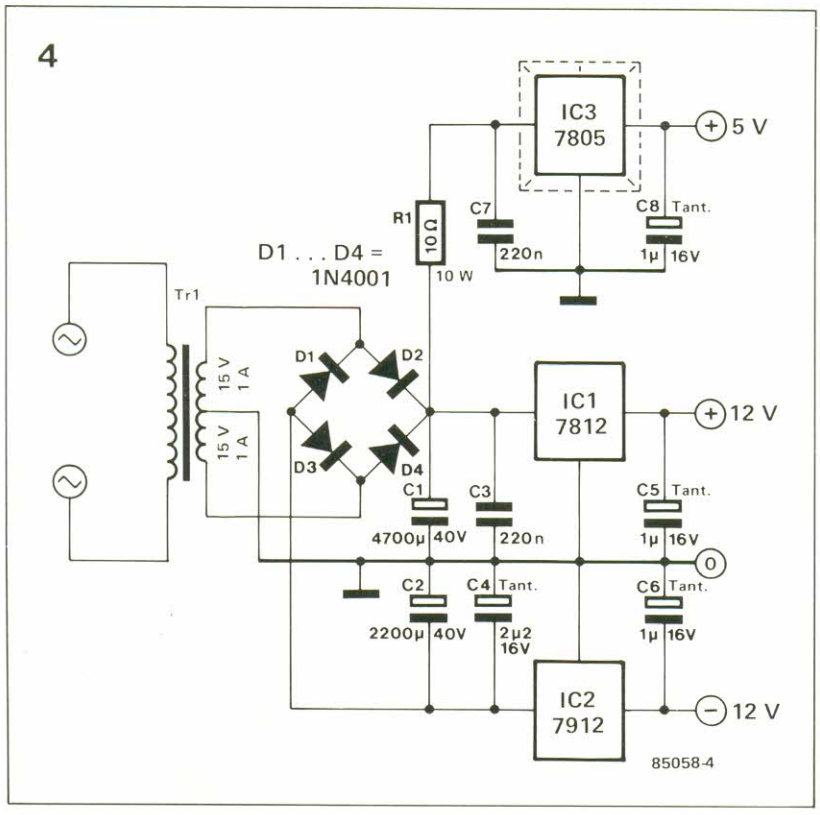


figura 4 — Sugestão para a fonte opcional de alimentação.

figura 5 - Placa de circuito impresso e distribuição de componentes.

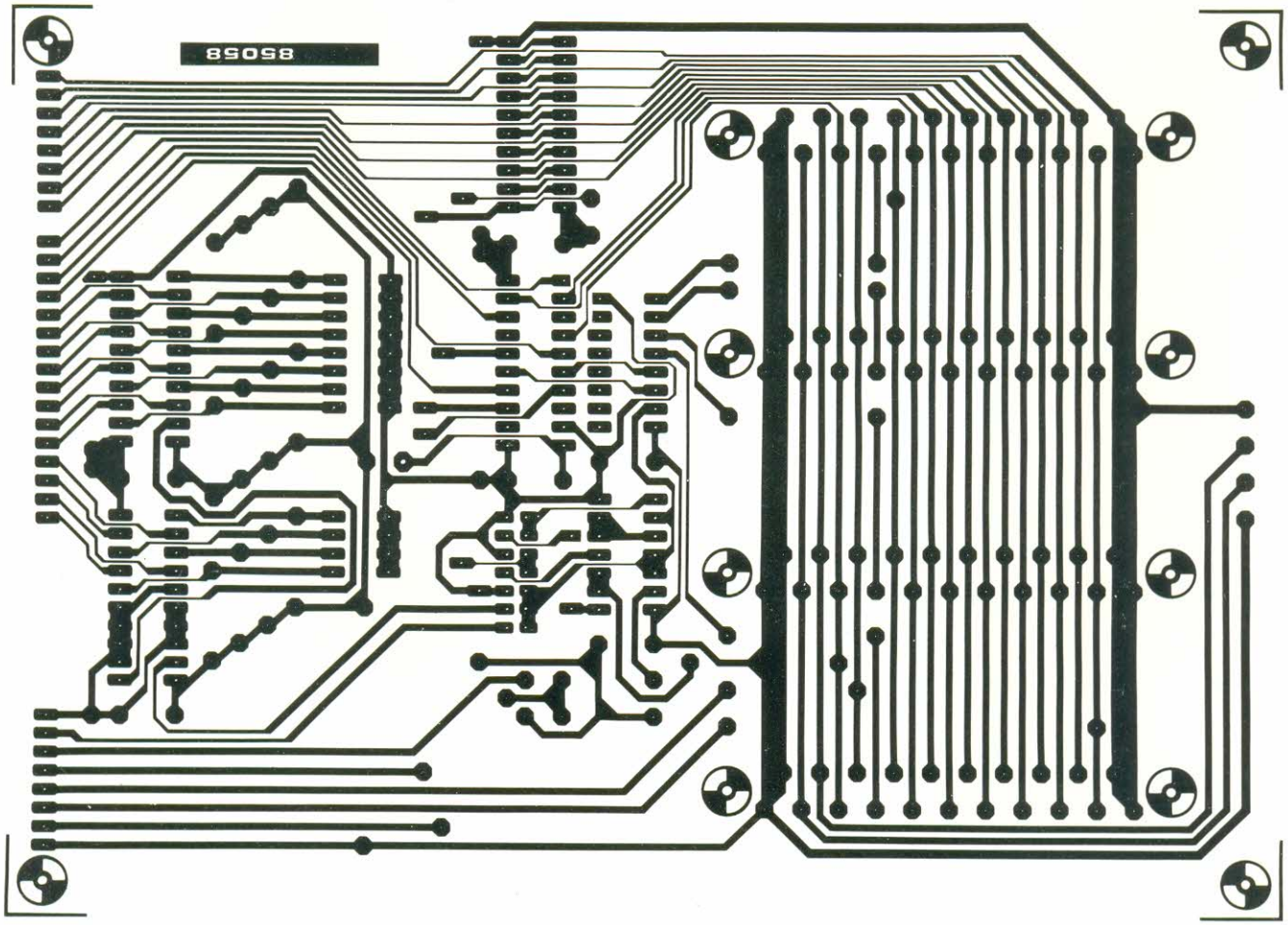
for utilizada não se deve aproveitar os +5 V do computador, mantendo apenas a conexão de terra ou retorno da alimentação.

Montagem

A forma mais conveniente de se montar o barramento E/S é utilizar a placa da figura 5, que inclui até mesmo os quatro conectores de expansão, nos quais vão montadas as placas dos periféricos, em 90°. Veja que não indicamos as conexões referentes ao computador, já que esse detalhe varia muito de uma marca para a outra, tornando a informação inviável para este artigo.

O circuito foi projetado, no entanto, visando um micro específico: o *Commodore 64*, que emprega CIs da família 65XX. Para que possa ser utilizado com máquinas que adotam o microprocessador

5



Z80, ele deve passar por algumas alterações; veremos isto na próxima edição, mais precisamente no terceiro artigo sobre as expansões MSX.

Sempre que a fonte auxiliar for usada, a conexão de +5 V será ignorada. Quanto às chaves DIP, foram montadas de modo que, observadas a partir do barramento do sistema, o bit mais significativo (MSB) fica à esquerda e o menos significativo (LSB), à direita — o que facilita a localização da área de E/S.

Utilização o barramento

Uma vez montada e conferida, a placa do barramento pode ser ligada ao computador. Mas, como há muitas diferenças entre as várias marcas de micros, será impossível fornecer detalhes de conexões para todas elas. No caso específico do Commodore 64, pode-se empregar o conector de expansão previsto pelo fabricante, cujos terminais estão identificados na figura 6. Nesse caso, os pinos DO...D7, AO...A3, $\overline{IRQ}$, Ø2, GND e +5 V (se for usado) vão ligados aos terminais correspondentes da placa. O terminal $\overline{RESET}$ é ligado a $\overline{NRST}$ e $\overline{I/O1}$ (saída de seleção de E/S), à entrada $\overline{BUS\ SEL}$. Como $\overline{I/O1}$ representa a gama de endereços DEOO...DEFF, os *slots* ocupados serão os seguintes.

— **slot** 1: DEO...DEO3
— **slot** 2: DEO4...DEO7
— **slot** 3: DEO8...DEOB
— **slot** 4:DEOC...DEOF

Solde, por fim, as pontes, a, d e f à placa e pode começar a utiilzar os periféricos que sempre desejou.

No caso de outras marcas de computador, comece estabelecendo as funções do barramento através das pontes a...g. Se o micro possuir barramentos completos de dados, endereços e controle, a decodificação será feita por IC3 e IC4 — o que vai implicar na inclusão das pontes b e d. Feito isso, a gravação e a leitura poderão ser realizadas nos endereços selecionados, com as chaves S1 e S2 determinando o início da faixa de E/S. Se esse início for, por exemplo, em 4000hex, essas chaves devem estar comutadas desta forma, a partir da esquerda: 010 000 000 000 (onde "0" indica chave fechada e "1", chave aberta).

Se, por outro lado, você optar por uma habilitação contínua do barramento, mediante controle por um PIA, digamos, bastará soldar as pontas "c" e "e", para impedir a decodificação de endereços por IC3 e IC4.

Por fim, se o seu micro dispuser apenas de portas de usuário, ao invés de um completo sistema de barramentos, a placa poderá ser co-

barramento E/S universal

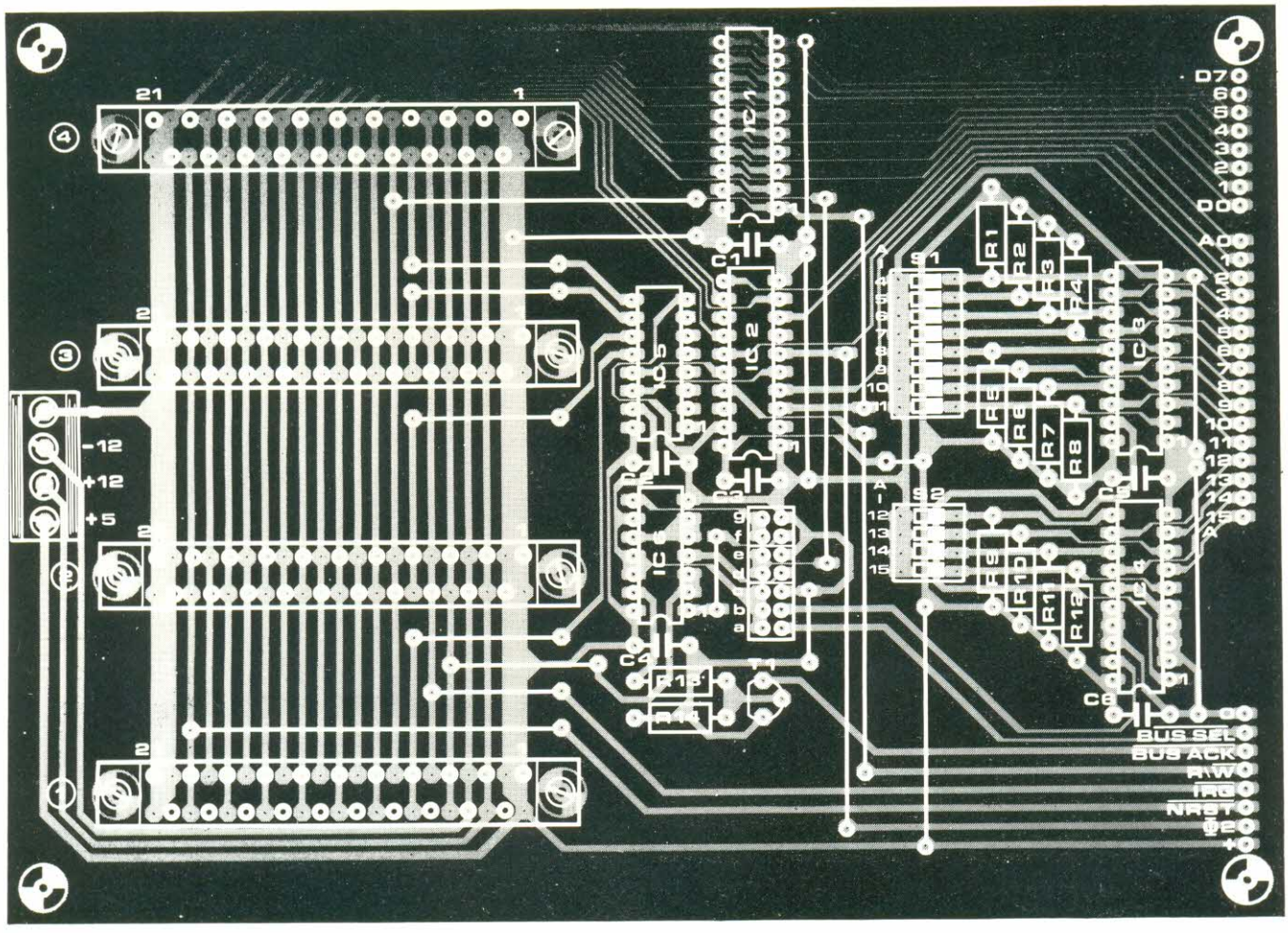
Lista dos componentes

Resistores
R1...R12— 47 k
R13— 10k
R14— 4,7 k
Todos os valores em ohms

Capacitoes
C1...C6—100 nF

Semicondutores
T1— BC547
IC1— 74LS245
IC2— 74LS244
IC3, IC4— 74LS688
IC5— 74LS139
IC6— 74LS02

Diversos
S1— chave DIP, 8 pólos
S2— chave DIP, 4 pólos
4 conectores c/21 terminais
Placa nº 85058
Conector c/4 terminais parafusados



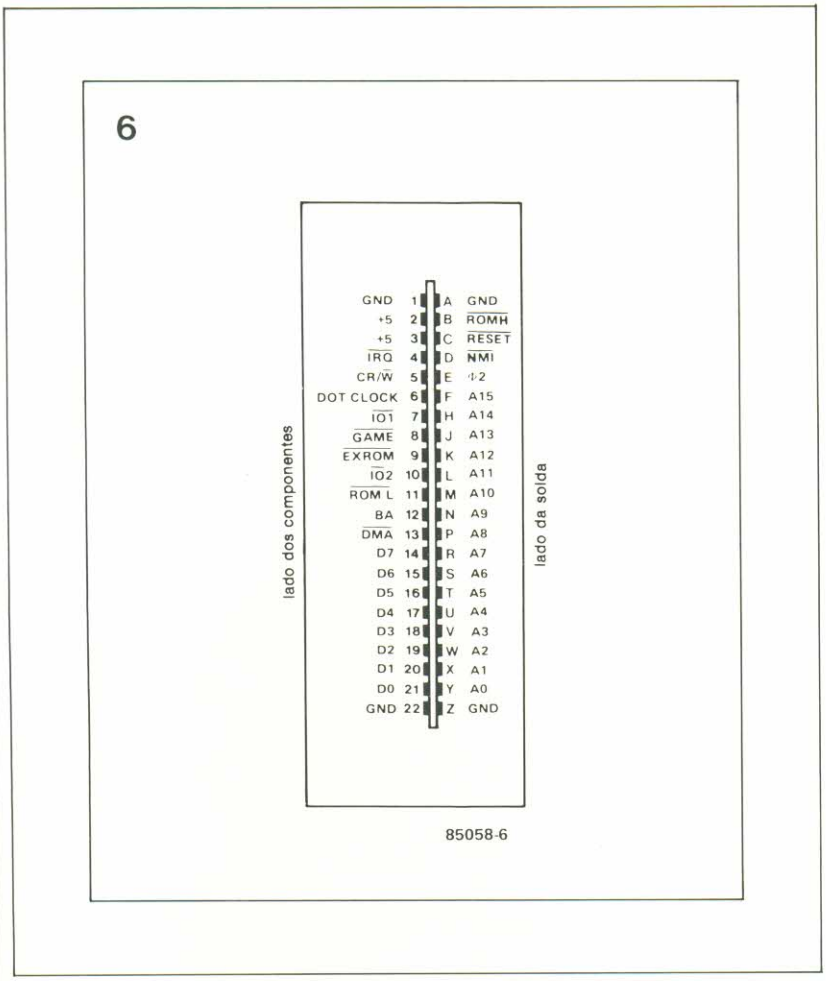


figura 6 — Pinagem do conector de expansão do Commodore 64 (veja texto).

nectada através de meios indiretos. Assim, os sinais BUS SEL, AO, A1, A2 e A3 deverão ser levados a uma porta separada e controlados, então, por um comando *poke* um tanto mais complexo. Nesse caso, serão incluídas as pontes a e d. Esse método também pode ser aproveitado no caso do PIA, quando mais uma vez a função decodificadora de IC3 e IC4 será desativada.

A entrada BUS SEL também pode ser usada nos casos em que já se dispõe de endereços decodificados no barramento, por exemplo, com aplicações já previstas. Os endereços AO...A3 são normalmente colocados no barramento correspondente e BUS SEL, na saída selecionadora dessa faixa de endereços (ativa com nível lógico 0). As pontes devem ser, então, a e d.

O *clock* de sincronização, Ø2, também está presente no circuito do barramento e pode, portanto, ser usado como sincronizador da barra de dados. Isto nem sempre é necessário (como, por exemplo, nos casos em que o barramento do micro já está sincronizado), mas também não causa problemas. Optando por mais esse recurso, inclua a ponte g.

Voltamos a lembrar que as informações aqui fornecidas são válidas somente para os barramentos baseados nos microprocessadores das famílias 6500 e 6800. Os sinais R/W e Ø2 não existem em sistemas que utilizam o Z80. Assim sendo, pode-se usar o sinal IOREQ em lugar do Ø2, enquanto o sinal WR substitui o R/W.

Vê-se, portanto, que o acoplamento do barramento a seu computador exige alguma análise prévia, mas não apresenta grandes obstáculos, graças às informações fornecidas. No que se refere à freqüência do *clock* do computador, o circuito do barramento não sofre restrições; se o micro operar, por exemplo, a 2 MHz, deve-se cuidar apenas para que as unidades periféricas acrescentadas possam acompanhar esse ritmo. ◀

O segundo circuito da série é um barramento que permite contornar as limitações impostas pelo único *slot* dos micros MSX. Trata-se de uma placa que aceita até oito cartuchos de uma vez, selecionáveis por chaves ou *software*.

MSX

Expansões 2ª parte

Todo usuário de micros MSX com muitos cartuchos de aplicação deve ter desejado, pelo menos uma vez, livrar-se do aborrecido procedimento de troca de cartuchos: desligar computador — remover cartucho — inserir novo cartucho — ligar computador — teste. Além disso, é fatal que a troca freqüente de cartuchos vá ocasionar, em pouco tempo, maus contatos e inutilização do *slot* existente no micro.

Estamos sugerindo, então, uma placa de expansão com nada menos que oito *slots* simultâneos, que deverá por fim a esses problemas. Os cartuchos podem ficar continuamente inseridos em seus conectores, sempre à disposição do usuário, que terá condições de selecioná-los através de uma instrução em Basic MSX ou de uma simples chave mecânica. Mudar de um aplicativo para um videojogo será questão de segundos, sem que o operador precise sequer levantar da cadeira.

Em blocos

Podemos ver, na figura 1, o diagrama funcional do circuito expansor de *slots* para MSX. Note que todos os sinais provenientes do computador passam por *buffers* ou reforçadores de sinais, antes de serem enviados aos cartuchos; essa é uma prática bastante comum nas ampliações, a fim de evitar sobrecargas aos sinais do micro.

Cada um dos oito conectores pode ser selecionados através do estágio "decodificação de seleção" e o conector em uso é assinalado por um LED aceso. A seleção, como dissemos, pode ser feita manualmente ou por *software*. Dependendo do sentido de transferência dos dados estipulados pelo "seletor de dados", três bits do barramento correspondente (por *software*) ou três bits do circuito de seleção manual ("codificação de seleção") são enviados à seção decodificadora, que converte essa informação em um sinal de escolha de *slots*.

O "seletor de dados" é aprontado para a transferência por um sinal vindo do "decodificador de seleção E/S", que compara o byte menos significativo (LSB), durante a saída da UCP, com o código estabelecido por programa ou pelas chaves. Sempre que os dois bytes "casam", ou seja, quando o micro escolhe o canal requerido de saída, o seletor de dados transfere o código de três bits (fornecido juntamente com a instrução de saída) à seção decodificadora de seleção, sendo então ativado o *slot* desejado. De forma semelhante, o código de seleção manual é passado ao decodificador de seleção sempre que o decodificador de seleção E/S permanece inativo.

O circuito prático

placa de expansão com 8 conectores

No esquema da figura 2 vemos como o diagrama de blocos foi convertido em alguns CIs, que realizam todo o trabalho descrito. O reforçador para barramento de dados IC1 é um elemento bidirecional octal, habilitado através do sinal MSX SLTSL (seleção de *slot*), enquanto o sentido de transferência dos dados é determinado pelo nível lógico de $\overline{RD}$ (leitura). Preferiu-se essa alternativa à utilização do sinal $\overline{WR}$ porque este sinal causa certos problemas de retenção de barramento, devido à crítica temporização de sinais.

O pino 19 do comparador de magnitude IC4 somente vai para 0 quando duas condições são satisfeitas: que o sinal $\overline{IORQ}$ esteja ativo (em 0) e que o endereço estabelecido por S9 "case" com o LSB gerado pela UCP — o que indica que os oito bits constituem um canal válido de saída, endereçado pelo microprocessador.

A entrada SEL do multiplexador IC6 estará em 0, conseqüentemente, e esse elemento irá passar DO...D1 (do barramento de dados) às entradas A, B e C de IC7. O multiplexador pode ser convenientemente comparado a uma chave de quatro pólos e duas posições, onde a posição do comutador é determi-

1

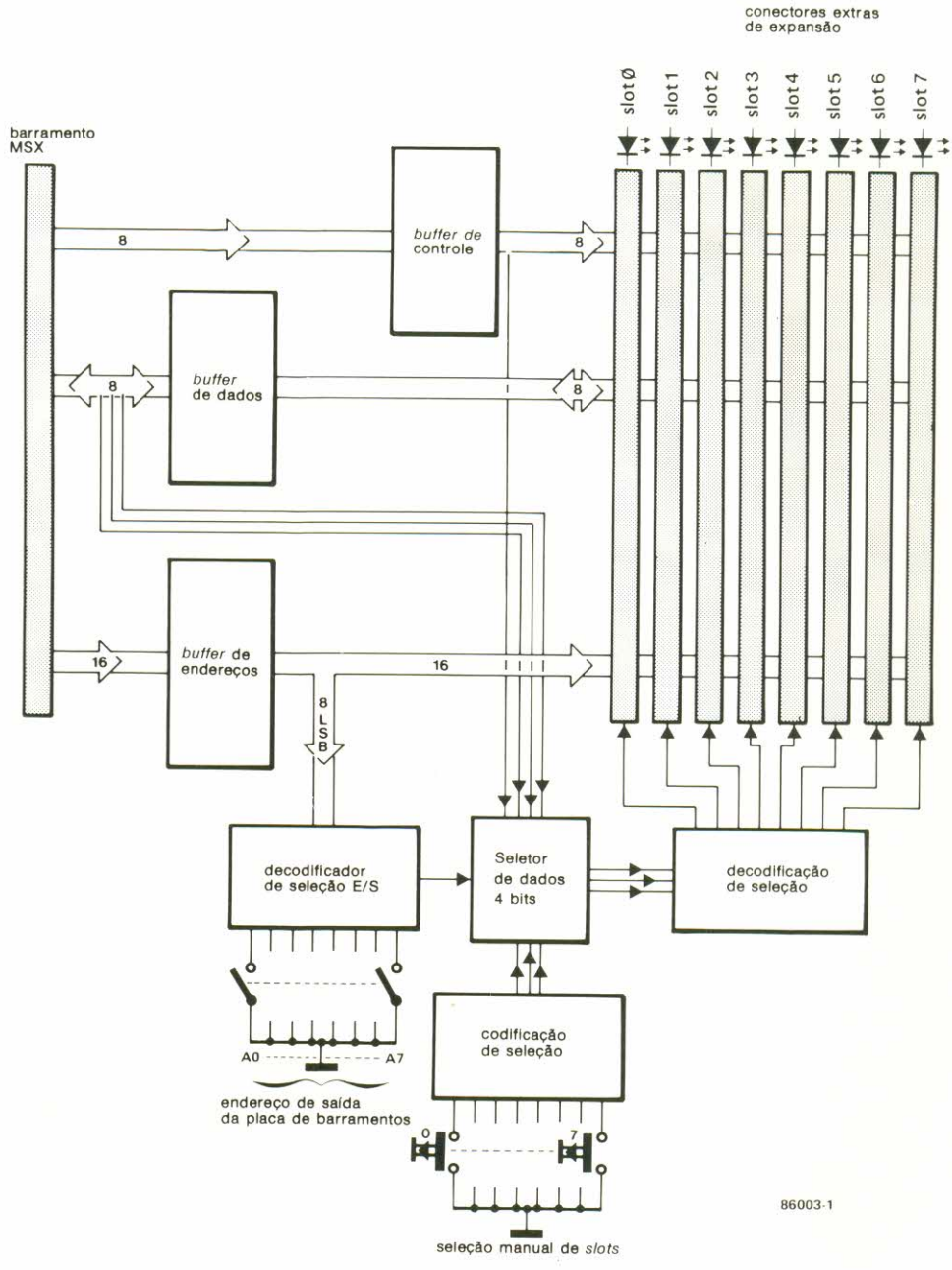


figura 1 — Representação esquemática, sob a forma de blocos, do cartão de ampliação MSX. Cada um dos oito **slots** *pode ser selecionado através de* **software** *ou mesmo manualmente, por meio de chaves.*

nada pelo nível lógico aplicado à entrada SEL.

Se essa entrada estiver em nível baixo, vai ocorrer a transferência nA→nY (por *software*) ou nB→nY (manualmente). Dessa forma, o decodificador 3 para 8 IC7 poderá receber o código de seleção de *slots* de duas fontes diferentes, ativando a saída correspondente ao código binário aplicado às entradas A-B-C — isto, na transição ascendente do sinal aplicado à sua entrada $\overline{GL}$ (*latch enable*).

Assim sendo, um dos oito conectores de expansão será ativado, juntamente com seu LED indicador. A função adicional de trava realizada por IC7 é essencial ao funcionamento do circuito; de fato, com esse recurso o CI é capaz de reter o código binário mais recente e ativar a saída correspondente, até que uma nova transição ascendente do sinal em sua entrada $\overline{GL}$ assinale a presença de um novo comando de seleção de *slot*.

No caso de seleção por *software*, o sinal $\overline{WR}$ fornece o pulso de travamento, enquanto que na seleção manual a combinação das portas N1-N2-N3 simula um sinal $\overline{WR}$ corretamente temporizado.

Vê-se que a seleção manual é efetuada por IC9 e pelas chaves associadas a ele (S1... S8); caso o usuário deseje escolher um cartucho específico manualmente, deve simplesmente comutar a chave apropriada, a fim de anular qualquer comando anterior de seleção.

Sempre que uma dessas chaves é comutada, o codificador de prioridade IC9 fornece o código de três bits referente ao número da chave e sua saída $\overline{GS}$ (seleção de grupo) vai para 0. Esse pulso, em conjunto com Eo, faz disparar o simulador de $\overline{WR}$. A chave S1, por exemplo, sele-

2

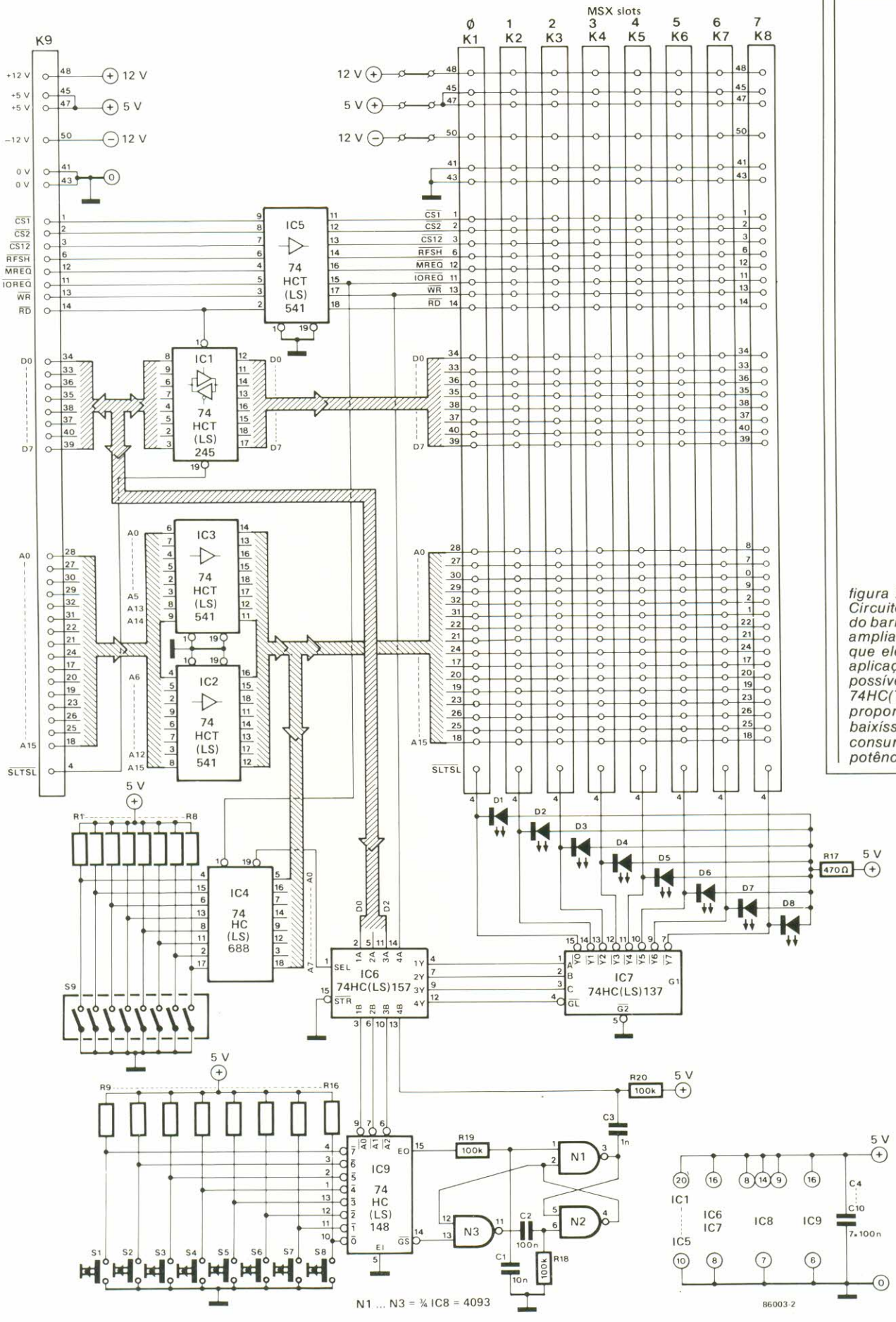


figura 2 — Circuito completo do barramento de ampliação. Note que ele prevê a aplicação, se possível da série 74HC(T), que proporcina um baixíssimo consumo de potência.

3

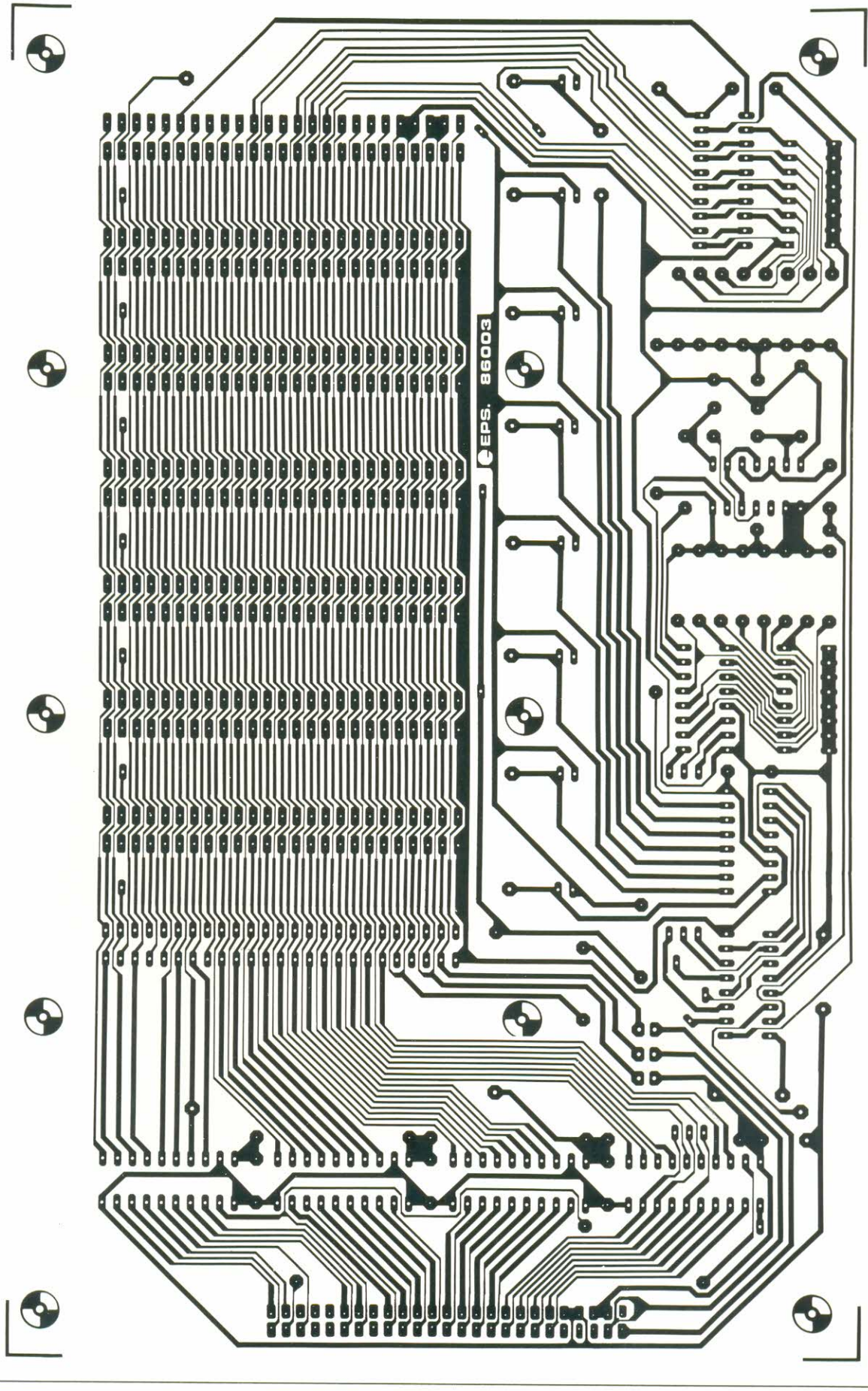


figura 3 — Traçado e distribuição dos componentes da placa projetada para o barramento MSX. Não esqueça de incluir as pontes de fio!

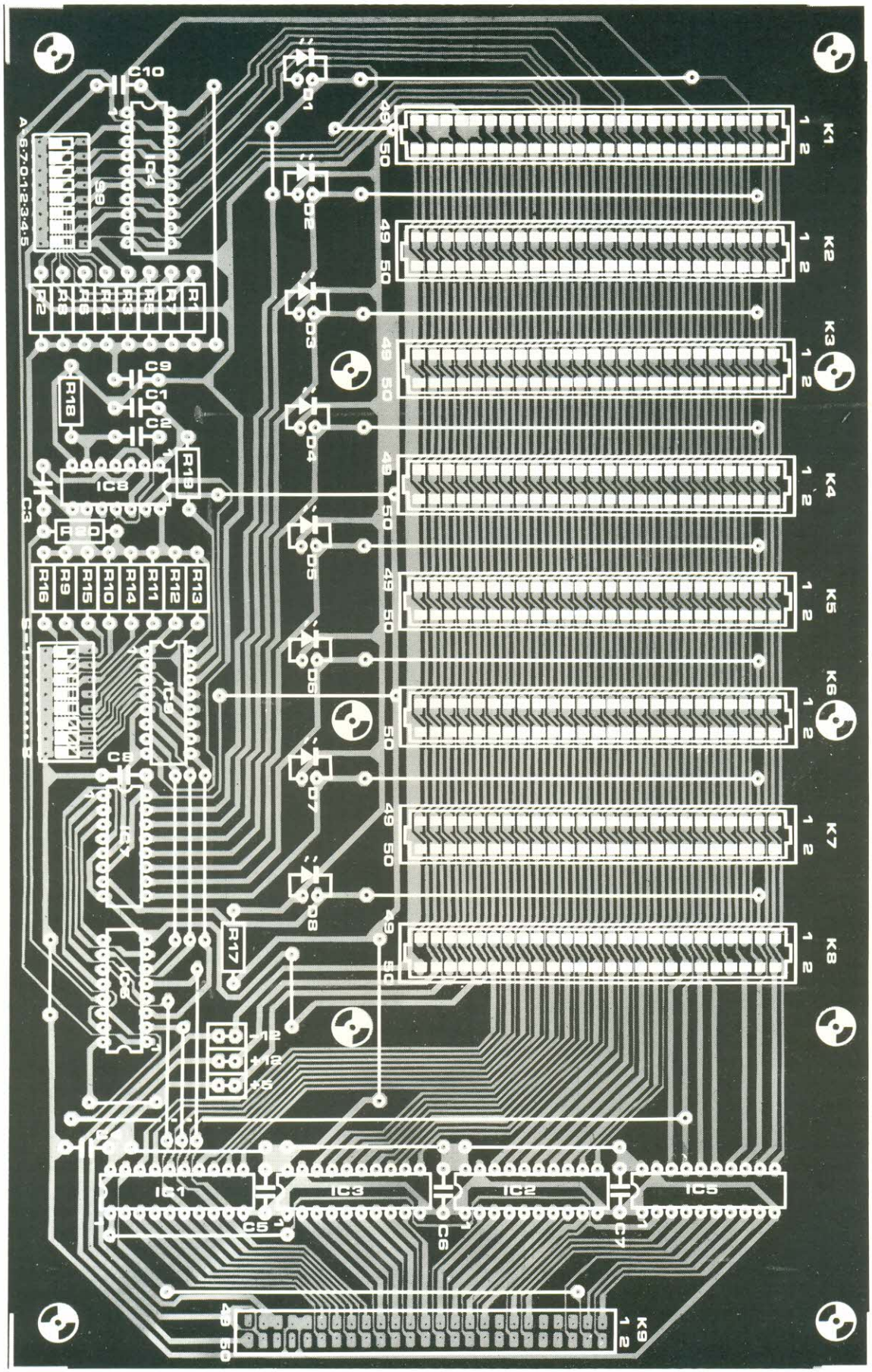
Lista de componentes

Resistores
R1...R16— 10 k
R17— 470
R18...R20— 100 k
Todo os valores em ohms

Capacitores
C1— 10nF
C2, C4...C16— 100 nF
C3-1 nF

*Semicondutores**
IC1— 74HC(T)/LS245
IC2, IC3, IC5— 74HC (T)/LS541
IC4—74HC(T)/LS688
IC6— 74HC(T)/LS157
IC7— 74HC(T)/LS137
IC8— 4093
IC9— 74HC(T)/LS148
D1...D8—LEDs
**veja texto*

Diversos
S1...S8 — veja texto
S9— bloco DIP c/8 chaves
K1...K8 — conector tipo slot, 50 terminais, passo 0,1"
k9— plugue de 50 vias (2 x 25 pinos) para circuitos impresso
Placa nº 86003


A-6.7.0.1.2.3.4.5
C10
C4
C9
R1
R2
C1
C2
C3
R18
R19
IC8
R16
R9
R15
R10
R14
R11
R12
R13
IC7
C8
R17
IC6
+12
-12
+5
IC1
IC3
IC2
IC5
C5
C6
C7
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
K1
K2
K3
K4
K5
K6
K7
K8
K9
1 2
49 50

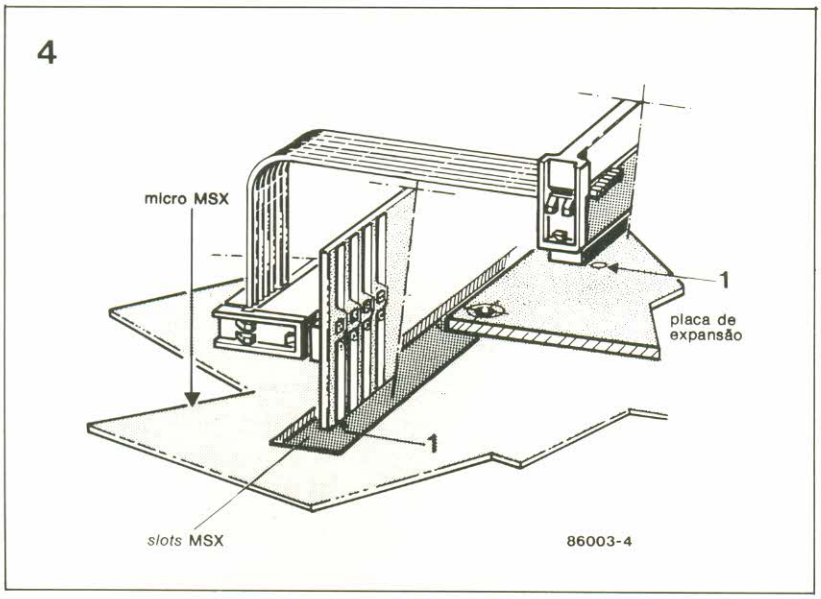


figura 4 — A conexão da placa ampliadora ao barramento do micro através de um cabo multivelas permitirá a instalação de até oito cartuchos simultaneamente.

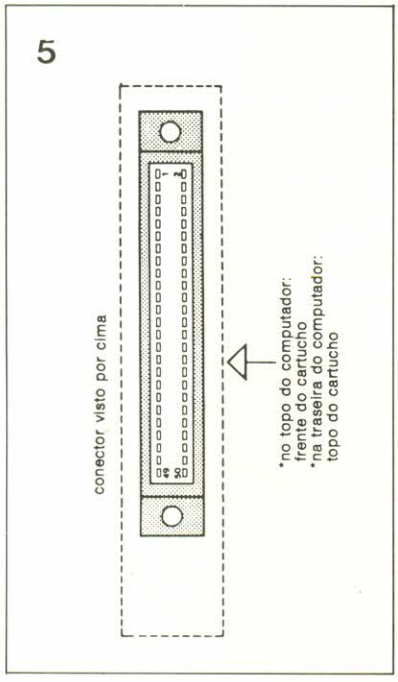


figura 5 — Opções de posicionamento do slot, nos micros MSX.

ciona o *slot 0* (que também é o slot de *default* posterior à ativação do sistema); assim, qualquer cartucho presente no conector correspondente será automaticamente escolhido, logo que o computador for ligado. Caso várias chaves sejam comutadas ao mesmo tempo, a de maior prioridade será a de menor numeração.

Caso a fonte interna do micro não seja capaz de alimentar o circuito de ampliação e os cartuchos, pode-se então remover as conexões de tensão, para ligar uma fonte externa aos pinos adequados (+5 V, +12 V e -12 V). Verifique com todo cuidado, porém, se a fonte externa foi ligada aos pinos corretos dos conectores; caso contrário, o descuido poderá causar danos irreparáveis a vários estágios do computador.

Montagem

A placa para o expansor de cartuchos pode ser vista, já pronta e em tamanho natural, na figura 3. Observe que suas dimensões foram determinadas, principalmente, pelos oito conectores montados diretamente sobre ela, espaçados de modo a dar lugar aos cartuchos (se quiser produzir seus próprios cartuchos, dê uma olhada no primeiro artigo desta série).

A melhor forma de começar a montagem consiste em soldar as pontes de fio, seguidas pelos soquetes dos integrados e pelos seis pinos de alimentação externa. Veja que a placa prevê a montagem de dois grupos de chaves DIP: o bloco S9, com oito chaves selecionadoras de endereço, e o conjunto S1...S8, para seleção de *slots* . Este último porém, pode ser perfeitamente substituído por pequenas chaves miniatura de contato momentâneo, ligadas à placa por meio de um cabo multiveias e um plugue DIP. Nesse caso, solda-se um soquete de 16 pinos no lugar do bloco de chaves DIP.

Um outro aspecto interessante deste projeto é a possibilidade de optar entre os tradicionais integrados do ramo 74LS e os novos 74HC ou 74HCT, da família CMOS de alta velocidade (veja "Novos integrados CMOS...", na Elektor nº 2). Esses CIs implicam em baixíssimo consumo e um elevado nível de imunidade a ruídos, mas caso não possa dispor deles, é possível usar a família LS, sem problemas.

Acoplando ao micro

O expansor pode ser acoplado ao conector macho presente no cartucho apresentado na edição passada, através de um cabo plano de 50 veias, facilitando assim sua conexão ao *slot* do micro (veja a figura 4).

Montada e conferida a placa, mas ainda sem cartuchos inseridos, ligue tudo conforme indicado e verifique se o computador continua operando normalmente. O LED correspondente ao *slot* 0 deverá estar aceso. Em seguida, estabeleça um canal de seleção de *slots*, no barramento de dados, por intermédio do bloco de chaves S9 — 3F , digamos.

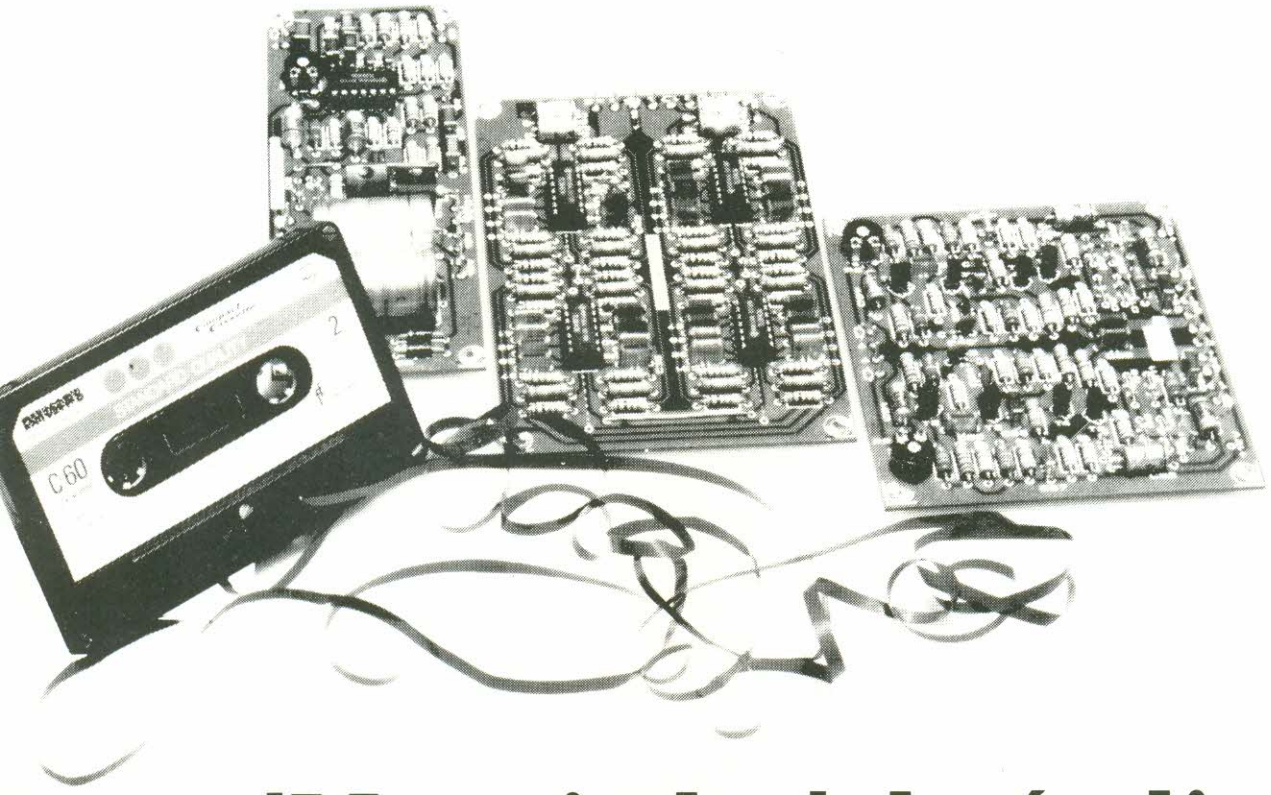
Para isso, obedeça esta seqüência de operações: primeiramente determine o código binário do canal, que é 0011 111(A7...AO)= $3F_{hex}$, neste caso. A seguir, crie esse código com as oito chaves, lembrando que uma chave "ligada" corresponde ao nível 0. Feito o código, veja se o LED do *slot* 4 (K5) acende quando a instrução OUT&H3F,4 é rodada com Basic MSX.

Se tudo estiver OK, passe para a seleção manual, comutando algumas chaves e verificando se o *slot* correspondente reage. Isto feito, desligue a fonte e comece a inserir seus cartuchos, tendo o cuidado de colocá-los de frente (guie-se pela etiqueta) para o conector K9, do micro; o melhor mesmo seria assinalar o pino 1 do *slot* com um pingo de tinta contrastante, para evitar a inserção errada dos cartuchos. A figura 5 tenta ajudar, mostrando os posicionamentos mais comuns assumidos pelo *slot*, nos computadores da linha MSX.

Para terminar, informamos que o Barramento E/S Universal, publicado neste mesmo número de Elektor, também pode ser acoplado a este expansor; aguarde, porém, o último artigo da presente série, para saber como adaptar esse circuito às máquinas MSX. Até lá.

"maquiador" de áudio

É muitas vezes inevitável que modestos aparelhos mono e modernas instalações estéreo tenham que trabalhar juntos. Pode-se obter com isso uma razoável melhora da reprodução, mas esta permanece monofônica e quase sempre mantém níveis indesejáveis de ruído. Projetamos, então, um sistema para melhorar o desempenho desses "casamentos", através da supressão de zumbido, simulação estéreo e limitação dinâmica de ruído (DNL). Tudo em três placas que podem ser usadas em conjunto ou separadamente.



'Maquiador' de áudio

baseado em uma idéia de J. F. Brangé

restauração de sinais com simulação estéreo

Desde o advento dos equipamentos sonoros de alta fidelidade e a introdução do estéreo, nosso gosto auditivo foi radicalmente alterado. Hoje em dia, quando ouvimos música monofônica, sem qualquer tratamento, temos a impressão de algo está faltando. Se, além disso, o som estiver acompanhado de zumbido e ruídos em geral, essa sensação logo se transforma em desapontamento e até mesmo irritação.

Muitas vezes, porém, apesar de serem fontes sonoras relativamente pobres, não queremos nos desfazer de nossos rádios AM (ou FM mono), gravadores portáteis, televisores e gravadores de vídeo pelo simples motivo de serem equipamentos caros e de boa qualidade. Os aparelhos de vídeo, aliás, são os mais desprezados pelos projetistas de áudio: enquanto a imagem recebe todos os cuidados, o som é quase sempre uma tragédia pelos padrões atuais.

O som espacial

Todos nós temos consciência da profundidade do som graças aos nossos dois ouvidos. Sempre que as ondas sonoras chegam até eles com ligeiras diferenças de tempo e amplitude, o cérebro recebe, na verdade, dois sinais separados. Com isso, ele é capaz de deduzir a posição relativa da fonte sonora — em outras palavras, nossos ouvidos formam um verdadeiro receptor estereofônico!

O que fazer com o som monofônico? Para começar, é impossível converte-lo em estéreo real, já que as sutis diferenças entre os canais não podem ser acrescentadas após a gravação. A alternativa, então, é criar diferenças artificiais, pela divisão do sinal de áudio em um certo número de faixas de frequência, para depois aplicá-las seletivamente aos canais esquerdo e direito de uma instalação estereofônica.

Este é, diga-se de passagem, o método empregado por certos CIs específicos de simulação estéreo, tal como o TDA 3810, comercializado também no Brasil. Este projeto, porém, é mais radical e eficiente, pois divide o espectro de áudio em 16 faixas, através de filtros ativos. Numerando-se os filtros de 1 a 16, no sentido crescente da frequência central, as faixas ímpares são aplicadas ao canal esquerdo e as pares, ao canal direito do equipamento estéreo. O resultado é realmente surpreendente: o som,

1

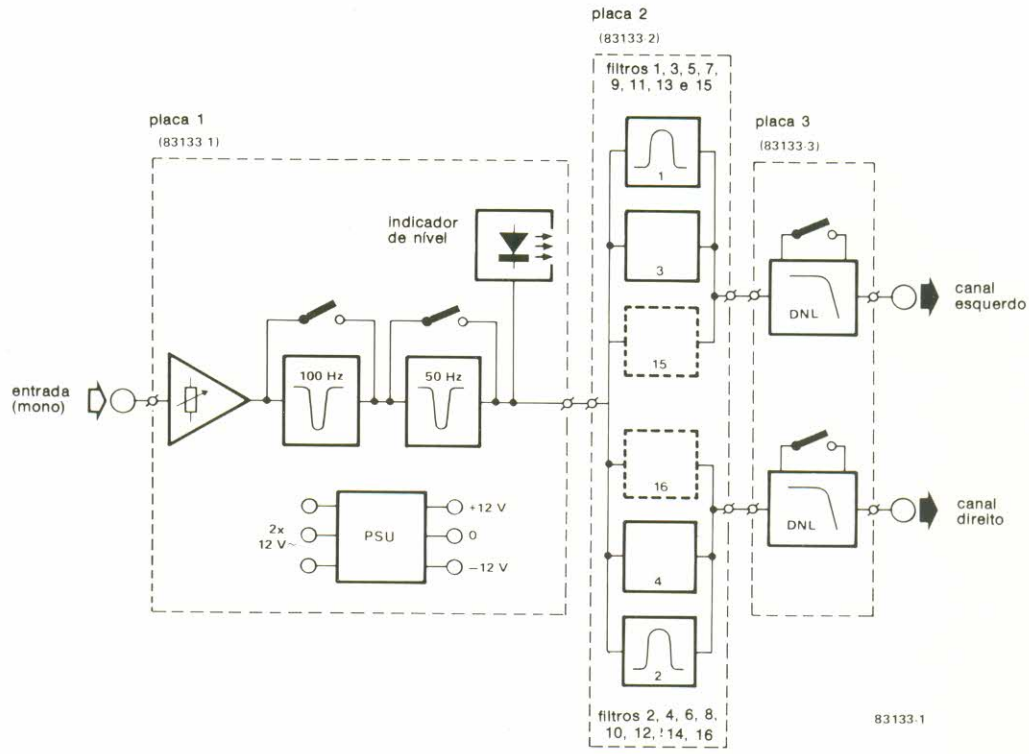
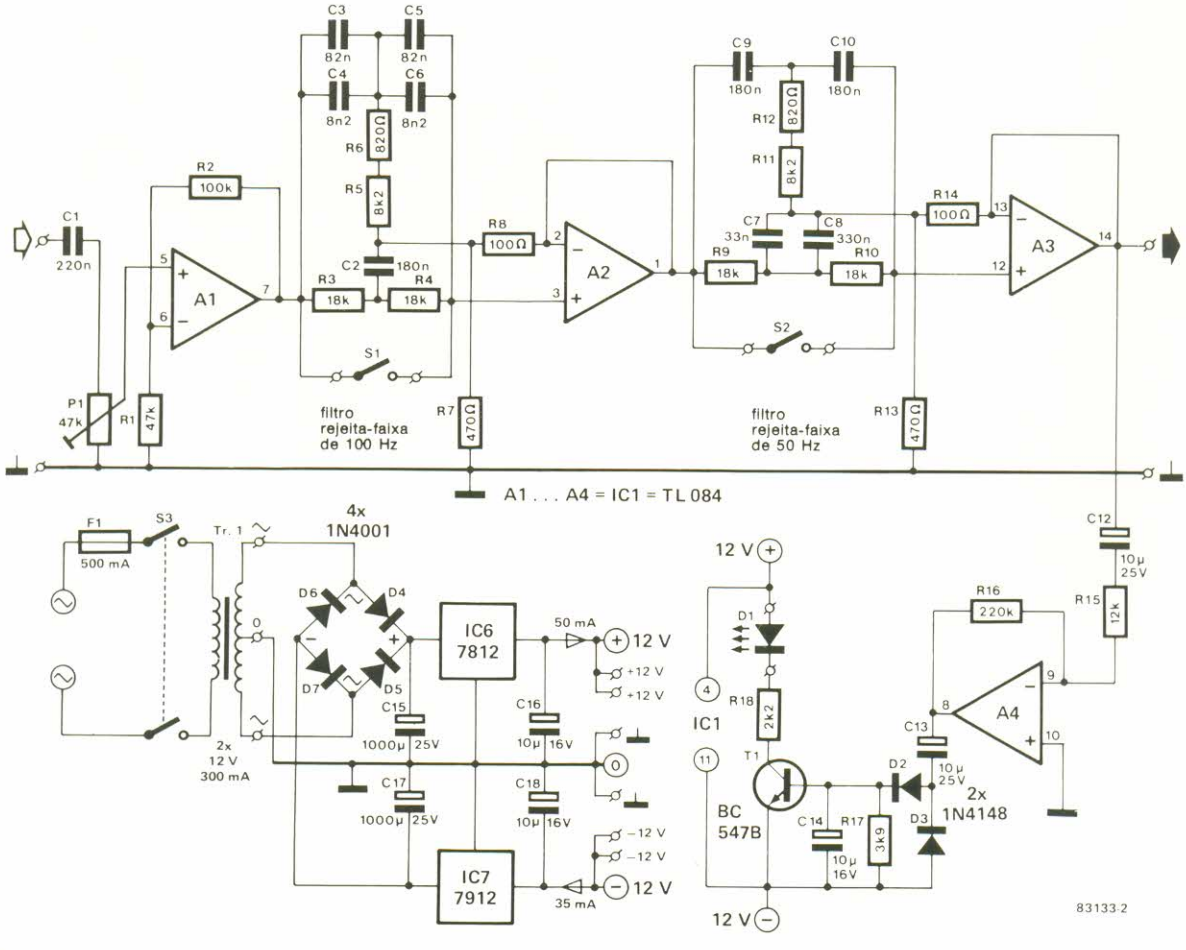


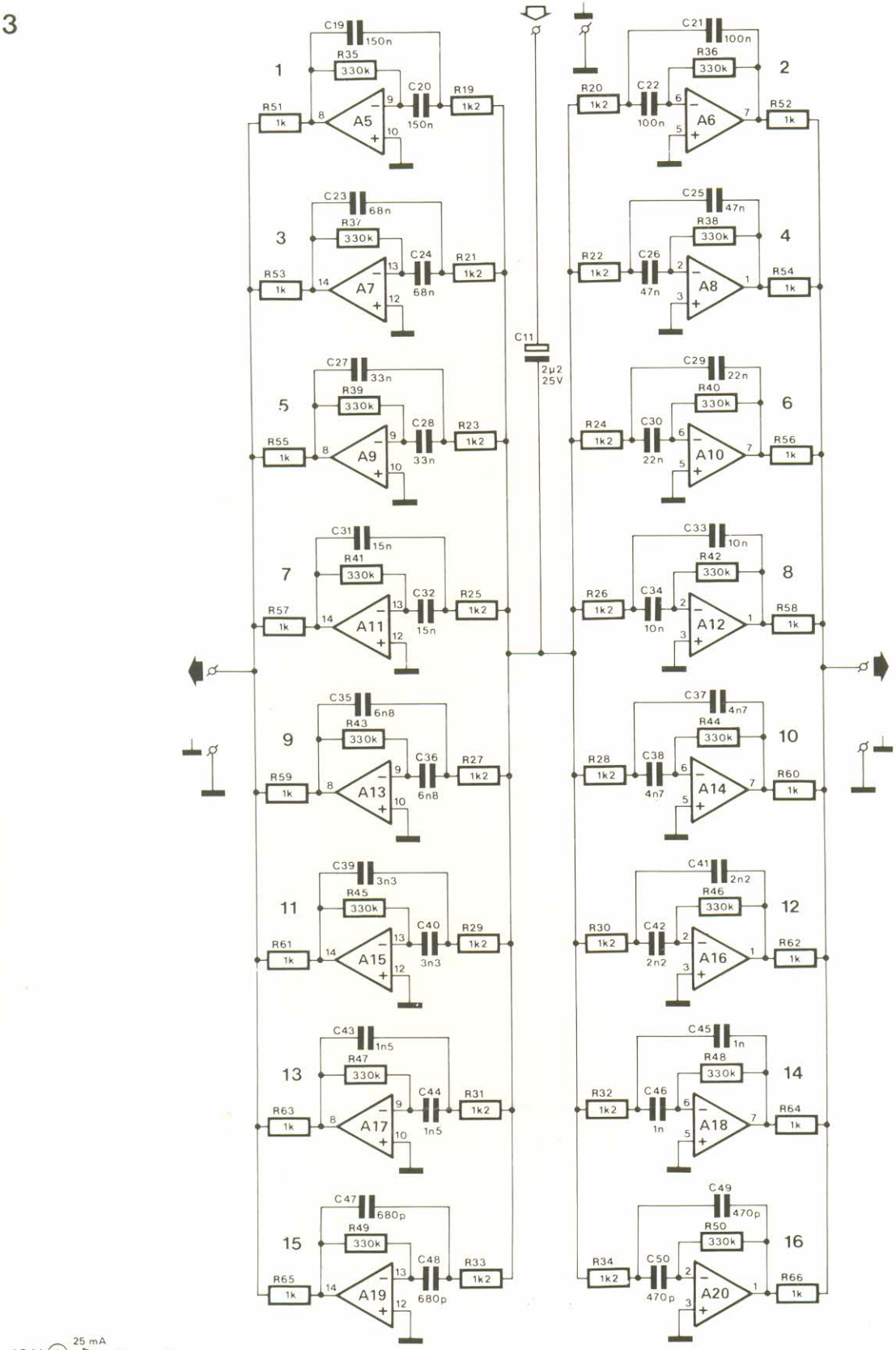
figura 1 — Diagrama de blocos do sistema completo; os três módulos apare em separados por linhas tracejadas.

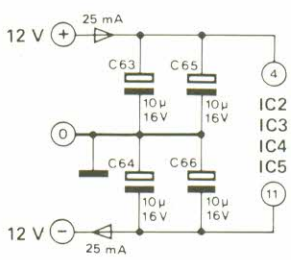
figura 2 — Circuitos do pré-amplificador, filtro rejeita-banda e fonte de alimentação.

2



3





A5 . . . A8 = IC2 = TL 084
A9 . . . A12 = IC3 = TL 084
A13 . . . A16 = IC4 = TL 084
A17 . . . A20 = IC5 = TL 084

83133-3

figura 3 — Esquema de unidade de filtragem, contendo 16 elementos. O efeito estéreo é obtido aplicando-se as faixas de freqüência aos canais esquerdo e direito, alternadamente.

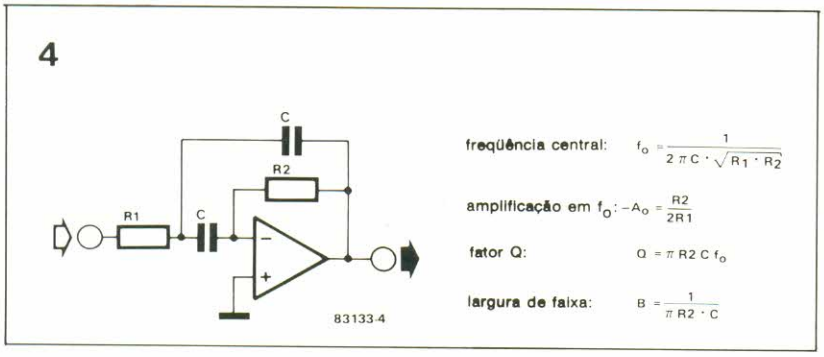


figura 4 — Circuito básico de um filtro passa-banda, juntamente com as fórmulas para o cálculo de suas várias características.

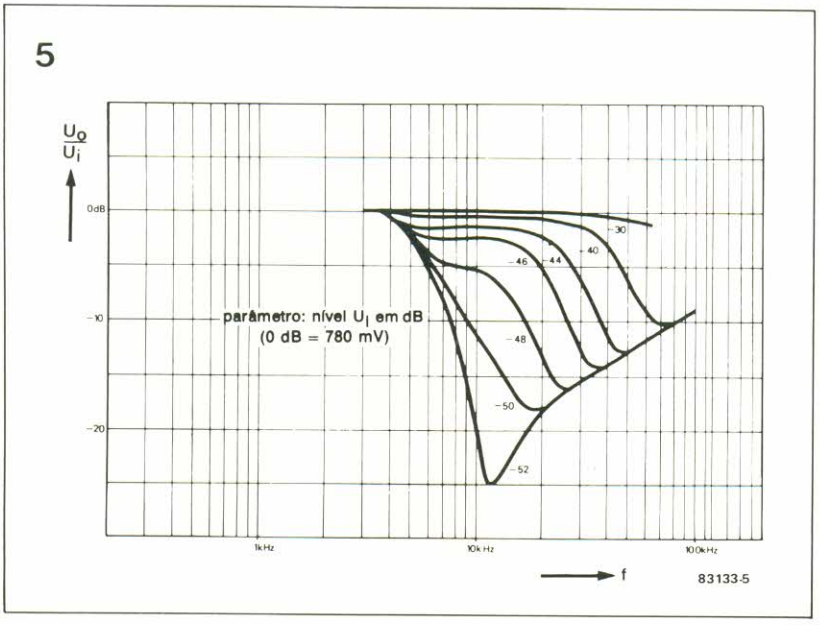


figura 5 — Curvas de transferência do estágio DNL: a ação do filtro depende do nível exibido pelo sinal de entrada.

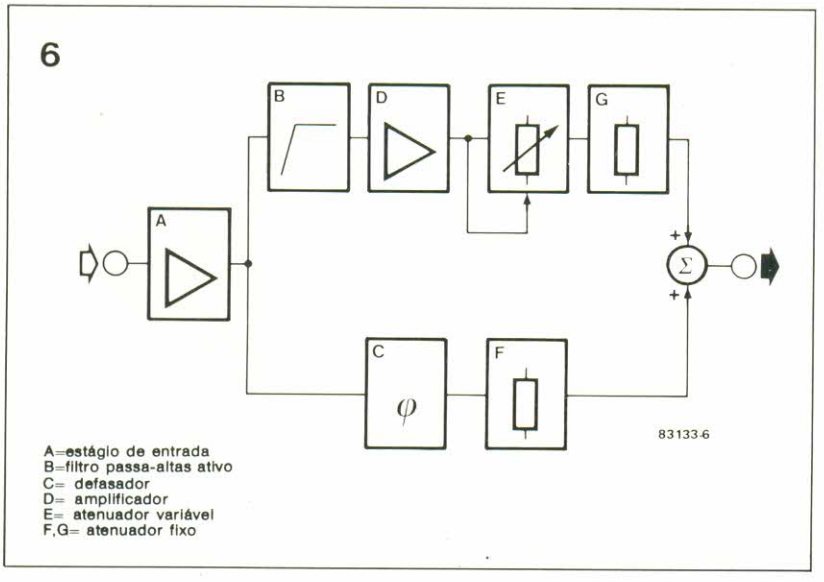


figura 6 — Diagrama simplificado do circuito DNL.

que antes parece vir de algum ponto entre as caixas, parece depois "flutuar" ao redor das mesmas.

Diagrama de blocos

O esquema simplificado da figura 1 mostra claramente que o sistema consiste de três partes distintas, cada uma dispondo de sua própria placa de circuito impresso. A entrada do circuito é composta por um pré-amplificador (com sensibilidade variável), seguido por filtros rejeita-faixa de 100 e 50 Hz — cuja função é eliminar as frequências fundamentais das tensões de alimentação retificadas em onda completa (100 Hz) ou meia onda (50 Hz). Ambos são perfeitamente adequados aos nossos 120 e 60 Hz, devido à proximidade entre os valores e à tolerância dos componentes empregados; além disso, podem ser inseridos ou retirados do sistema à vontade.

O estágio seguinte é um indicador de nível, de grande utilidade na hora do ajuste de sensibilidade de entrada. Nada sofisticado, porém: apenas um amplificador e um LED, que pisca tranquilamente na sensibilidade correta.

Chegamos agora ao coração do sistema: os 16 filtros passa banda ativos. As saídas dos grupos par e ímpar são combinadas separadamente, estando teoricamente prontas para excitar um equipamento estéreo. Foi acrescentando, porém, um estágio para a limitação dinâmica de ruído (DNL ou *dynamic noise limiter*), que pode ser desligado ou simplesmente omitido do circuito. Nada impede, também, que ele seja usado em separado, em outras aplicações.

Os esquemas

Os circuitos dos vários estágios foram representados em três figuras diferentes: pré-amplificador, filtros de rejeição e fonte de alimentação, na fig. 2; os 16 filtros ativos, na fig. 3; e os estágios DNL, na fig. 7. Vejamos um de cada vez.

—*Pré, filtros, fonte:* a sensibilidade de entrada pode ser ajustada através de P1. Quanto ao pré-amplificador A1, exibe um ganho de 10 dB e é seguido pelos filtros rejeita-faixa A2 (100 Hz) e A3 (50 Hz). A saída deste último vai ligada diretamente aos filtros passa-banda, na segunda placa impressa(veja a fig. 3), e também ao estágio do indicador de nível. Uma vez amplificado por A4, o sinal é aplicado à base de T1, via C13; quando excede um nível pré-determinado, o transistor conduz, ativando D1.

A fonte prevista para todo o sistema é composta pelo transformador de sempre, ponte retificadora, reguladores de tensão e capacitores de filtro, fornecendo uma saída simétrica de ± 12 V, 85 mA.

—*Filtros passa-banda:* os 16 filtros ativos (fig. 3) são todos idênticos na implementação, cujo diagrama básico pode ser visto na figura 4. Veja que eles não passam de um circuito comum de filtragem, utilizando um operacional como elemento ativo e diversas combinações RC, que fornecem a resposta em frequência e o fator de mérito desejados.

Como se pode ver pelas fórmulas da própria fig.4, ao se escolher um valor fixo para R1 e R2, a frequência central torna-se inversamente proporcional ao valor da capacitância C. Assim, determinando valores adequados para C em cada filtro, pode-se variar a frequência central,

7

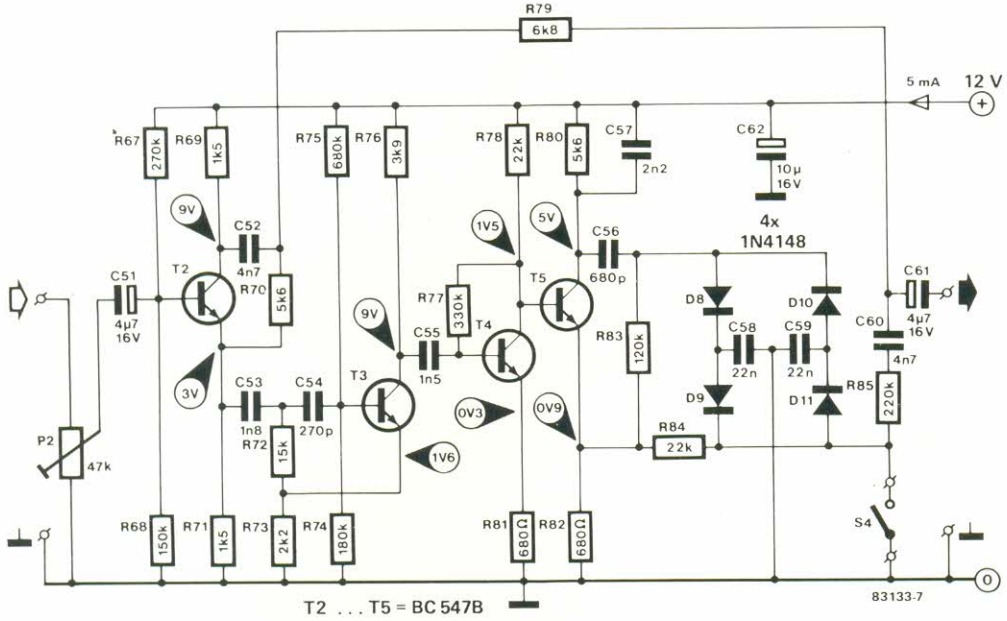
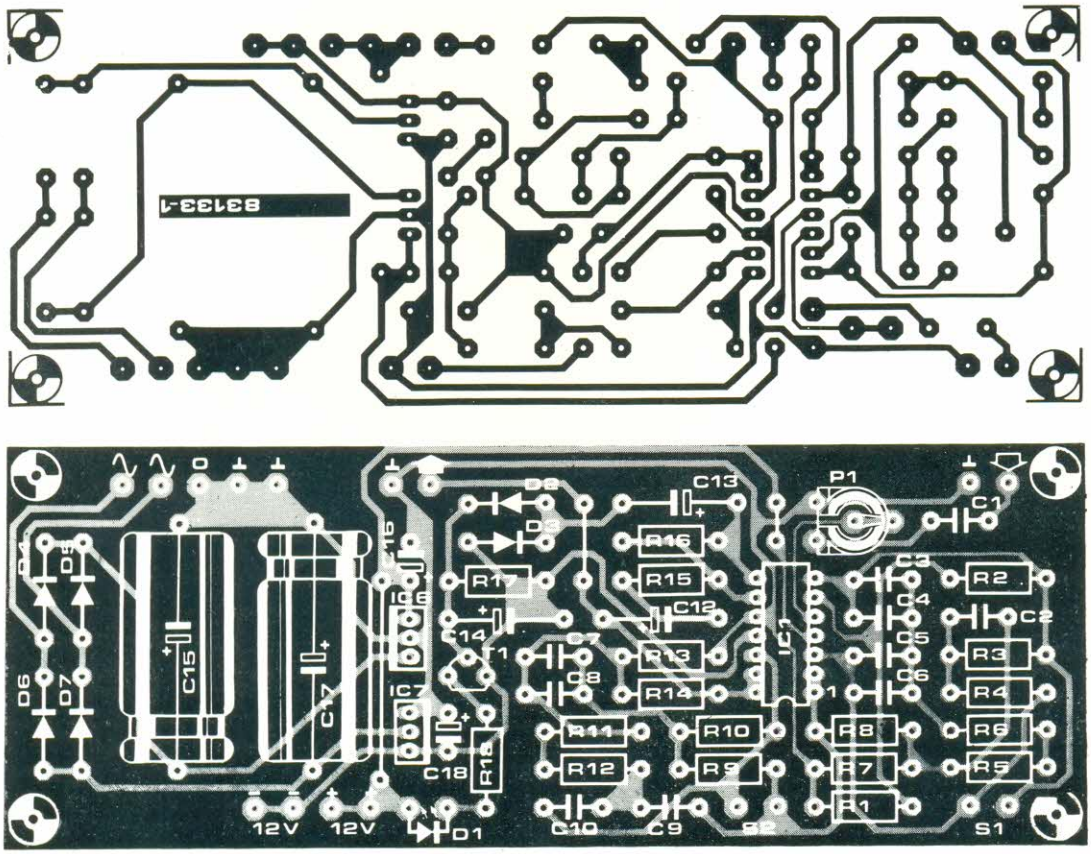


figura 7 — Circuito do supressor DNL; são necessários dois deles, um para cada canal.

8



Lista de componentes (filtros e fonte)
circuitos: fig. 2 e 3
placas: fig. 8 e 9

Resistores
R1- 47 k
R2- 100 k
R3,R4- 18k
R5,R11-8,2 k
R6,R12- 820
R7,R13- 470
R8,R14- 100
R9,R10- 18 k
R15- 12 k
R16- 220 k
R17- 3,9 k
R18- 2,2 k
R19...R34 - 1,2 k
R35...R50- 330 k
R51...R66- 1 k
P1-trimpot 47 ou 50 k
Todos os valores em ohms

figura 8 — Traçado e disposição dos componentes da placa relativa ao pré-amplificador, filtros rejeita-banda e fonte de alimentação.

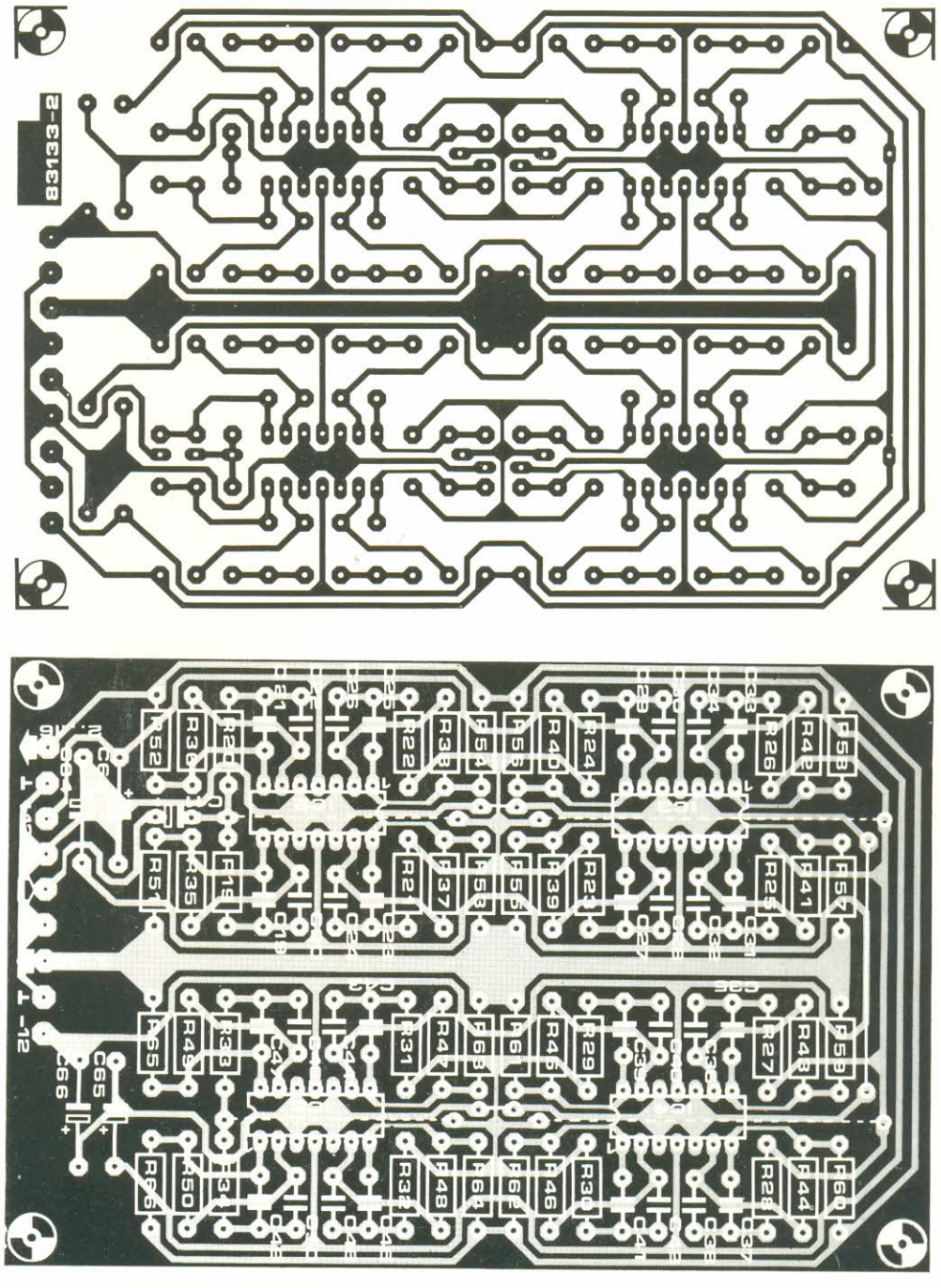
mantendo fixos o fator Q e o ganho Ao.

— *Estágios DNL:* vamos começar com uma breve descrição do funcionamento dos limitadores dinâmicos de ruído, para aqueles montadores que ainda não estão familiarizados com esses dispositivos. O mais simples limitador de ruído é um filtro passa-baixas, mas sua atuação é um tanto radical e afeta o sinal de áudio. Na prática, portanto, emprega-se o limitador dinâmico, que também é um filtro passa-baixas, mas com perfil de corte variável, operando apenas nas passagens mais silenciosas da música (quando o ruído é mais audível). Eles atuam pela supressão das frequências às quais nossos ouvidos são mais sensíveis, localizadas entre 1 e 10 kHz.

O nível de supressão, por conseguinte, depende do nível do sinal de entrada. Nas passagens mais "cheias" de sons a frequência de corte é deslocada para o alto do espectro, deixando passar todas as frequências de áudio (inclusive o ruído, porém encoberto pelo sinal musical). Em níveis mais baixos ocorre uma redução na frequência de corte e a consequente atenuação de boa parte do ruído.

A ação de um circuito DNL está ilustrado pelas curvas da figura 5 — onde se vê que, para um sinal de entrada com 2 mV, é aplicada uma atenuação de 10 dB a 7,5 kHz e de 20 dB a 10 kHz (sempre em relação ao nível de saída a 1 kHz). O efeito atenuador resultante é de -18 dB/ oitava, portanto. Observe ainda que, com si-

9



Capacitores
C1- 220 nF
C2,C9,C10-180nF
C3,C5- 82 nF
C4,C6- 8,2 nF
C7,C27,C28-33nF
C8- 330 nF
C11-2,2 µF/25 V (tântalo)
C12,C13-10µF/25V
C14-10 µF/16 V
C15,C17-1000 µF/25 V
C16,C18-10 µF/16 V(tântalo)
C19,C20-150 nF
C21,C22-100 nF
C23,C24-68 nF
C25,C26-47 nF
C29,C30-22 nF
C31,C32-15 nF
C33,C34-10 nF
C35,C36-6,8 nF
C37,C38-4,7 nF
C39,C40-3,3 nF
C41,C42-2,2 nF
C43,C44-1,5 nF
C45,C46-1 nF
C47,C48-680 pF
C49,C50-470 pF
C63...C66-10 µF/16 V

Semicondutores
D1- LED
D2,D3-1N4148
D4...D7-1N4001
T1-BC547b
IC1...IC5-TL084
IC6- 7812
IC7- 7912

Diversos
S1,S2-chaves 1 pólo, 2 posições
S3- chave 2 pólos, 2 posições
Tr1-transformador 2x12 V, 300 mA
F1-fusível lento, 500 mA
Porta-fusíveis
Placas nº 83133-1 e -2

figura 9 — Traçado e disposição dos componentes da placa relativa ao filtro passa-banda de 16 estágios.

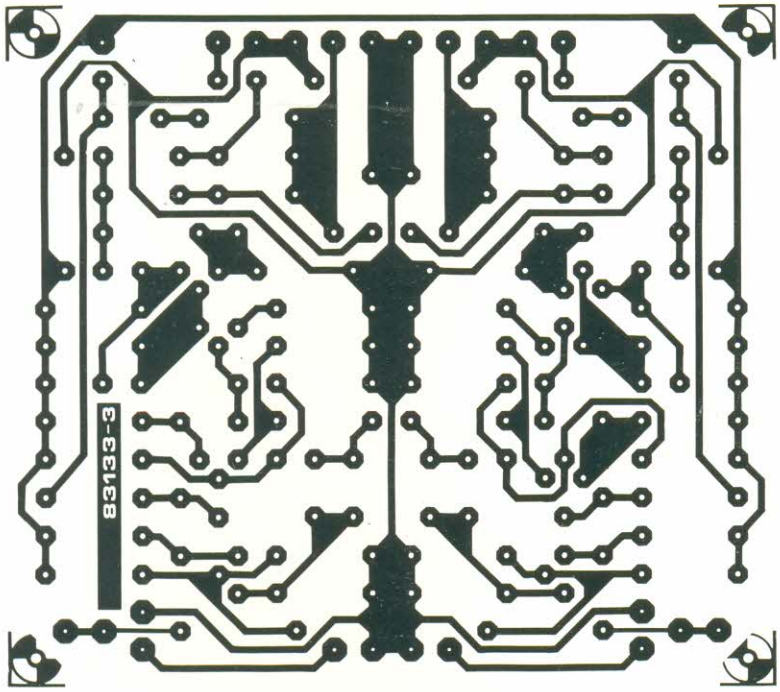
nais superiores a 8 mV na entrada, a resposta será virtualmente plana até 20 kHz.

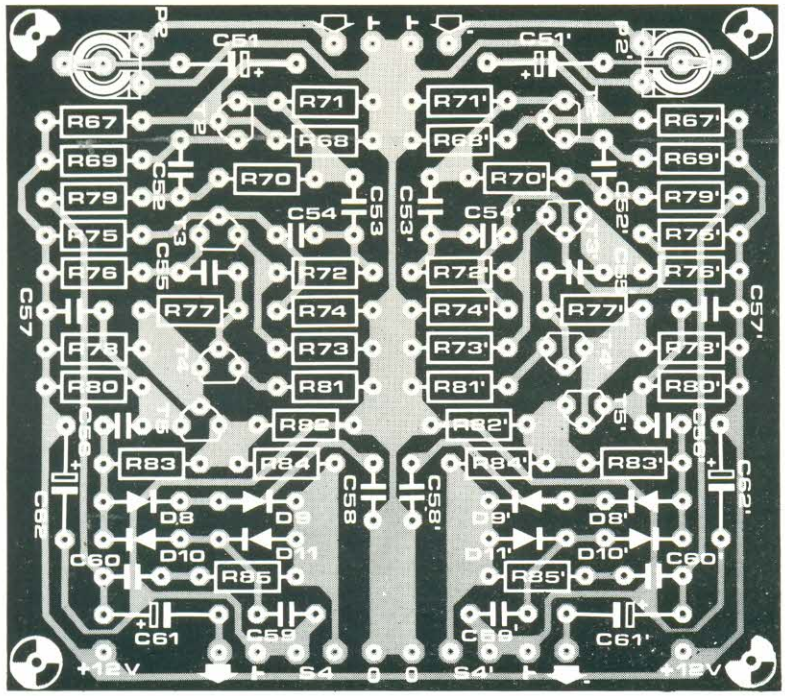
O estágio de entrada ("A", na figura 6) assegura um correto casamento de impedâncias entre os filtros e o DNL. A partir daí, o sinal percorre dois caminhos diferentes: o superior, composto por um filtro passa-altas (B), um amplificador (D), um atenuador variável (E) e outro fixo (G), o inferior, por sua vez, compreende um defasador (C) e um atenuador fixo (F). A saída do circuito limitador é a soma dos dois percursos, que se encontram em antifase, como era de esperar.

Quando a entrada U_i tem baixos níveis de sinal, a saída do defasador (U_1) tem o mesmo valor de U_i, exceto pela própira defasagem, enquanto a saída do filtro passa-altas (U2) contém apenas as altas frequências do sinal de entrada. Como U1 e U2 encontram-se em antifase (ou seja, defasados de 180º), na soma de ambos será cancelada o conteúdo de alta frequência de U_i. O resultado final, portanto, é o de um filtro passa-baixas.

Sempre que o nível do sinal de entrada sobe, o atenuador variável entra em ação, reduzindo a contribuição de U2 para o sinal de saída (U_o). Assim sendo, a região das altas

10





Lista de componentes (circuitos DNL)
esquema: fig. 7
placa: fig. 10

Resistores
R67,R67'-270 k
R68,R68'-150 k
R69,R69',R71,
R71'- 1,5 k
R70,R70',R80,
R80' - 5,6 k
R72,R72'-15 k
R73,R73'-2,2 k
R74,R74'-180 k
R75,R75'-680 k
R76,R76'-3,9 k
R77,R77'-330 k
R78,R78',R84,
R84'-22 k
R79,R79'-6,8 k
R81,R81',R82,
R82'-680
R83,R83'-120 k
R85,R85'-220 k
P2,P2'-trimpot
47 ou 50 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C51,C51',C61,
C61',-4,7 µF/16 V
C52,C52',C60,
C60'-4,7 nF
C53,C53'-1,8 nF
C54,C54'-270 pF
C55,C55'-1,5 nF
C56,C56'-680 pF
C57,C57'-2,2 nF
C58,C58',C59,
C59'-22 nF
C62,C62'-
10 µF/16 V

Semicondutores
D8...D11,D8'...
D11'- 1N4148
T2... T5, T2'...
T5' - BC547b

Diversos
S4-chave de
1 pólo,
2 posições
Placa nº 83133-3

figura 10 — Traçado e disposição dos componentes da placa relativa ao DNL. Como nesse estágio os sinais já são estéreo, a placa prevê duas metades simétricas.

freqüências de U_i não é suprimida (ou é atenuada em menor grau), fazendo com que U_o assemelhe-se cada vez mais a U_i.

Passando agora para o esquema real do limitador (figura 7), o amplificador de entrada (T2) compõe o defasador, juntamente com C52 e R70. Observe que a saída desse primeiro estágio é levada à saída do DNL por meio do atenuador fixo formado por R70/R79.

Ao filtro passa-altas ativo, formado por C53, C54, T3 e R72...R76, segue-se o amplificador T4 e um atenuador variável, composto por T5 e componentes associados. Tanto o coletor como o emissor de T5 enviam um sinal à ponte de diodos D8...D11, fazendo com que os capacitores C58 e C59 sejam carregados à tensão de emissor, via R83/D8 e R84/D11, respectivamente. Caso o nível do sinal de áudio situe-se abaixo da tensão direta dos diodos, estes não vão conduzir — condição ideal para que o sinal vindo de T5 seja levado diretamente à saída do circuito, onde é somado à parcela proveniente do defasador. Estando os sinais em antifase, a freqüência de corte é de 6...7 kHz, aproximadamente, e a ação de filtragem é máxima.

Se o sinal de áudio ultrapassar a tensão direta dos diodos, eles irão conduzir, apresentando uma baixa impedância às audiofreqüências. Forma-se então um filtro passa-baixas com R84, C58 e C59, provocando a atenuação das altas freqüências. O resultado final será o de pouca (ou nenhuma) remoção de agudos do sinal de saída, que se mostra plano ao longo de toda a resposta.

Montagem do conjunto

Conforme já dissemos, o sistema foi dividido em três módulos, cada qual com sua placa; na primeira vão o pré, a fonte e os filtros de rejeição; na segunda, os filtros passa-banda; e na terceira, os circuitos DNL. Esse tipo de implementação permite que cada um monte apenas as unidades que deseja; alguns, por exemplo, quererão dispensar o efeito estéreo, bastando para isso eliminar os 16 filtros ativos. Se apenas o DNL for montado, porém, será preciso providenciar uma fonte adequada para ele.

Utilizando-se as placas sugeridas nas figuras 8, 9 e 10, não deverão surgir problemas durante a montagem. Gostaríamos, apenas, de ressaltar alguns detalhes mais sutis:

— Ao montar os componentes da fonte, certifique-se de que os reguladores (IC6 e IC7) sejam montados com as faces metálicas invertidas entre si, ou seja, cada uma voltada para um lado da placa. Graças ao baixo consumo de corrente, esses integrados dispensam dissipadores;

— Antes de iniciar a montagem dos filtros passa-banda, não esqueça de soldar as 4 pontes que ficarão por baixo de IC2...IC5;

— A placa do circuito DNL é formada por duas metades exatamente simétricas, o que permite cortar o circuito impresso em duas partes ou confeccionar apenas uma das metades, caso queiramos montar limitadores mono. Ao contrário do restante do circuito, o DNL exige apenas uma alimentação simples: + 12V e terra.

Calibração

Ligando um sintonizador ou gravador de fita à entrada do pré-amplificador do sistema, ajuste a sensibilidade geral com o auxílio de P1, até que o LED D1 pisque no ritmo do sinal de entrada. Pelo fato de o DNL ser um filtro variável, cuja atuação depende do nível de sinal presente na base de T2, é preciso ajustar cuidadosamente o trimpot P2.

Para isso, ligue um voltímetro CA (com impedância mínima de 100 k) entre o cursor de P2 e o terra, injetando depois um sinal de 1 V na entrada do DNL. Ajuste então esse trimpot para uma leitura de 775 mV; caso o sinal de teste seja proveniente de um sintonizador ou gravador, talvez seja necessário reajustar P1 ligeiramente.

Na falta de um voltímetro CA, você poderá tentar a calibração de ouvido. Assegure-se de que não haja corte nas altas freqüências com um sinal de nível razoável na entrada — pois se isto ocorrer, será sintoma de um sinal baixo demais na entrada, devendo ser ajustado através de P2. Caso este trimpot já tenha sido calibrado para máxima sensibilidade, tente então com P1.

Se mesmo assim não obtiver resultados satisfatórios, o sinal de teste deverá estar fraco demais, devendo ser reforçado com um amplificador. E, antes que vocês perguntem aonde ligar o circuito DNL, em um equipamento de áudio, informamos que ele deve ficar, de preferência, antes do controle de volume.

Em áudio, todas as tensões têm como referência o 'nível normal', que é de 1 mW sobre 600 ohms (=775 mV em 600 ohms), sendo designado, por convenção, 0 dBm.

luzes programáveis

Os jogos de luzes, juntamente com a música, formam os principais ingredientes de toda discoteca ou de qualquer outro local, mesmo provisório, onde as pessoas se reunem para dançar. Existem equipamentos e sugestões dos mais variados para acionar essas luzes, variando do medíocre ao profissional, com a respectiva classificação de preços. É possível, no entanto, fazer um projeto avançado, ampliável e com muitos recursos, a um custo razoavelmente acessível, como prova o circuito aqui sugerido

Luzes programáveis

H. Theunissen

Além de bailes e discotecas, porém, os controles de luzes também são úteis em muitas outras áreas — tal como em publicidade, por exemplo, mais especificamente na animação de painéis, cartazes e vitrines. Infelizmente, não se pode negar que quanto mais possibilidades esses controles apresentam, mais complexa tende a ser a eletrônica envolvida no sistema. Isto se deve, principalmente, ao fato de que cada fonte luminosa (normalmente, uma lâmpada alimentada pela rede), deve ser controlada separadamente, dando origem a "canais" compostos por algum tipo de decodificação lógica, uma interface com a rede e um circuito de disparo.

Teoricamente, os canais deveriam ser tantos quantas fossem as lâmpadas usadas no sistema — questão que não foi possível satisfazer neste projeto, devido à complexidade e ao custo resultantes. Ironicamente, no entanto, essa "falha" pode ser encarada como uma vantagem, simplesmente porque permite uma fácil expansão do circuito — ainda mais se a eletrônica de controle for projetada com esse detalhe em mente. Ficará claro, com o que será exposto a seguir, que o circuito poderá ter as dimensões que sua imaginação delimitar.

Uma das grandes desvantagens dos controles tradicionais reside em seus padrões de movimentação de luzes, que quase sempre fazem parte do estágio de controle — em geral, sob a forma de programas gravados em memórias. Isto quer dizer que os padrões dificilmente podem ser alterados ou é realmente impossível mudá-los.

Neste ponto já podemos começar a contar vantagem sobre o circuito proposto, já que ele é totalmente programável e, além disso, as alterações de programa podem ser feitas a qualquer momento, pela simples comutação de chaves (sem trocar ou reprogramar CIs, portanto). O sistema possui ainda sua própria memória, permitindo o armazenamento de até 32 programas diferentes.

Existem várias outras características que colocam este programador de luzes em planos superiores até mesmo dos equipamentos comerciais. Eis um resumo dessas características:

— Plenamente programável pelo usuário, a qualquer momento;

— Permite acomodar até 30 canais;

— A seleção de programas pode ser feita de forma automática ou manual;

— Oito tempos comutáveis para rodar os programas;

— Memória interna dividida em 16 programas (2 "bancos" de 8) de 128 passos ou 32 programas (4 "bancos" de 8) de 64 passos;

— Opção para várias capacidades de memória;

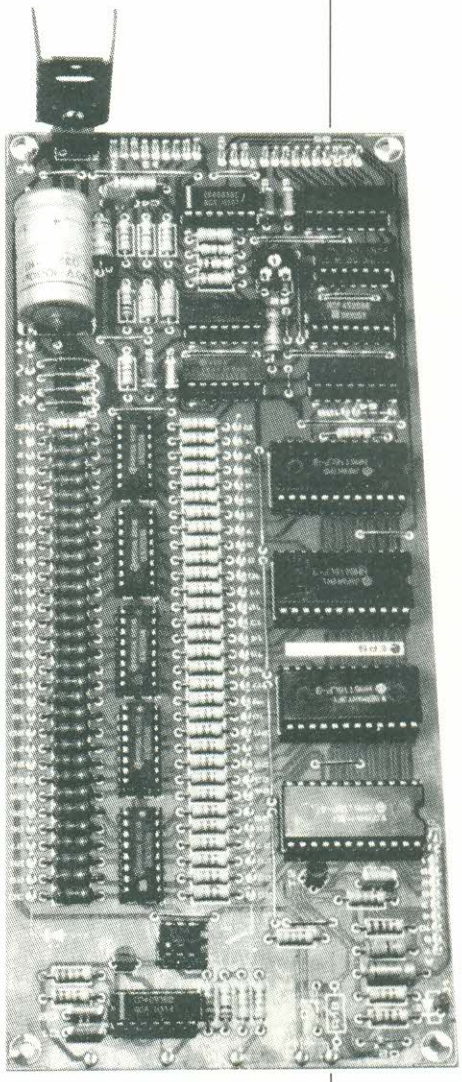
— Bateria de reserva para alimentação das memórias;

— Programas, bancos e endereços de memória visualizados através de *displays* de LEDs;

— Isolado oticamente da rede;

— Todas as lâmpadas são comutadas na passagem da rede por zero, a fim de evitar interferências;

— Já dispõe de uma interface de potência: a "Placa de controle com triacs" (Elektor nº 3), em cujo artigo são dadas sugestões de conexão entre os dois circuitos;



até 32 programas na memória

— Configurações personalizadas no arranjo de lâmpadas (um arranjo em matriz, por exemplo, permite ligar 225 lâmpadas!).

Em suma, o circuito oferece todos os recursos necessários e desejados nesse tipo de equipamento, com a vantagem adicional de não exigir experiência alguma em programação ou computadores. E pode-se começar com um pequeno sistema, com uma só memória, para ampliá-lo mais tarde.

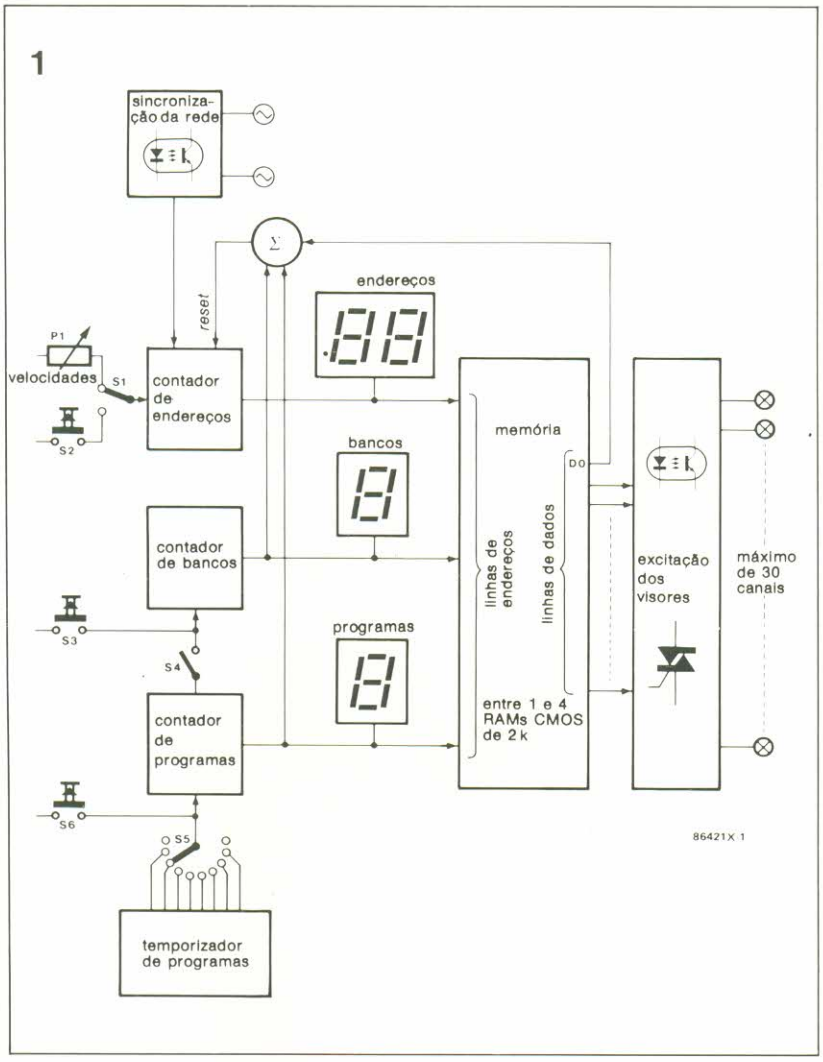


figura 1 — Diagrama de blocos das luzes programáveis, cuja memória pode ser dimensionada pelo usuário.

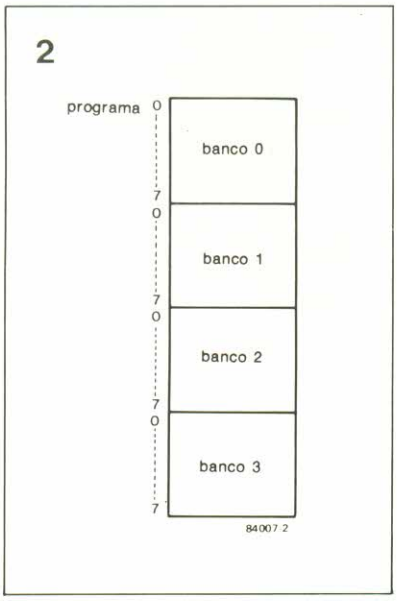


figura 2 — Forma pela qual a memória foi estruturada, proporcionando um fácil acesso a qualquer programa.

tabela de funções

S1— A: rodar o programa (RUN)
B: programar/avançar por passos (PROGRAM & STEP)
S2— passo (STEP); incrementar o contador de endereços
S3— incremento de banco (÷1)
S4— incremento automático de banco (liga/desliga)
S5— tempos de rodagem de programa, em minutos
S6— incremento na programação manual (÷1)
S7— gravação de dados
S8— proteção na gravação
S10— chave de ***reset***
S11...S40— chaves de dados
P1— controlede velocidade na rodagem doprograma

Princípios básicos

Os leitores que já deram uma espiada na figura 3 (o que deve incluir todo mundo), devem estar um tanto alarmados pelas dimensões do circuito. Na verdade, o número de componentes não implica necessariamente em complexidade, como pode provar o diagrama de blocos da figura 1.

Como a memória retém toda a informação necessária ao funcionamento do sistema, ela forma o coração do mesmo sistema, do qual dependem todos os outros blocos. Sua estrutura, aliás, pode ser vista na figura 2, que mostra como ela foi dividida em "bancos" (2 ou 4, dependendo da área de memória), cada um dos quais, por sua vez, dividido em 8 programas. Esse método simples permite que a memória total seja partilhada em extensões razoáveis de programas, além de proporcionar um meio excelente de localizar rapidamente qualquer programa — especialmente se os contadores de programas e bancos fornecerem seus dados a *displays* de 7 segmentos.

O contador de endereços, como o nome sugere, determina o endereço daquela parte do programa que estiver sendo exibida a qualquer momento; o mesmo pode ser dito dos contadores de bancos e programas, obviamente.

O bloco que recebeu o importante título de "sincronização da rede" é, na verdade, um pouco mais sutil em suas atividades e objetivos. Ele fornece, basicamente, um sinal sincronizador na frequência da rede; simples, mas não é tudo: ele também garante que o sinal de *clock* esteja sincronizado ao ponto de passagem por zero da rede. Desse modo, puderam ser dispensados todos aqueles detectores de passagem por zero que acompanham cada triac das interfaces de potência das lâmpadas.

Mas as vantagens não param por aí: pelo fato de o *clock* estar em sincronia com o ponto de passagem por zero da rede, todas as mudanças de dados, na saída da memória, vão ocorrer sempre nesse momento. Assim sendo, as lâmpadas serão sempre ativadas ou desativadas quando a tensão da rede for nula, obtendo-se as evidentes vantagens contra as interferências em outros equipamentos ligados à rede.

Esquema completo

O circuito encarregado de detectar o ponto de passagem da rede por zero é formado por IC1 (portas N1...N3) no esquema da figura 3. A tensão da rede é aplicada aos pontos X e Z, sendo depois enviada a N1 através do divisor de tensão composto por R1...R3. As entradas dessa pórta contém

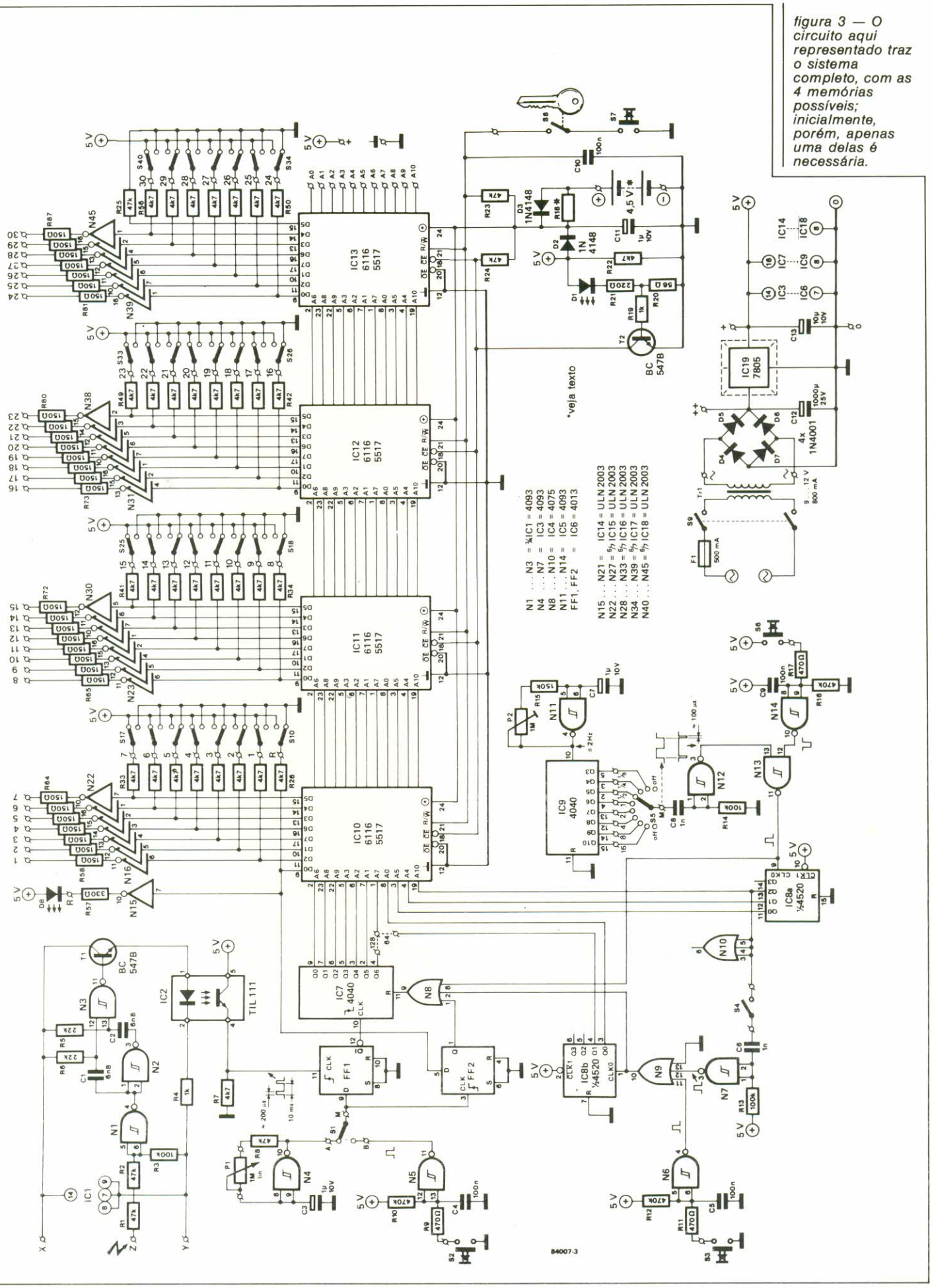


figura 3 — O circuito aqui representado traz o sistema completo, com as 4 memórias possíveis; inicialmente, porém, apenas uma delas é necessária.

dois diodos, cuja função é ceifar a tensão da rede, fornecendo uma onda quadrada com uma amplitude equivalente à alimentação de IC1.

A saída de IC1 é diferenciada por meio de C1/R5 e C2/R6, para depois ser enviada às duas entradas de N3. A saída desta porta, por fim, é um pulso de 200 μs, aproximadamente, que aparece a cada passagem da rede por zero. Esse trem de pulsos vai primeiramente até um transistor excitador (T1), para depois acionar um fotoacoplador e, por fim, a entrada de *clock* de FF1.

Esse arranjo assegura uma total isolação da rede, no estágio detector de nulo e também para o restante do circuito. Por esssa razão, a tensão aplicada entre X e Y, para alimentar o detector, provém da placa de controle a triacs (veja Elektor nº3).

nº máximo de canais	CIs exigidos
7	10-14-15
15	10-11-14-15-16
23	10-11-12-13-14-15-16-17
30	10-11-12-13-14-15-16-17-18

A contagem de endereços da memória é feita por IC7, que incrementa os dados um por um, a cada pulso de *clock* recebido em sua entrada correspondente, no pino 10.0 sinal de *clock* é gerado através de um oscilador de frequência variável formado pela porta N4; assim, se o padrão escolhido for, digamos, um simples deslocamento contínuo de luzes, a velocidade poderá ser determinada por P1.

O sinal de *clock,* porém, não é enviado diretamente ao contador de endereços, mas sim através de FF1 — que, lembramos, também é controlado pelo detector de nulo. Como resultado dessas conexões, qualquer alteração no contador de endereços estará sempre sincronizada ao ponto de nulo da rede. A chave S1 foi incluída para permitir que o contador de endereços seja acionado passo a passo através de S2 — um procedimento necessário durante as programações.

Uma das metades de IC8 (IC8a) forma o contador de programas, que dispõe de um ciclo contínuo de 0 a 7. Em outras palavras, ele percorre 8 passos de contagem (8 programas) e volta à condição inicial, reiniciando o ciclo. Esse contador recebe um *clock* vindo do temporizador de programas (IC9), que fornece 8 diferentes tempos de rodagem, variando entre 7,5 segundos a 16 minutos, selecionados pela chave S5.

O contador de programas também pode ser incrementado de um passo por vez através de S6, que se sobrepõe à saída do temporizador. Note que se S5 for comutada para uma de suas posições inativas (*off*), qualquer programa slecionado irá rodar indefinidamente, até que seja alterado manualmente por S6.

A outra metade de IC8 (IC8b) faz as vezes do contador de bancos — o qual, dependendo das dimensões do programa, conta continuamente 2 ou 4 passos. Esse contador também pode ser avançado manualmente, mas pela chave S3. Para se obter uma operação totalmente automática (ou seja, uma passagem contínua por todos os programas da memória), fecha-se a chave S4 e, sempre na maior contagem de programa, o contador é incrementado de um passo.

Vê-se, ainda, que os contadores de programas e bancos estão interligados através de

4

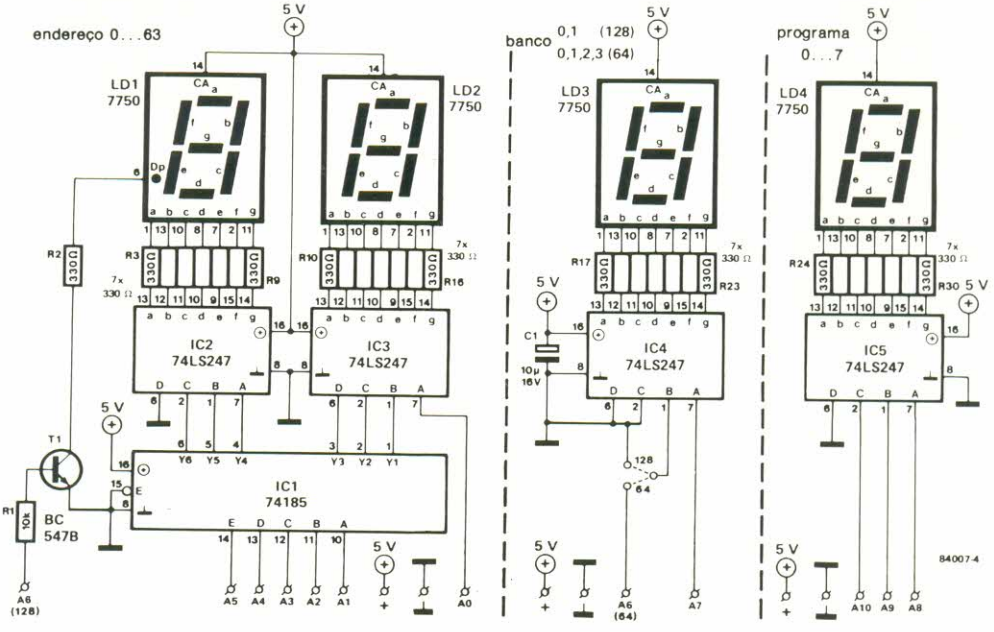


figura 4 — Esquema do indicador de endereços, programas e bancos; as linhas de endereçamentos vão ligadas às do circuito principal.

uma porta OU (N8), cujo efeito é o de levar o contador de endereços à condição inicial sempre que um dos outros dois contadores (programas ou bancos) é atualizado. Afinal, nada mais razoável que cada novo programa comece a rodar pelo início... Quanto a N10, displicentemente "pendurada" na linha de S4, não passa de uma porta redundante.

Chegamos, enfim, à memória propriamente dita, da qual está representada a versão completa no esquema na figura 3 (IC10...IC13). Durante uma operação normal, essas RAMs do tipo CMOS encontram-se na modalidade de leitura *(READ)* e o conteúdos dos endereços (determinado pelos três contadores já vistos) é usado para ativar ou desativar as linhas que vão às lâmpadas.

Assim, nessas condições o pino R/$\overline{W}$ de cada memória é mantido em nível alto pelo resistor R23 e, sempre que for preciso gravar ou alterar um programa, deverá ser levado a "0". Essa função é desempenhada pela trava, que pode ser introduzida opcionalmente para evitar danos aos programas já gravados. Veremos, mais adiante, como e quando usar a chave S7.

A alimentação necessária às memórias é obtida da linha de 5V, através do diodo D2; no caso de falta dessa alimentação principal (quando o equipamento não está em uso, por exemplo), a bateria de 4,5 V poderá preservar o precioso conteúdo da memória, atraves de D3. Ao mesmo tempo, a ausência dos 5V irá cortar o transistor T2 e inibir as saídas da memória, fazendo com que as entradas $\overline{CE}$ da mesma sejam levadas a "1", por meio do resistor R24.

Em suma, a memória permanecerá inoperante, mas os dados serão preservados. O consumo de corrente é tão baixo, nessa condição, que a bateria poderá durar vários anos — embora seja recomendável trocá-la a cada 12 meses, aproximadamente. Essa fonte de reserva também pode ser implementada com três pilhas de níquel-cádmio de 1,2 V; nesse caso, porém, será preciso acrescentar o resistor R18, de 270 ohms, para que tenhamos uma corrente de carga para as pilhas. Esse resistor pode ser dispensado no caso de baterias ou pilhas convencionais.

Cada uma das linhas de dados que deixam os CIs de memória vai excitar o LED de um fotoacoplador, na placa de interface que contém os triacs (veja Elektor nº 3), através de um excitador (N15...N45) e um LED indicador. Embora sejam opcionais, esses LEDs indicadores fornecem uma leitura direta dos dados em cada endereço, o que é muito prático nas operações de programação.

As linhas de dados também vão ligadas às chaves de programação S10... S40, através de resistores. Pressionando-se S7, com S8 ligada, os dados estabelecidos por essas chaves miniatura são gravados na memória, nos endereços indicados.

Um último detalhe, antes de deixarmos o esquema da figura 3: a saída DO de IC10, juntamente com a chave S10 e o LED associado (via excitador N15), tem um significado todo especial. Como veremos na etapa de programação do sistema, a extensão máxima de um programa ou sequência é de 128 ou 64 passos. Isto, porém, poderá ser bem mais do que o necessário, em certos casos, sendo necessário, portanto, providenciar alguma forma de encerrar a sequência e voltar ao início, para "fechar" o laço.

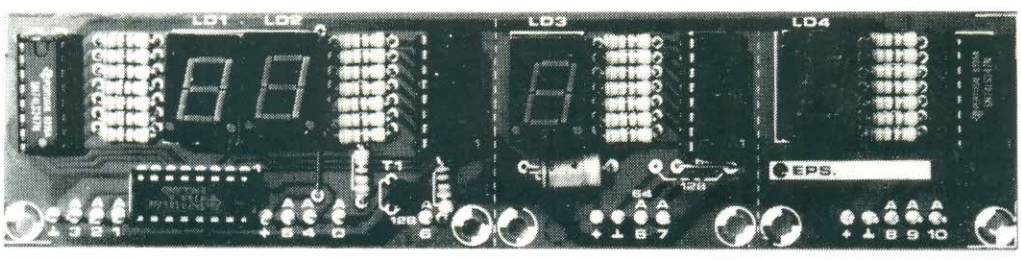
Nessa altura entra a linha DO de IC10. No curso normal de uma programação, DO estará em "0" até o final da sequência, quando o nível "1" será imposto a ela, por meio de S10. Sempre que o jogo de luzes estiver ativo e em movimento, o nível "1" em DO será sincronizado ao oscilador de endereços por FF2 e utilizado no *reset* do contador de endereços, via N8. A sequência de movimento será então reiniciada novamente e o LED D8 serve justamente para indicar a ocorrência desse *reset.*

O bit de *reset* (DO de IC10) não é sincronizado com os pulsos de passagem por zero, mas como o *reset* ocorre apenas ao final de cada programa, a interferência causada por esse detalhe pode ser considerada desprezível.

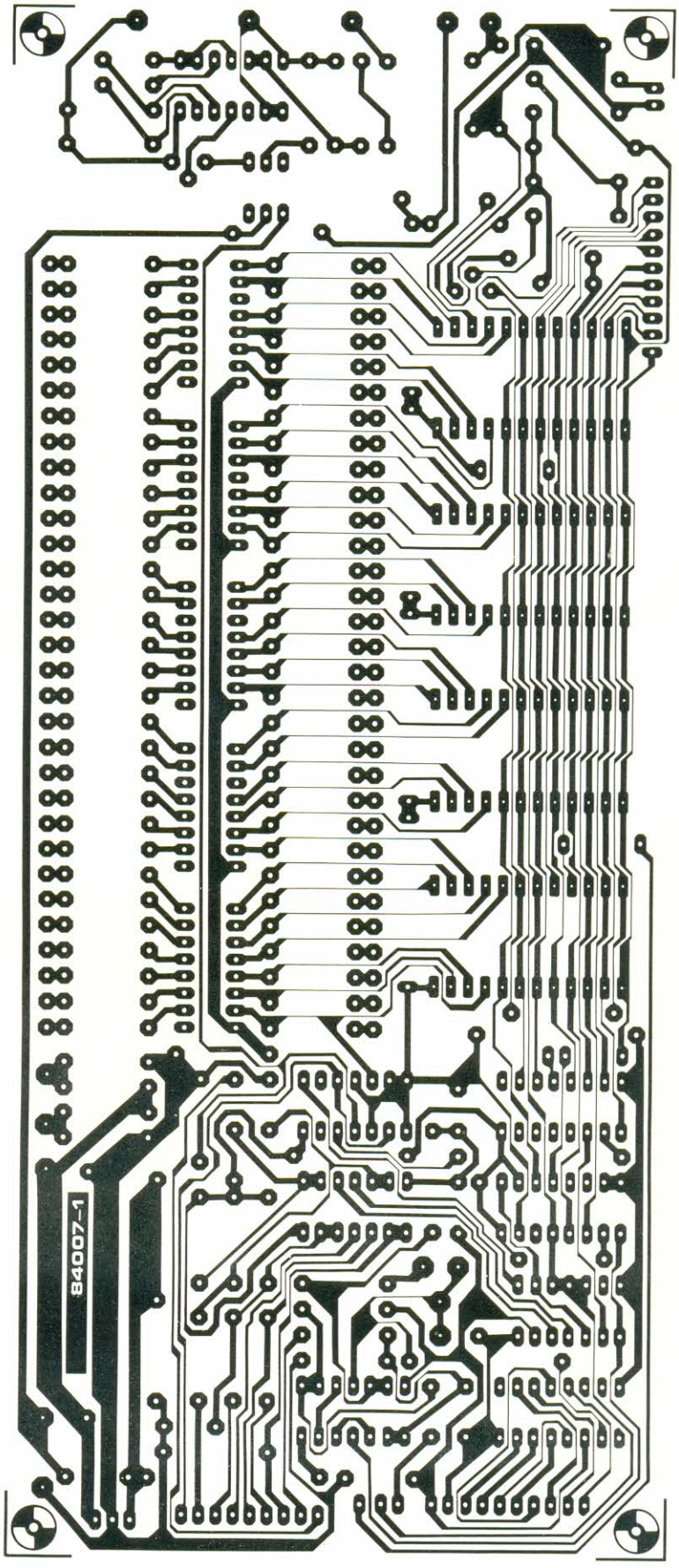
O esquema contendo os 4 *displays* indicadores pode ser visto na figura 4, enquanto a placa impressa correspondente aparece na figura 6. As linhas AO...A10 referem-se àquelas que estão representadas à direita, no esquema da fig. 3. Será preciso, também incluir a ponte que determina o número de passos do programa, na entrada do decodificador correspondente a LD3. Se a extensão escolhida for de 128 passos, o transistor T1 encarrega-se de chavear o ponto decimal de LD1, nas contagens acima de 63.

Montagem

Utilizando-se as placas de circuito impresso especialmente projetadas para as lu-



5



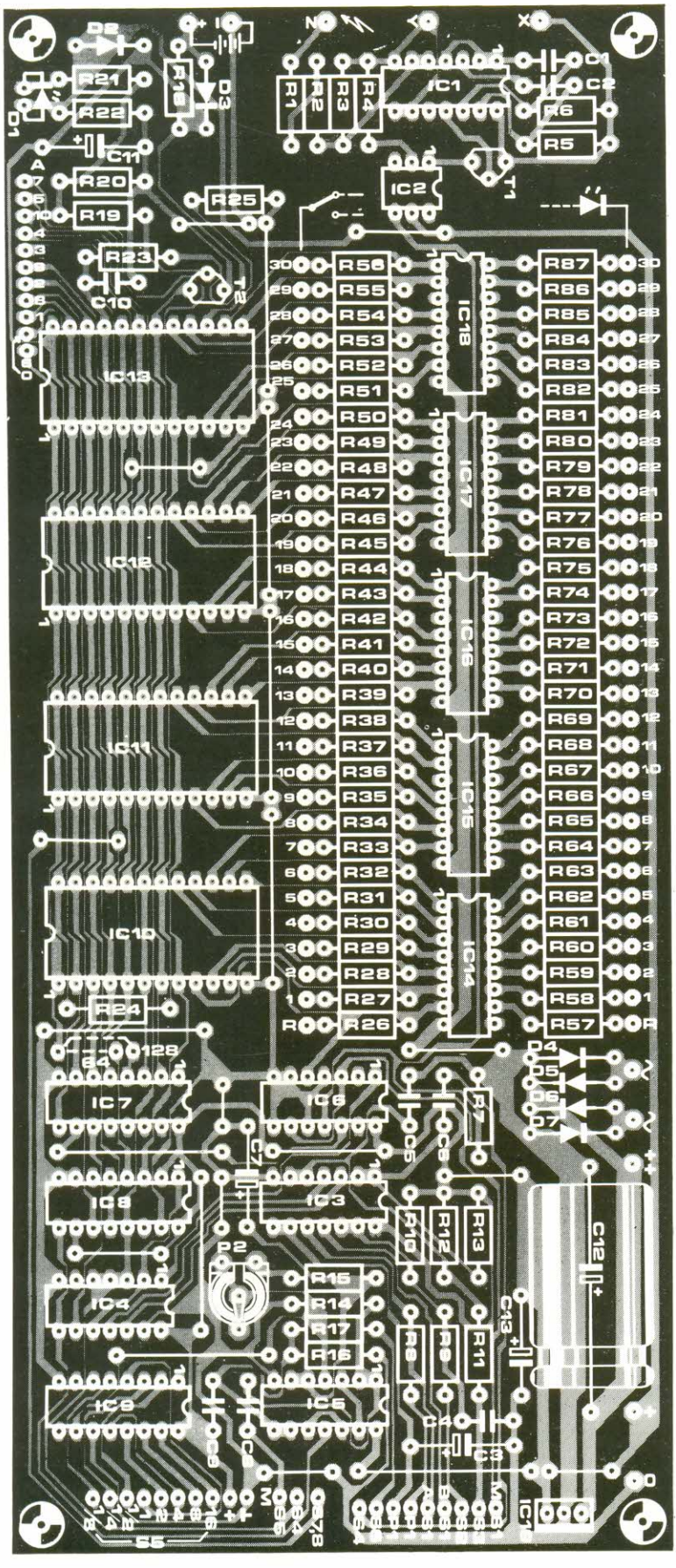
Lista de componentes

Resistores
R1, R2, R8, R23...R25-47 k
R3, R13, R14 — 100 k
R4, R19-1 k
R5, R6 - 22k
R7, R22-4,7 k
R9, R11, R17-470
R10, R12, R16-470 k
R15- 150k
R18 - veja texto
R20- 56
R21 — 220
R26...R56 — 4,7 k
R57- 330
R58... R87-150
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C2- 6,8 nF
C3, C7, C11-1 µF/10 V
C4, C5, C9, C10- 100 nF
C6, C8 - 1 nF
C12-1000 µF/25V
C13-10 µF/10V

Semicondutores
T1, T2-BC547b
D1-LED vermelho
D2,D3-1N4148
D4...D7-1N4001
D8- LED*
IC1, IC3, IC5-4093
IC2-TIL 111
IC4- 4075
IC6- 4013
IC7, IC9-4040
IC8-4520
IC10...IC13-6116 ou 5517
IC14...IC18-ULN 2003
IC19- 7805

figura 5 — Traçado e disposição dos componentes para a placa do circuito principal (fig. 3).

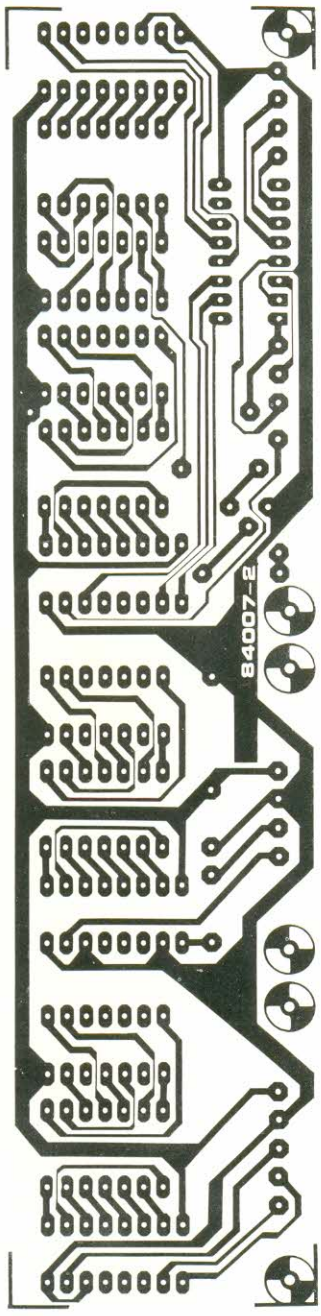


Diversos
P1-Potenciômetro linear, 1 megohm
P2- trimpot de 1 megohm
S1 - chave inversora de 1 pólo
S2, S3, S6, S7 - chaves de contato momentâneo
S4 - chave de 1 pólo, 2 posições
S5- chave rotativa de 12 posições
S8- chave de 1 pólo com trava
S9- chave de 2 pólos 2 posições
S10... S40- chaves inversoras 1 pólo, 2 posições
Tr1- transformador 9...12 V, 800mA
Bateria de 4,5 V
F1 - fusível lento, 500 mA
Dissipador para IC19
Placa nº 84007-1

**opcional: 30 LEDs p/a indicação dos canais*

Nota: lembre-se que alguns componentes não são necessários e outros aparecem em menor número se for usada apenas uma parte dos canais.

6



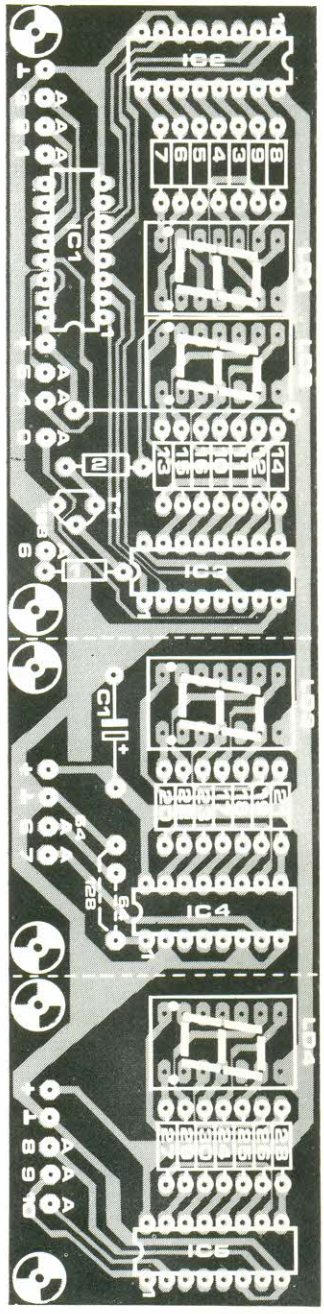


figura 6 — Placa de circuito impresso do indicador, que pode ser dividida em três partes, se necessário.

Lista de componentes

Resistores
R1-10k-1/8 W
R2...R30-330 — 1/8 W
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1-10µF/10 V

Semicondutores
T1-BC547b
IC1- 74185
IC2...IC5 74LS247
LD1...LD4-7750 (HP)
Placa nº 84007-2

zes programáveis e representadas nas figuras 5 e 6, a montagem do circuito deverá ficar bastante simplificada. Antes de iniciar o trabalho, porém, é preciso decidir qual será o formato final da montagem — o que diz respeito principalmente à placa dos visores, que, como se pode ver, permite ser dividida em três partes distintas. Esse recurso foi previsto com a finalidade de conferir o máximo de flexibilidade ao sistema, possibilitando que os *displays* sejam alojados em algum equipamento já existente. A placa inteira, da forma como é mostrada na figura 6, adapta-se perfeitamente à sugestão esboçada na figura 7 para o painel frontal do aparelho.

Completada a montagem (não esquecendo a ponte que define o número de passos do programa, ao lado de IC7), pode-se então acoplar as duas placas — o que pode ser feito através de pequenos pedaços de fio ou com cabo multiveias. Deve-se interligar todas as linhas de endereçamento de mesmo número, com exceção de A6 (veja a fig. 4); no caso de programas com 64 passos, essa linha é ligada ao ponto "A6" da área da placa que contem LD3 e para os de 128 passos, vai conectada ao ponto "A6" da área contendo LD1 e LD2.

Existem três terminais "+"e três "I" na placa dos *displays,* que devem ser ligados separadamente. Um par desses terminais vai ligado ao pontos "+" e "0" da placa principal, próximos a C12; se a placa dos visores estiver dividida, cada par de terminais

desses será acoplado aos mesmos pontos "+" e "0" da placa principal. O ponto comum para os anodos dos LEDs indicadores deve ser tomado também do ponto "+", próximo a C12; os catodos , por sua vez, vão ligados às saídas dos canais 1...30.

Outro conjunto de terminais "+" e "⊥"pode ser encontrado na placa principal, desta vez destinado às chaves de programação. Para fazer as conexões comuns a todas elas, será melhor montá-las antes no painel, já que somente dois fios deverão retornar à placa principal.

Em condições normais, os LEDs indicadores de canal são conectados em série com os LEDs internos dos fotoacopladores, na placa de triacs. Assim, para que o circuito possa ser testado nessa estágio da montagem, será preciso incluir algum meio de limitação da corrente, como medida temporária. Pode-se ligar, então, dois diodos 1N4001 em série com a alimentação de 5 V e a ligação de anodo comum dos LEDs indicadores (os quais devem exibir uma tensão direta de 1,6 V).

Caso esses LEDs sejam excluídos do circuito, o padrão de movimento será mostrado, obviamente, apenas pelas próprias luzes; os resistores R58...R87 deverão ser, nesse caso, de 330 ohms.

Lembre-se que a tensão que alimenta o detector de passagem por zero provém da interface de controle com triacs (veja, novamente, a Elektor nº 3). Mas, se a placa da interface não for montada no próprio gabinete do controle de luzes (para que a interface fique mais próxima das lâmpadas, por exemplo), será melhor providenciar uma fonte separada para o detector de passagem por zero; isto evitará o transporte da tensão da rede ao longo de grandes extensões de cabo.

Para que a placa principal possa ser testada, antes de colocar o sistema em operação, esse detector pode ser alimentado temporariamente por essa mesma placa. Não esqueça em hipótese alguma, porém, de desfazer essas conexões quando a placa de triacs for acrescentada ao sistema. As conexões de teste podem ser: X em "+", Y em "0" (próximos a C12) e Z a um dos terminais do secundário do transformador (ou seja, um dos pontos "∿" na placa principal). Não se deve esquecer, também, de montar IC19 sobre um pequeno dissipador.

Programação

Ao ser ligado pela primeira vez, como seria de esperar, o circuito não irá funcionar de forma lógica, mostrando apenas o "lixo" eventualmente guardado nas memórias, de forma aleatória. Como já vimos, as sequências realizadas pelas luzes vão depender do conteúdo da memória e do formado escolhido para o programa (64 ou 128 passos). Ademais, a versão com memória completa (4 CIs 6116) permite controlar um total de 30 canais (ou lâmpadas), que podem ser organizados das formas mais variadas, inclusive como matriz de pontos, para a exibição de caracteres alfanuméricos (letras e números, sim senhor!).

Decididos o tipo de programa e a distribuição das lâmpadas, deve-se efetuar então a ligação com a linha A6, de acordo com o que foi descrito no item "montagem". Antes de começar a programação, no entanto, é aconselhável anotar as seqüências ou padrões, já que mesmo 64 passos podem gerar alguma confusão. Como primeiro passo, comute S5 para a posição "1/2" (meio minuto) e ajuste o trimpot P2 até que o visor de programa circule a cada 30 segundos.

Agora está tudo pronto e podemos começar. Leve a chave S1 para a posição B (modalidade passo a passo), S4 para "desliga" e S5 para uma das posições de *off*, para evitar que os programas fiquem circulando durante a gravação. Ligue então a chave S8 e pressione S6 e S3 até obter o programa e o banco desejados. A leitura do visor de endereços, deverá ser "00"; caso contrário, atue sobre S3 ou S6, até conseguir o programa ou banco correto nos visores.

Os dados de programação são estabelecidos pelas microchaves S10... S40 (ou qualquer que seja o número de chaves adotadas). Qualquer uma delas comutada para a posição de 5 V produz um nível lógico alto e provoca o acendimento da lâmpada correspondente. Consequentemente, quando na posição de terra, essas chaves produzem um "0" lógico e não acionam as lâmpadas que lhes correspondem.

Tudo bem até aqui? Pois bem, então faça o programa que bem desejar e pressione a chave S7; as linhas de dados passam a ser entradas da memória, as quais recebem um pulso de gravação e aceitam os dados determinados pelas microchaves. Uma vez liberado S7, as linhas de dados convertem-se em saídas, sendo sinalizados pelos LEDs indicadores (caso estejam no circuito).

Em seguida, pressione S2 uma vez (avançando de um passo o endereço), volte a fazer uma programação com as chaves correspondentes e pressione S6 mais uma vez. Caso haja alguma engano na hora de carregar os dados, basta simplesmente fazer a correção e pressionar S7 novamente. Isto só funciona, porém, antes que S2 tenha sido pressionada; caso ela já tenha sido atuada, atue sobre S6 até que o mesmo programa apareça no visor. Individualize, então, o endereço errado através de S2, altere os dados, pressione S7 e prossiga normalmente, chamando o endereço seguinte através de S2.

Como já havíamos mencionado, a linha de dados DO permanece em "0" até o final de uma movimentação de luzes. No endereço seguinte à última linha da sequência, tente comutar S10 para 5 V (nível lógico alto); isto também poderia ser feito exatamente na última linha de seqüência (juntamente com os dados de programação), se for desejado. Com alguns padrões de luzes (especialmente em deslocamentos contínuos), isto tende a melhorar a sensação de continuidade do movimento; mas, de qualquer forma, depende muito do gosto do usuário. Experimente alguns padrões diferentes, para melhor "sentir" o efeito e assim decidir sobre bases concretas.

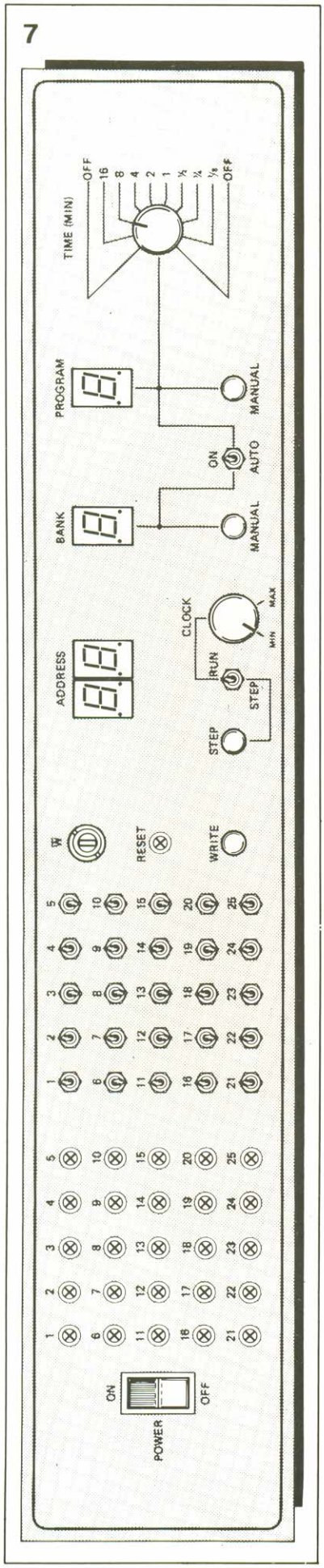


figura 7 — Sugestão de projeto para o painel das luzes programáveis, com a largura padrão de 19 polegadas. Observe que na parte dos visores ele segue as medidas da placa da fig. 6.

Para concluir nossa exposição, algumas dicas práticas de utilização. Lembre-se, ao final de cada programação, de desligar a chave com trava, a fim de proteger seu patrimônio de programas, tão arduamente montado e testado. Não se preocupe, também com os erros que ocorrem normalmente durante a programação, já que são facilmente corrigíveis; como você já viu, não é preciso corrigir toda a memória a cada erro desses, mas apenas a linha atingida.

Existe a possibilidade de se incluir retardos e acelerações nos programas, simplesmente repetindo os mesmos dados em vários endereços. Esse artifício costuma produzir jogos de luzes muito interessantes, mas exige um cuidadoso planejamento quanto à extensão dos programas (64 ou 128 passos). Cuidado, aliás, para não ser enganado pelo visor que indica os endereços, pois ele só indica os passos de 0 a 63; no caso de programas com 128 passos, o ponto decimal de LD1 representa os 64 passos "superiores".

Faça outro teste rápido, levando S1 para a posição A na hora de rodar o programa; ajuste, então, o tempo de rodagem através de P1, verificando seu efeito. Pode acontecer, nesse teste, de a movimentação deixar de ser contínua ou mesmo de as luzes "congelarem" quando o tempo de rodagem fica muito elevado (ou seja, com baixa resistência em P1). Esse fenômeno é causado pelo fato de a freqüência de N4 ser muito elevada em relação à dos pulsos de passagem por zero. E como o integrado 4093 apresenta grandes variações de níveis de disparo, segundo a procedência, pode ou não ocorrer o fenômeno. Em caso afirmativo, pode-se "acertar" a faixa de ajuste de P1 através de R8 e/ou C3, até que o comportamento errático desapareça.

Uma útima dica: o circuito está pronto, programado e já pode ser colocado em operação; no entanto, ao ser ligado, nada acontece! Antes de entrar em pânico, pressione simplesmente a chave S6, que faz o programa ser executado desde o início. Use à vontade seu programador de luzes, mas não abuse da sorte: lembre-se que a tensão da rede é parte inseparável do sistema, sendo necessário saber não só operá-lo mas também instalá-lo.

Os aspectos da decodificação de endereços em circuitos a microprocessador são geralmente resumidos às perguntas "onde, quando e como se tem acesso à memória?" Nosso primeiro artigo sobre o tema (veja Elektor nº 3) deixou de lado justamente o "quando" da questão — motivo por que resolvemos abordar agora a temporização de operações e sinais, incluindo um exemplo de como alterar um sistema decodificador já existente.

temporização de memória

Temporização de memória

Como vimos no primeiro artigo ("Decodificando endereços", Elektor nº 3), a combinação lógica das linhas de endereços mais significativas pode ser usada para fornecer um sinal de habilitação ativo somente para certas configurações das linhas utilizadas. Tal sinal é então aplicado a um ou vários CIs de memória abordados pelas linhas de endereçamento menos significativas — que, de fato, controlam o decodificador interno de endereços dos integrados. Os dados, por sua vez, são transferidos através do barramento correspondente.

Independentemente da freqüência de *clock* do processador, os sinais de dados e endereços não aparecem instantânea ou simultaneamente. Por um lado, existe sempre o chamado tempo de acomodação dos sinais e, pelo outro, até mesmo o sinal de *clock* leva um certo tempo para se estabelecer. Isto poderia complicar as coisas, mas, felizmente, as dificuldades são minimizadas pela presença do sinais de controle fornecidos pelo processador. Esses sinais são usados para sincronizar a decodificação de endereços e as operações de leitura e gravação de memória.

Temporização no Z80 e 6502

Conforme nos mostra o diagrama de tempos da figura 1, os sinais $\overline{MREQ}$, $\overline{RD}$ e $\overline{WR}$ do Z80 não surgem no início das operações de leitura e escrita. Sempre que os sinais $\overline{MREQ}$ e $\overline{RD}$ não se encontram em nível baixo, durante uma operação de leitura (metade esquerda do diagrama), os sinais de endereçamento A0...A15 não podem ser considerados estáveis; o mesmo vale para o ciclo de escrita, quando $\overline{MREQ}$ não está ativo. Conclui-se, portanto, que os sinais $\overline{MREQ}$ e decodificador de endereços devem sempre estar combinados, antes de serem aplicados a uma memória.

Como se vê na metade direita da figura 1, o sinal $\overline{WR}$ aparece após um retardo significativo de $\overline{MREQ}$ e o início da fase, estabelecendo os dados — os quais só podem ser considerados estáveis após o surgimento de $\overline{WR}$. E note-se que a linha WR volta a ser inativa meio ciclo antes de mudarem as palavras de endereços e dados (T3 do ciclo de gravação). Esse sinal também pode ser usado para alterar a condição da memória de leitura para gravação e viceversa (R/$\overline{W}$).

Na figura 2 podemos observar a carta de tempos para os sinais do Z80, no caso de uma instrução de entrada/saída. Veja, de passagem, a presença de um ciclo espontâneo de espera, gerado pelo próprio processador, a fim de permitir que os circuitos de E/S (normalmente lentos) produzam um sinal de $\overline{WAIT}$, se necessário. Aqui, novamente, os sinais de dados e endereçamento só poderão ser considerados estáveis depois do surgimento dos sinais de controle.

sinais de controle no microprocessador e sua sequência

No diagrama de tempos do 6502, visto na figura 3, o sinal habilitador Ø2 é o principal. Assim que ele passa para "1", os sinais de endereçamento e de dados (imediatamente após os primeiros) podem ser considerados estáveis. O mesmo vale para o sinal que altera a modalidade da memória (R/$\overline{W}$). Como esse processador não conta com instruções específicas de E/S, também não possui sinais próprios de controle para esse tipo de circuito.

O sinal R/$\overline{W}$ para RAMs é comumente encontrado em sistemas baseados no 6502, sendo obtido pela combinação dos sinais Ø2 e R/$\overline{W}$. As memórias podem então

1

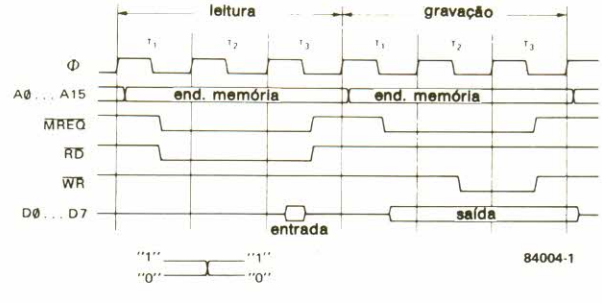


figura 1 — o diagrama de tempos do Z80 mostra que as informações de endereçamentos e dados só podem ser utilizadas durante um curto período, dentro de cada ciclo de leitura ou gravação. Note que os diagramas, extraídos do manual da Synertec, podem variar para outros fabricantes.

temporização de memória

figura 2 — O Z80 dispõe de um sinal IORQ específico para as instruções de entrada/saída. Mesmo estando representadas simultaneamente neste diagrama, as operações de leitura e gravação jamais podem ocorrer ao mesmo tempo.

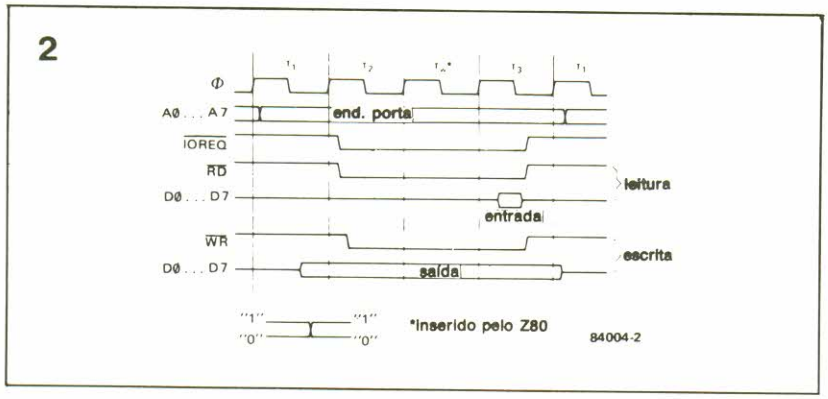


figura 3 — No caso do 6502, os sinais de endereçamento e dados, além da linha R/W, podem ser considerados estáveis assim que o sinal Ø vá para "1"

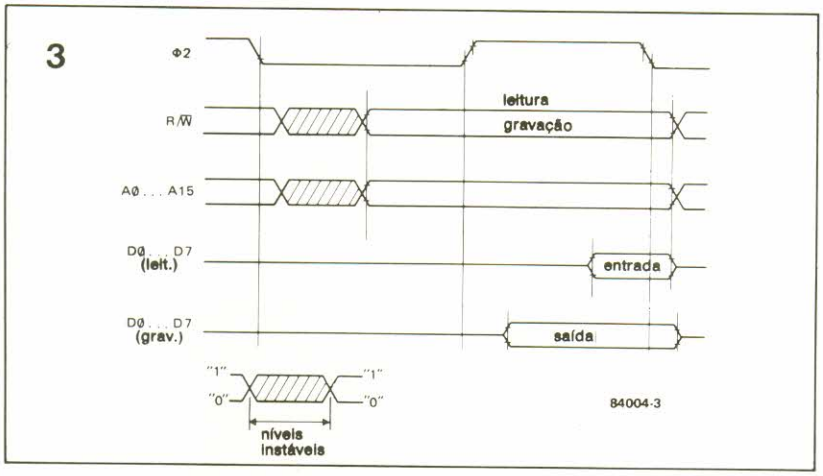
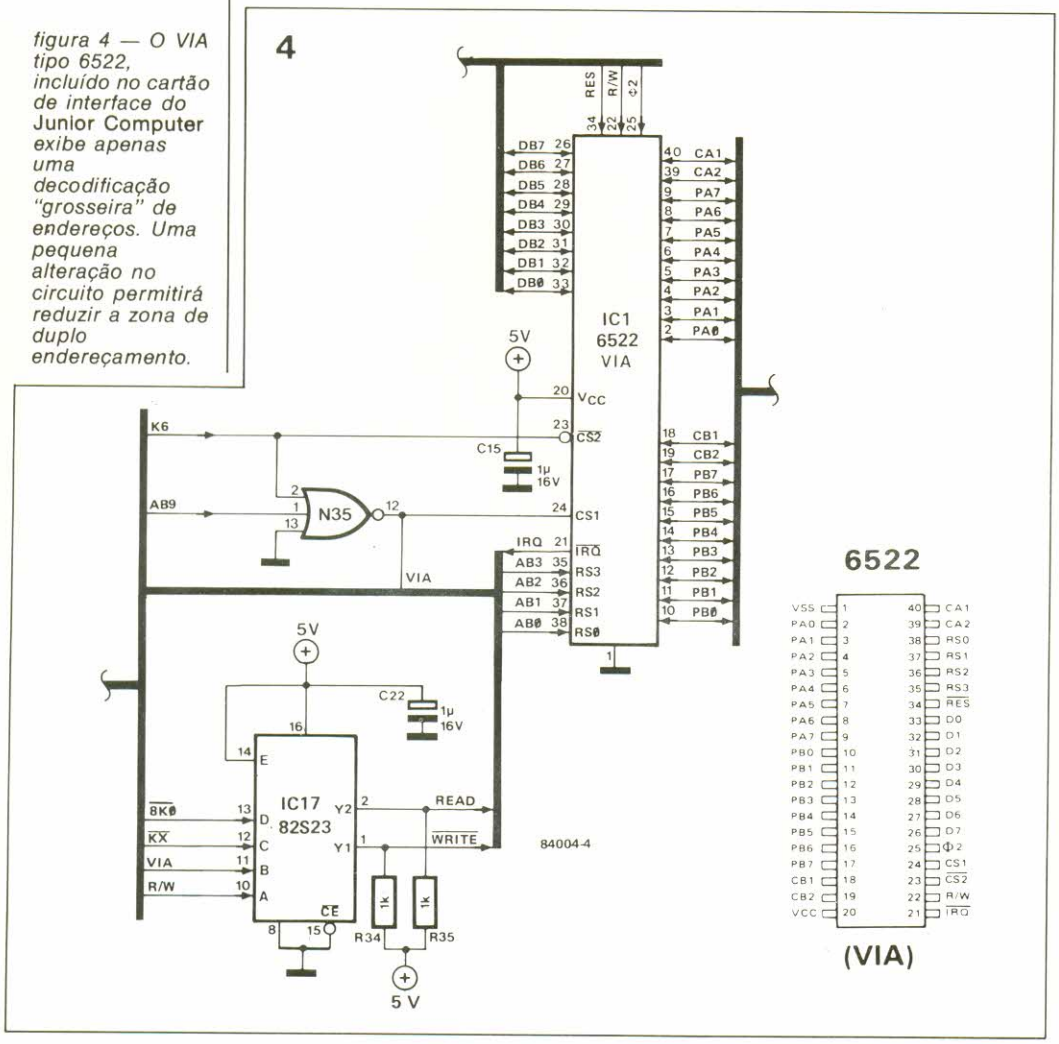


figura 4 — O VIA tipo 6522, incluído no cartão de interface do Junior Computer exibe apenas uma decodificação "grosseira" de endereços. Uma pequena alteração no circuito permitirá reduzir a zona de duplo endereçamento.



recebê-lo como e quando desejado, a fim de mudar sua modalidade de operação.

No caso das EPROMs, o sinal Ø2 é combinado com o sinal decodificador de endereços e, para entradas e saídas, várias combinações desses dois sinais com R/$\overline{W}$ são possíveis. Este último (e até Ø2) pode ainda ser empregado na comutação dos *buffers* de dados bidirecionais. Queremos, de qualquer modo, ressaltar aqui a importância de se observar cuidadosamente, no caso de projeto, a temporização dos sinais de controle, que deve ser levada em conta pela lógica de decodificação e habilitação de memória.

Alterando um sistema pronto

Vista a necessária teoria, vamos passar a um exemplo prático, fazendo alterações em um sistema já projetado: a placa de interface do *Junior Computer*, famoso micro criado pela Elektor. O objetivo das modificações é a redução em importância da área duplamente endereçada entre F800 e F9FF (ou 1800...19FF, na versão DOS), possibilitando o endereçamento de mais um circuito E/S.

O integrado 6522 (IC1, na interface) ocupa os endereços vistos há pouco — o que não deixa de ser um desperdício, pois 16 endereços são mais que suficientes para identificar todos os registradores desse CI. O sinal K6 permanece ativo entre F800 e FBFF (ou 1800...1BFF), enquanto a linha de endereçamento A9 permite que a zona F800...F9FF, ocupada por IC1, seja diferenciada de outra (FA00...FBFF ou 1A00...1BFF), ocupada por um 6532, na placa principal do micro. Seria bom podermos "ganhar" os endereços inativos para o controle de um novo circuito de E/S, já que isso não vai exigir grandes modificações.

O circuito da figura 4 reproduz uma parte da interface proposta para o computador Junior, mais especificamente aquela que contêm o VIA 6522, a porta N35 e a PROM IC17. O sinal K6, aplicado à entrada $\overline{CS2}$, permanece

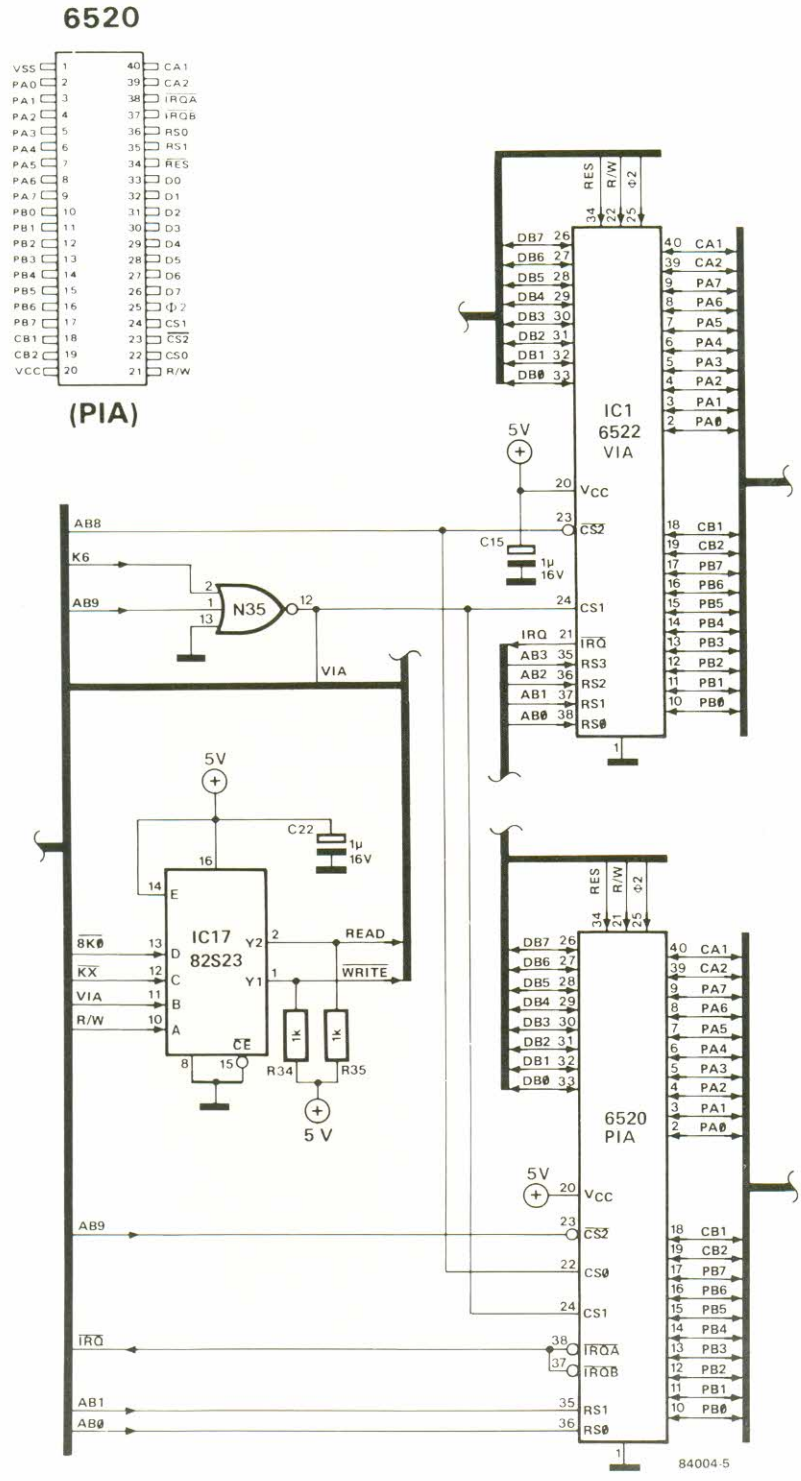


figura 5 — Aplicando-se o sinal AB8 (em lugar do K6) à entrada CS2 do 6522, a zona de duplo endereçamento onde esse circuito está localizado pode ser reduzida à metade. A outra metade poderá ser usada, então, para endereçar outro circuito de E/S. Neste caso foi utilizado um PIA tipo 6520, mas também seria possível adotar um segundo 6522.

ativo entre F800 e FBFF (1800...1BFF), enquanto CS1 recebe um sinal chamado "VIA" (ativo em 1), obtido a partir de K6 e da linha AB9, entre F800 e F9FF. Esse mesmo sinal é aplicado à PROM, permitindo que os *buffers* sejam comutados de leitura para gravação (ou vice-versa), enquanto os sinais de endereçamento estiverem presentes no barramento.

Os mesmos componentes podem ser vistos novamente na figura 5, juntamente com um novo PIA (6520) e uma ligeira modificação na decodificação de endereços. O sinal VIA não foi alterado, continuando a ser aplicado à entrada CS1 do 6522 e à PROM (se este sinal fosse alterado, o mesmo deveria ser feito com o sinal habilitador dos *buffers* bidirecionais).

K6	A9	A8	VIA	área endereçada	E/S
1	X	X	0	XXXX	
0	1	X	0	$FA00 . . . $FBFF ($1A00 . . . $1BFF)	6532
0	0	0	1	$F800 . . . $F8FF ($1800 . . . $18FF)	6522
0	0	1	1	$F900 . . . $F9FF ($1900 . . . $19FF)	6520

tabela 1 — A nova decodificação de endereços E/S do Junior Computer, *aqui representada sob a forma de uma tabela da verdade, mostra como a zona foi dividida entre os três CIs.*

O sinal $\overline{CS2}$ para o 6522 está sendo fornecido agora por AB8, o que quer dizer que o VIA não mais ocupa os endereços F800...F8FF. Essa mesma linha vai ligada à entrada CS0 do 6520, para o qual nosso sinal VIA proporciona o sinal CS1 (ativo em 1, como CS0). A terceira entrada habilitadora de 6520, $\overline{CS2}$, é ativada pelo sinal AB9, de forma que o PIA seja endereçado entre F900 e F9FF.

Esse CI pode ser incluído em qualquer lugar, já que está localizado após os *buffers* bidirecionais de dados (IC11 e IC12, na placa da interface). A tabela 1 resume a operação da nova configuração, sob a forma de uma tabela da verdade.

O novo 6520 pode ser soldado diretamente sobre o 6522, em vez de ocupar espaço no barramento. Essa operação, embora um tanto arriscada e delicada, tem a mantagem de tornar as coisas bem mais simples. As linhas comuns aos dois CIs são $\overline{DB0}$...DB7 (pinos 33...26), $\overline{RES}$ (pino 34), Ø2 (ENABLE, pino 25), + 5 V (pino 20), terra (pino 1), R/$\overline{W}$pino 22 do 6522 e pino 21 do 6520), RSO (AO; pino 38 do 6522 e pino 36 do 6520), RS1 (A1; pino 37 do 6522 e pino 35 do 6520) e $\overline{IRQ}$ (pino 21 do 6522 e pinos 37/38 do 6520).

Será preciso, além disso, desfazer a ligação entre $\overline{K6}$ e o pino 23 do 6522 ($\overline{CS2}$) e acoplar esse pino a AB8. O pino 23 do 6520 vai então ligado a AB9, o pino 24 ($\overline{CS1}$) à linha do VIA (pino 24 do 6522)e o pino 22 ($\overline{CSO}$) a AB8 (pino 23 do 6522).

Só falta, agora, fornecer algumas dicas de como ter acesso aos registradores do 6520. Basta seguir estas instruções de endereçamento:

*$F900: PAD ou PADD (registrador A de dados ou sentido);

*$F901: CRA (registrador de comando, porta A);

*$F02: PBD ou PBDD (registrador B de dados ou sentido);

*$F03: CRB (registrador de comando, porta B).

Sempre que o bit CRA estiver em 1, o registrador endereçado em $F900 será PAD (o registrador de dedos). Com esse bit em 0, o registrador endereçado será PADD (registrador de sentido de dados); o mesmo vale para CRB, com PBD e PBDD.

Apesar desse processo um tanto exótico de endereçamento, a operação das portas do 6520 será idêntica à das portas do 6522, exceto por alguns detalhes (que não abordaremos aqui), essenciais em certas aplicações. De qualquer modo, mais informações sobre o 6522 podem ser obtidas nos manuais dos vários fabricantes desse integrado.

Nos próximos anos, mais e mais sistemas de vídeo estarão incorporando memórias de imagem — com as quais será possível aperfeiçoar a reprodução dos monitores e TVs, além de abrir caminho para outras inúmeras aplicações. Veja como isto será feito, através de equipamentos já existentes.

Memórias CCD de vídeo

As memórias de vídeo podem ser encontradas, atualmente, em receptores de sinais via satélite, em dispositivos exploradores para medicina, no teste de materiais por infravermelho, ultra-som e raios X, em várias técnicas da astronomia e fotografia e nos equipamentos de segurança. As RAMs dinâmicas costumam ser as mais utilizadas para essas aplicações.

As memórias do tipo CCD (dispositivos por acoplamento de cargas) são normalmente mais lentas que as RAMs, mas, em contrapartida, têm custo mais baixo e são mais compactas — o que as torna adequadas para casos de natureza serial ou que não exigem as grandes velocidades de operação das RAMs.

Agora que o processamento digital em receptores de TV está se tornando corriqueiro, tais memórias tendem a ser incorporadas aos circuitos, proporcionando uma série de novos recursos:

— melhor qualidade de imagem (através de supressão de interferências), menor tremulação e maior separação das cores;

— possibilidade de congelamento de imagens e de transmiti-las por linha telefônica;

— superposição de imagens na tela;

— efeito *zoom*;

— armazenagem de sinais do teletexto, com possibilidade de acesso instantâneo.

Será possível, além disso, utilizar a memória de vídeo, juntamente com gravador de videocassetes e microcomputador, na edição de programas.

Técnicas da TV digital

Desde o início dos anos 80, vários fabricantes de semicondutores têm lançado circuitos específicos para o processamento de sinais de vídeo digital. A ITT (*International Telephone and Telegraph Corporation*) foi a primeira a colocar esses circuitos em produção normal, no ano de 1983. Com o nome de *Digit 2000,* eles proporcionam processamento completo de sinais, incluindo imagem, som e teletexto, e já foi incluído em centenas de milhares de receptores.

A empresa Valvo, juntamente com a Philips e a Siemens, desenvolveu outro sistema desses, que agora pode ser encontrado em vários receptores sob desenvolvimento. A principal diferença entre os dois projetos reside na escolha da frequência de varredura: a ITT acoplou a frequência de *clock* com a das sub-portadoras de croma, enquanto no sistema Philips/Valvo/Siemens a frequência de varredura foi sincronizada com a de linha.

Na concepção que tem a linha por base, a memória de vídeo está organizada no princípio da construção de imagens — o que permite introduzir processamentos adicionais, pela inclusão de elementos de imagem adjacente

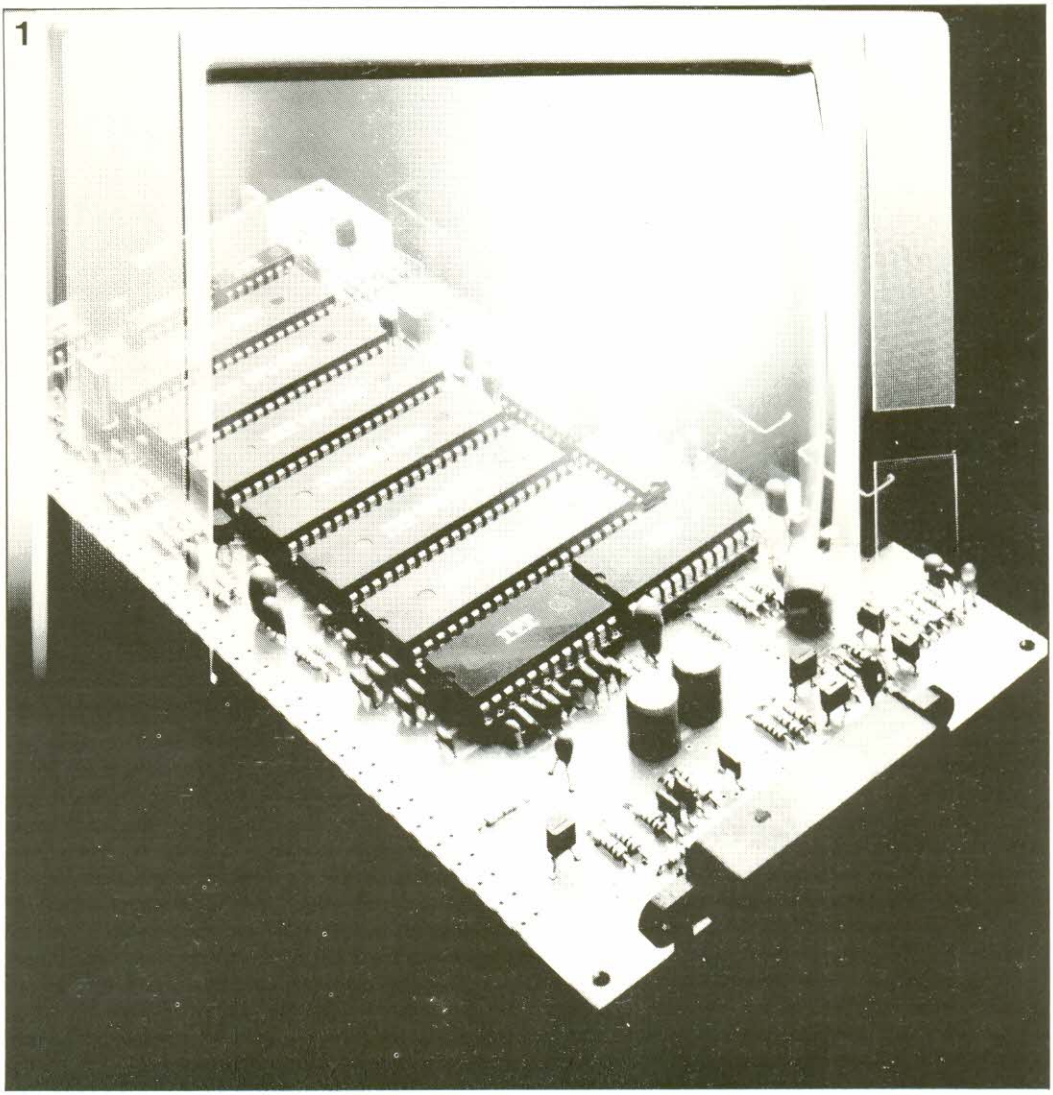


figura 1 — Placa protótipo do Digit 2000, *que oferece processamento digital completo para sinais de vídeo, áudio e teletexto (cortesia da ITT).*

2

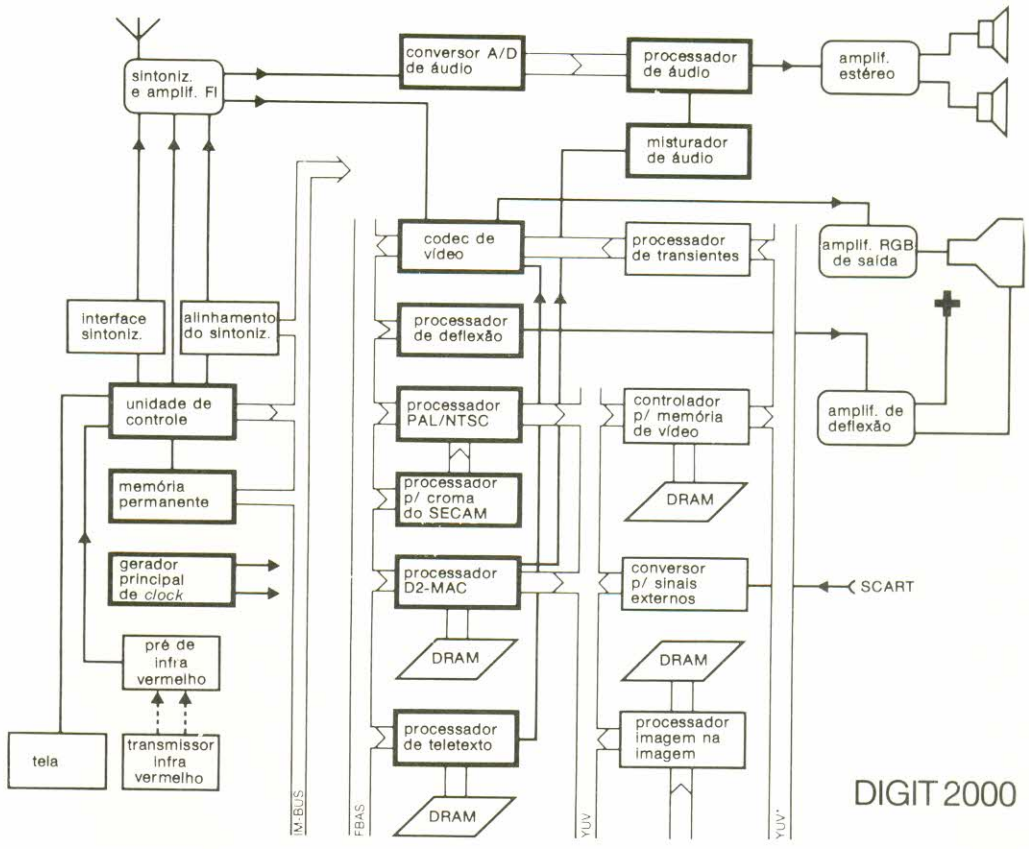


figura 2 — Diagrama de blocos do circuito para TV cores Digit 200, da ITT.

3

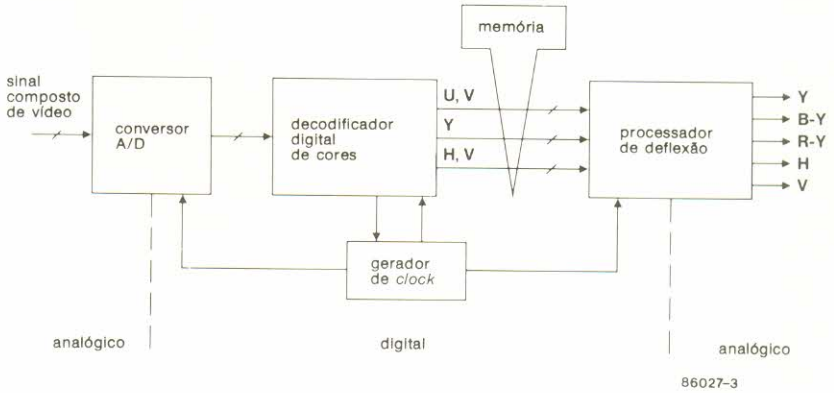


figura 3 — Ilustração simplificada do processamento para sinais de vídeo da Valvo, onde o gerador de clock é sincronizado com o gerador de base de tempo da linha.

em rastreamentos sucessivos. Nessa técnica emprega-se memórias CCD especialmente projetadas, nas quais os dados são armazenados linha a linha.

A ITT, por outro lado, prefere utilizar RAMs como memórias de vídeo, pois, embora sejam mais caras que as CCD, são requeridas em menor número. De fato, enquanto o sistema da ITT requer cinco DRAMs de 256 k, o da Philips/Valvo/Siemens exige sete CCDs de 317 k.

O sistema das DRAMs

A ITT já produz, há cerca de um ano e meio, um circuito para TV denominado *Digivision*, contendo uma RAM de 12 kbytes. Esse recurso permite que duas imagens sejam exibidas simultaneamente na tela. O sinal a ser introduzido é obtido de um dos conectores SCART do receptor, por meio de um decodificador PAL de um só CI; os sinais RGB, na saída desse elemento, são convertidos em um processo multiplexado, com o auxílio de um único digitalizador com uma frequência de varredura de 1,5 MHz.

Utilizando o simples artifício de ler apenas cada quarta linha da RAM que sincroniza

as imagens, obteve-se uma redução nos dados de 4:1. E, graças às pequenas dimensões da imagem sobreposta, basta armazenar apenas um rastreamento — o que requer somente 4 kB por cor, perfazendo 12 kB.

O controle da memória, assim como seu endereçamento, é efetuado por dois arranjos de portas lógicas, que substituem nada menos que 30 integrados comuns. Tais arranjos, porém, não são capazes de desempenhar todas as funções de uma memória de vídeo completa, contendo 5 DRAMs de 256 k. Para isso foi desenvolvido, então, o controlador especial para vídeo VMC 2260, que além de dobrar a frequência de quadro para 100 Hz, proporciona os recursos de congelamento da imagem, *zoom*, superposição e armazenagem de teletexto.

A técnica CCD

No sistema adotado pelo trio europeu Philips/Valvo/Siemens, o sinal de vídeo analógico é convertido em palavras digitais de 7 bits, sincronizadas com a frequência de linha. A frequência de *clock* de 13,5 MHz resulta em uma taxa fixa de varredura, para o sinal de luminância (Y), de 720 amostragens por linha. No entanto, devido à faixa limitada dos sinais de crominância (U e V), na saída do decodificador, eles são varridos a apenas 3,375 MHz — ou seja, 180 amostragens por linha. No total, portanto, temos 720 + (2 x 180) = 1080 amostragens por linha, resultando em uma frequência de 20,25 MHz para o sinal multiplexado (Y + U + V).

A memória de vídeo, concebida de acordo com essa estrutura de varredura de quadros, baseia-se no elemento CCD tipo SAA9001, no qual pode-se guardar 317 kbits de informação, organizados em 294 linhas de 1080 bits cada uma.

A parte visível de um rastreamento ou campo normal (dois campos perfazem uma imagem ou quadro completo), no sistema de 625 linhas por quadro, é composta por 288 linhas de 52 μs. Assim sendo, o SAA9001 é capaz de armazenar um campo completo, com um bit por amostragem. Cada linha de 1080 bits desse CI recebe 720 bits de luminância e 2x180 bits de croma, de cada um dos 720 elementos de imagem de uma linha do campo. E, como cada

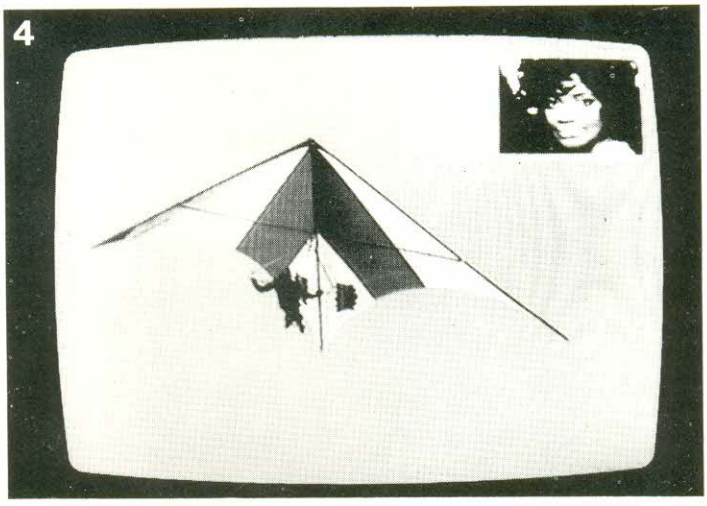


figura 4 — Foto mostrando a exibição simultânea de dois sinais de vídeo diferentes, na tela de um receptor Digivision, *da ITT. A imagem secundária é identificada por uma barra colorida na parte de baixo (cortesia da ITT).*

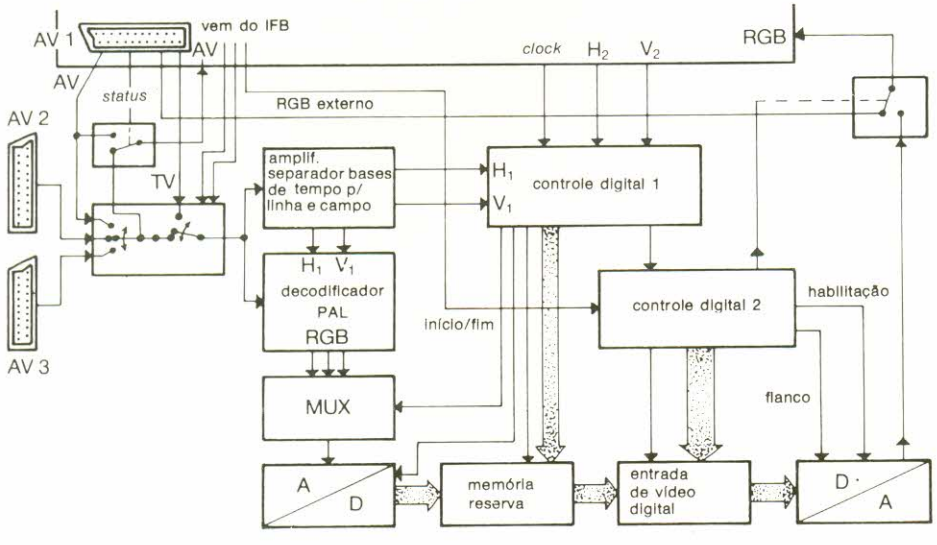


figura 5 — Diagrama de blocos de um chassi Digivision, *contendo uma RAM de vídeo de 12 kbytes.*

6

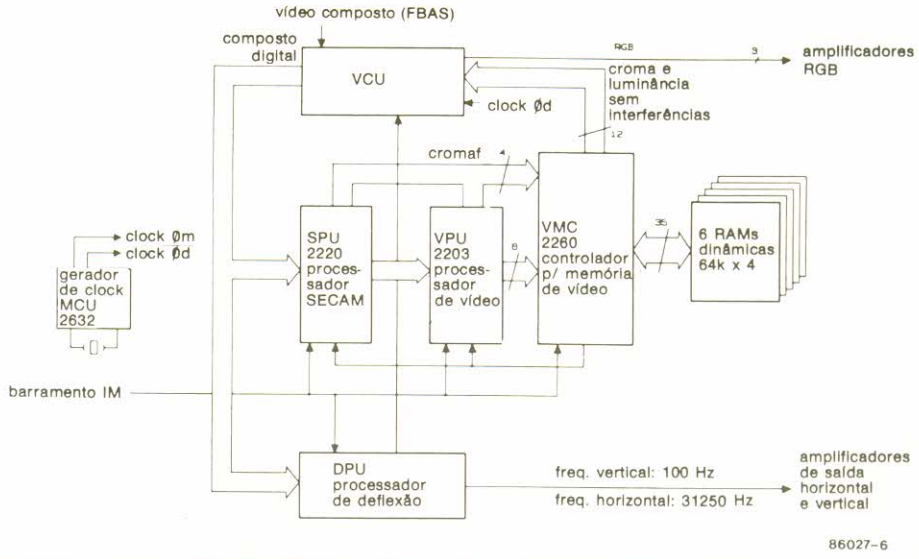


figura 6 — O controlador VMC2260 para memórias de vídeo comanda uma área de armazenagem composta por cinco DRAMs de 256 kB. Graças à duplicação da frequência de quadro, a imagem está isenta de qualquer tremulação.

7

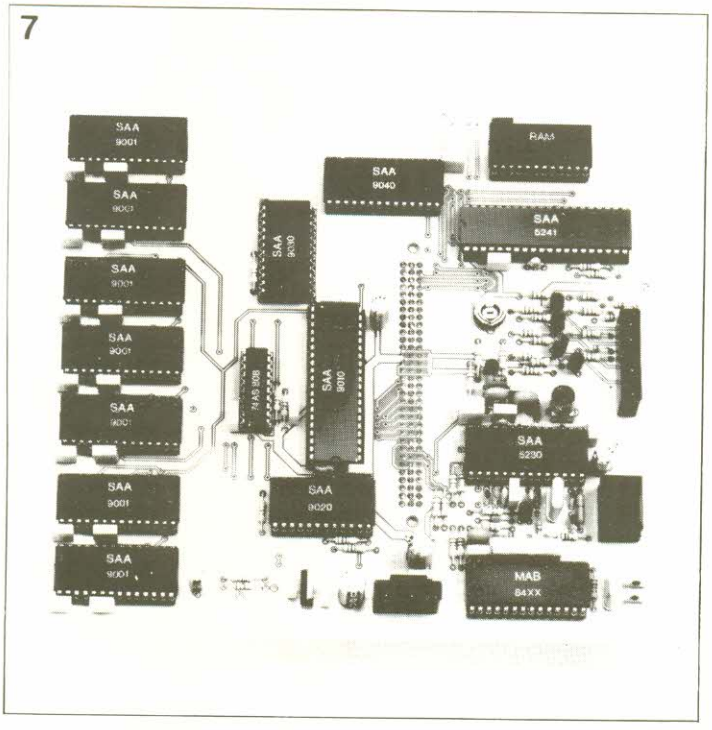


figura 7 — Placa protótipo de uma memória de vídeo CCD, fabricada pela Philips. Junto à memórias CCD tipo SAA9001 (à esquerda) encontra-se quatro CIs de controle responsáveis por vários recursos, tais como congelamento de imagem, redução de ruído e retomada de imagens.

elemento de imagem resulta em sete bits, a memória é composta por sete elementos CCD — que, juntos, estocam a informação referente a 720 x 288 =207.360 elementos de imagem.

Em contraste com outras memórias CCD, o SAA9001 adota a transferência de informações do tipo série-paralelo-série. Com essa modalidade de operação, a primeira linha de 1080 bits é introduzida de forma serial, em alta velocidade, na primeira linha da memória. Preenchida essa linha, os bits são transferidos, em paralelo e a uma velocidade menor, enquanto a linha seguinte de dados vem entrando. Linhas sucessivas, portanto, são transferidas pelas memórias e, após a introdução de 294 linhas de dados, a primeira delas surge na saída, de onde é transmitida serialmente, mais uma vez em alta velocidade.

8

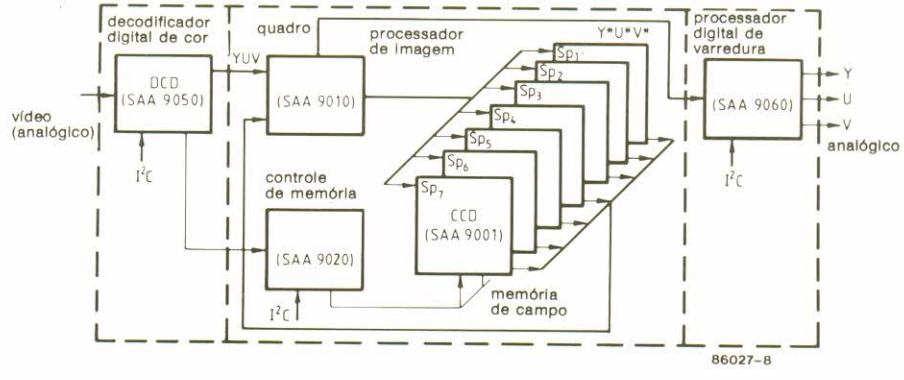


figura 8 — Diagrama de blocos mostrando como os vários recursos especiais são obtidos no sistema da Valvo.

Os deslocamentos de linha na memória são sincronizados com a frequência de linha, e ainda não foi planejada uma elevação dessa frequência ou da frequência de campo. Mesmo assim, o sistema ja pode oferecer alguns bons recursos:

—redução da interferência entre cores;

— redução de ruído em sinais sensíveis (particularmente os provenientes de gravadores de vídeo);

—armazenagem e retomada de imagens durante a programação normal da TV;

— congelamento de imagens durante a operação normal da TV;

— armazenagem de até 252 páginas de teletexto, com acesso instantâneo.

Outros recursos poderiam ser acrescentados, mas isso vai depender muito da demanda dos consumidores. Mas o SAA9001 mostra-se útil em outros campos, além da TV. Possuindo apenas três entradas de controle, sua utilização é bastante simples e permite a confecção de unidades de memória para áudio e vídeo digitais, a custos relativamente baixos. Além disso, pelo fato de permitir o acesso a determinadas partes de uma imagem, deverá despertar o interesse de amadores e profissionais de TV e computadores.

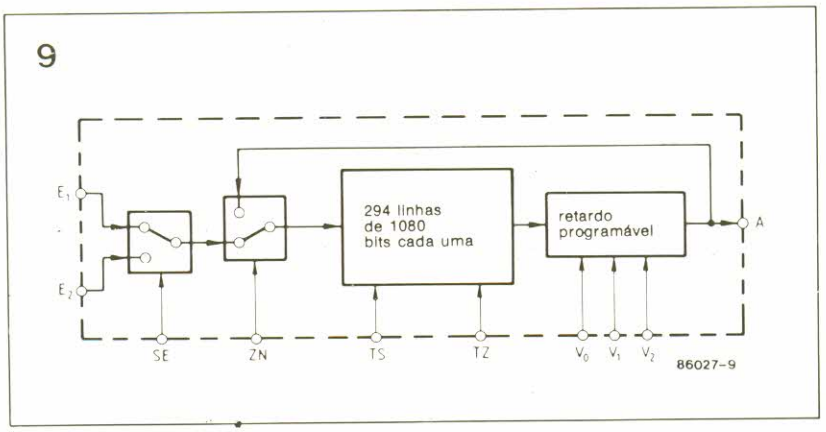


figura 9 — Diagrama de blocos de uma memória CCD tipo SAA9001.

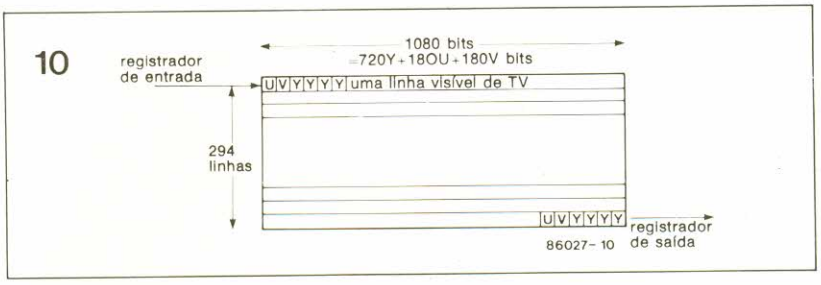


figura 10 — Arranjo interno do SAA9001: 294 linhas de 1080 bits cada uma.

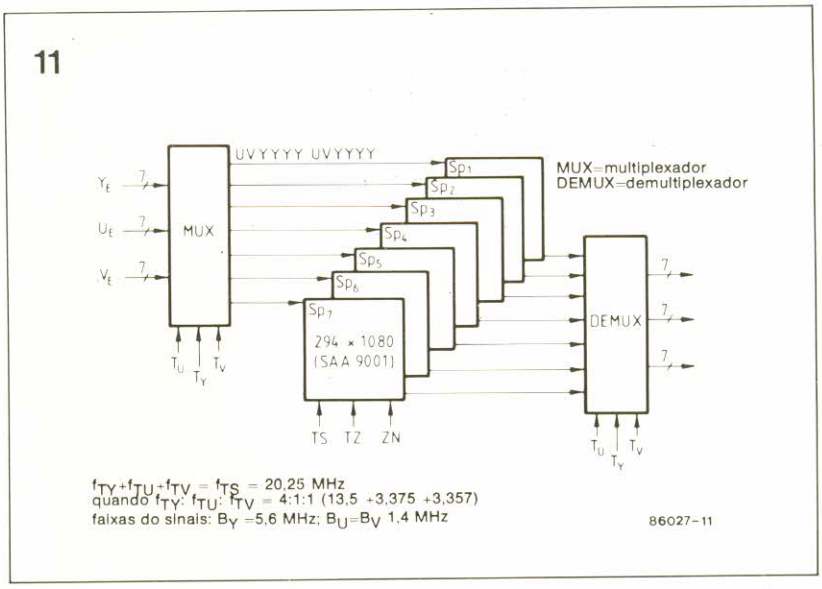


figura 11 — Estrutura multiplexada de uma memória CCD de vídeo, contendo 7 elementos SAA9001.

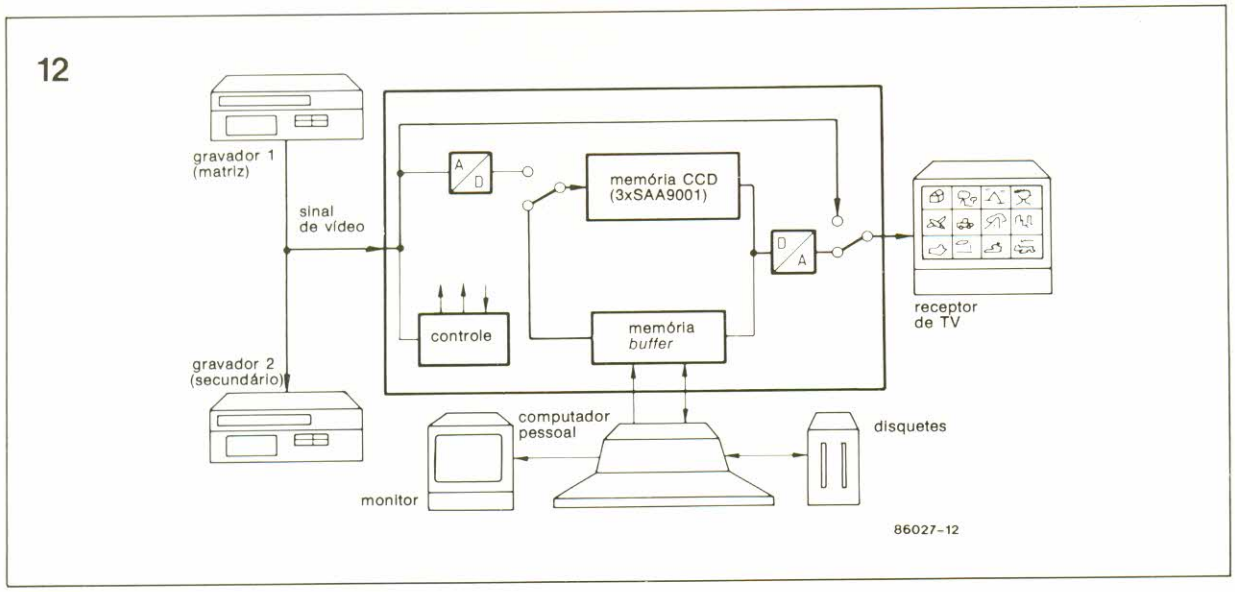


figura 12 — Possível implementação de uma ilha de edição de vídeo, usando um computador e memórias CCD.

Índice geral 1986

áudio & vídeo	rev. nº	página
Áudio-misturador panorâmico	1	20
Analisador de áudio	4	41
Baluns para TV	esp.	56
Defasador de áudio	2	50
Distribuidor de vídeo	2	14
Divisor ativo de freqüências	5	17
EQUIN (amplificador de potência) — I	5	53
EQUIN (amplificador de potência) — II	esp.	37
Equalizador paramétrico	3	19
Limpeza de aparelhos de videocassete	2	45
"Maquiador" de áudio	esp.	85
Memórias CCD de vídeo	esp.	107
O caso da falha no sistema de som	3	28
O vídeo de 8 mm	4	12
PRECO (pré + controle remoto) — I	5	46
PRECO (pré + controle remoto) — II	esp.	25
Transforme seu TV num monitor	2	17
Usando o equalizador	4	48

computadores & microprocessadores		
A interface RS 423	3	34
A leitura dos códigos de barras	5	25
Barramento E/S universal	esp.	73
Códigos de barras	4	29
Copiador de EPROMS	esp.	15
Decodificando endereços	3	57
Detector de conteúdo p/ fitas magnéticas	4	28
Expansão de EPROMS	1	20
Expansões MSX — 1ª parte	5	33
Expansões MSX — 2ª parte	esp.	79
Expansões para a linha Sinclair	4	63
Gravador de cassetes digital	1	55
Inteligência artificial	3	45
Interface p/ máquinas de escrever eletrônicas	1	50
O computador Josephson	esp.	48
Placa de controle com triacs	3	49
Placa universal de memória	2	57
Simulador da CPU Z80	2	40
Sinais "limpos" para o ZX81	5	65
Temporização de memória	esp.	103
Testador de disquetes	esp.	71
Transforme seu TV num monitor	2	17
Transmissão de dados por telefone	esp.	11

fotografia		
As câmeras de controle eletrônico	5	11
Fotômetro para flash	1	44
Temporizador para fotografia	3	54

montagens diversas		
Economizador de lâmpadas	2	36
Luzes progamáveis	esp.	93
Mais vida ao ferro de soldar	1	26
Placa de controle com triacs	3	49
Relé de estado sólido	4	19
Seletor multicanal	3	41
Temporizador para fotografia	3	54

medição, teste & bancada	rev. nº	página
Analisador de áudio	4	41
Avaliador de pilhas e baterias	5	51
Capacímetro digital	1	29
Conversor duplo traço p/ osciloscópio	2	10
Fonte simétrica (±18 V/±1 A)	esp.	67
Fotômetro para flash	1	44
Gerador de funções	4	34
Ponte de medida RLC	1	13
Simulador da CPU Z80	2	40
Telefase	3	36
Testador de disquetes	esp.	71
Testador digital diferente	3	32
Verificador digital múltiplo	1	64

tecnologia & informação		
As câmeras de controle eletrônico	5	11
A leitura dos códigos de barras	5	25
Capacitores eletrolíticos	esp.	33
Conversão A/D e D/A	2	24
Códigos de barras	4	29
Eletrônica no automóvel	3	11
Informações sobre soldagem e circuitos impressos	5	60
Os motores de passo	5	39
O XR2206 no gerador de funções	4	24
Proteção de circuitos com varistores	1	61

digitais		
Compatibilização entre famílias lógicas	1	21
Desacoplamento em circuitos digitais	3	38
Lógica de arranjos programáveis	1	36
Novos integrados CMOS de alta velocidade	2	29
Portas OU e NOU exclusivas	4	22
Testador digital diferente	3	32
Verificador digital múltiplo	1	64

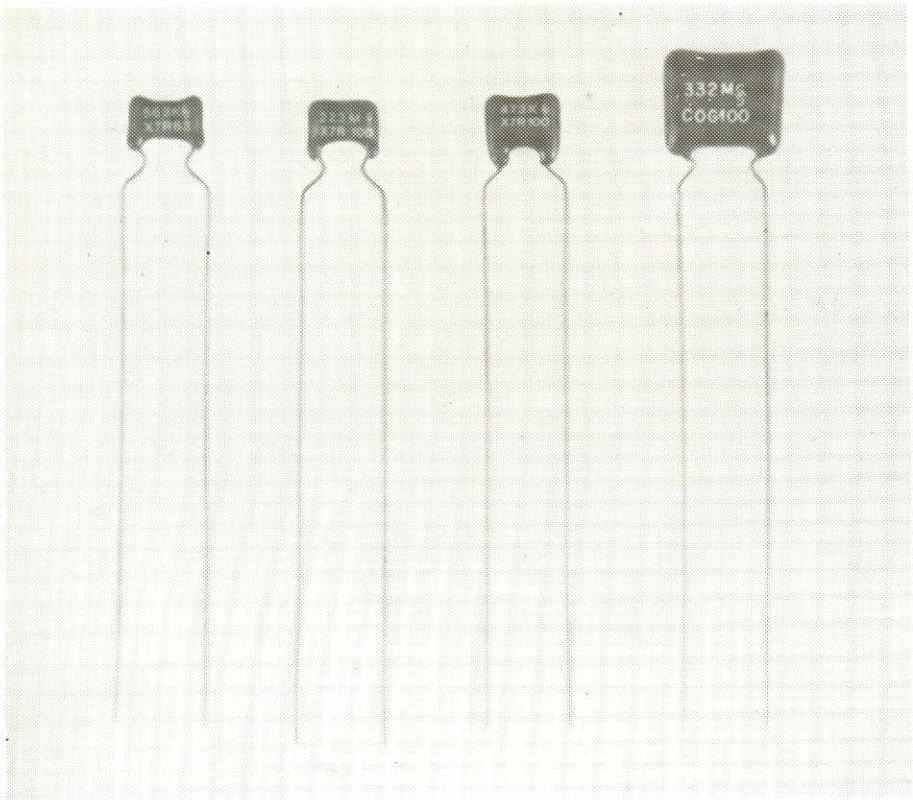
dicas práticas		
Baluns para TV	esp.	56
Compatibilização entre famílias lógicas	1	21
Como simular indutores	esp.	21
Desacoplamento em circuitos digitais	3	38
Informações sobre soldagem e circuitos impressos	5	60
Limpeza de aparelhos de videocassete	2	45
O caso da falha no sistema de som	3	28
Usando o equalizador	4	48

erratas		
Fotômetro para flash (nº 1, pág. 46)	2	66
Gravador de cassetes digital (nº 1, pág. 59)	2	66
Mais vida ao ferro de soldar (nº 1, pág. 28)	2	66

Mais teclados no mercado

Quatro novos teclados profissionais foram lançados pela Metalma, utilizando a tecnologia de chaves indutivas. São eles: o TI 28 I, de no máximo 28 chaves, inteligente, voltado para aplicações nos setores de automação bancária, comercial e controle de processos, permitindo (mediante alterações na EPROM e legendas), aplicação em caixas registradoras e terminais de transferências de fundos; o TI 90 I, de no máximo 90 chaves, inteligente, de uso geral; o TI 123 I, de no máximo 123 chaves, inteligente, para a linha de terminais Elebra; e o TI 97 I, com 97 chaves, também inteligente, e compatível com o IBM PC-AT.

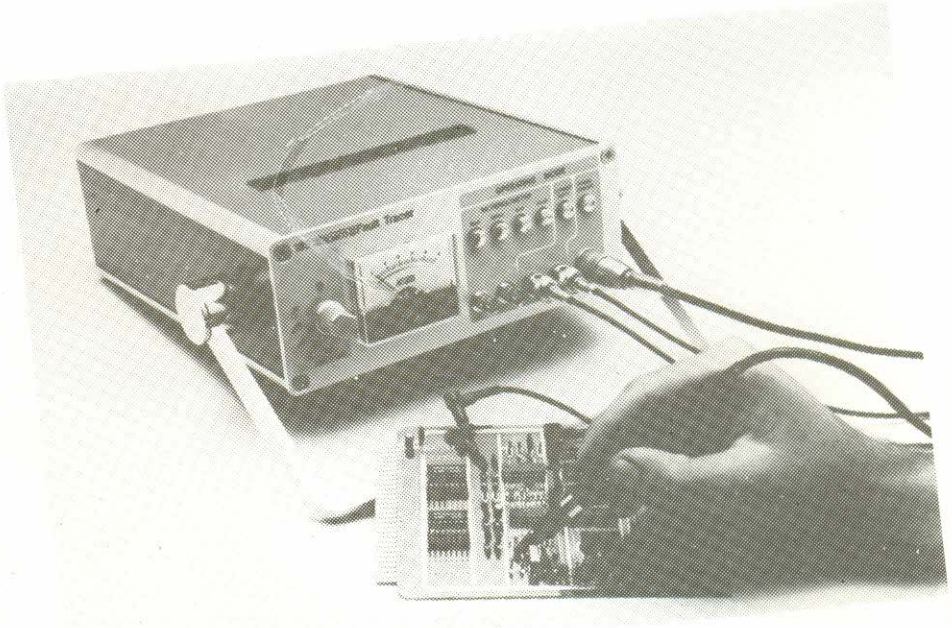




Capacitor nacionalizado

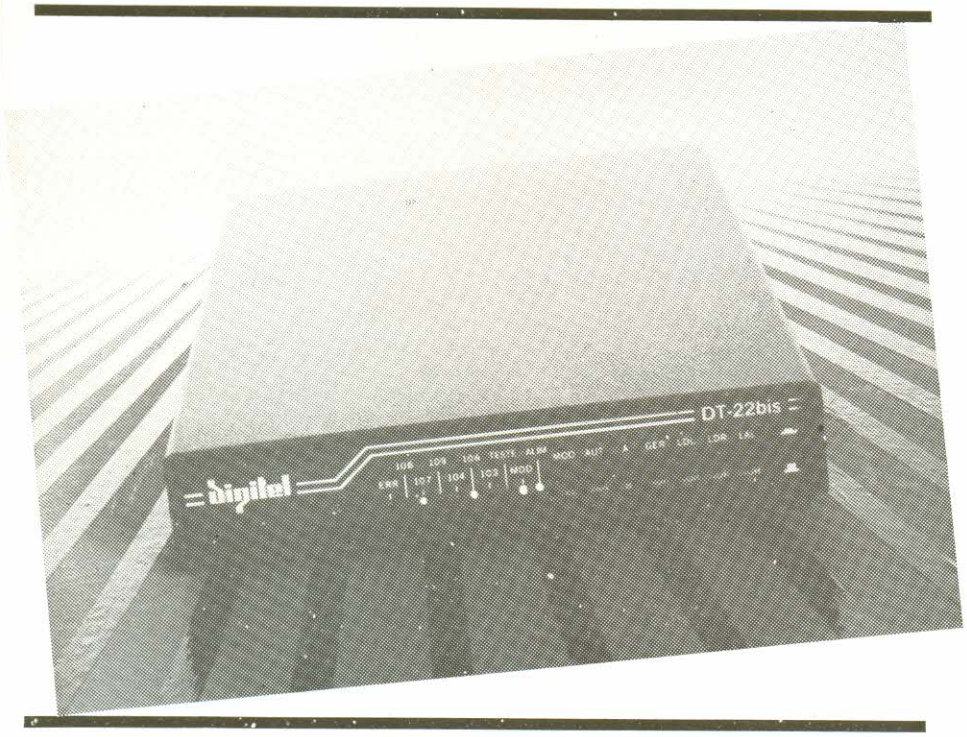
O capacitor cerâmico multicamada é muito utilizado nas áreas de telecomunicações e informática, para o desacoplamento de memórias, compensação de temperatura em circuitos eletrônicos, acoplamento e filtragem em circuitos de radiofrequência e na supressãao de interferências eletromagnéticas em baixas tensões. Suas principais características são a grande resistência de isolação, as baixas perdas, a indutância reduzida, a elevada capacidade por unidade de volume e a grande estabilidade de capacitância. A Coelma Indústria de Componentes Eletrônicos acaba de naionalizar esse componente, utilizando tecnologia da Siemens alemã. Ele pode ser encontrado em três séries (COG, X7R e Z5U), com tensões de 63 e 100 V.

Testador para circuitos impressos



Visando a inspeção de placas nuas e a localização de falhas em placas montadas, está sendo lançado pela Ábaco Sistemas de Informações o Localizador de Falhas 1851. Entre outros recursos, esse equipamento permite: detectar trilhas em curto; localizar, na trilha, o ponto em curto (em trilhas visíveis ou não); localizar curtos na alimentação; individualizar trilhas interrompidas e o ponto exato do circuito aberto; localizar capacitores em curto.

O aparelho fornece ao operador indicações visuais e auditivas da direção das falhas. Tais indicações são geradas por sinais injetados nas trilhas e identificadas por ponteiras sensoras.



Novo modem nacional

É o DT 22 BIS, da Digitel, totalmente desenvolvido no país. Trata-se de um modem de alta velocidade, incluindo processamento digital dos sinais, capaz de operar nas modalidades síncrona ou assíncrona: atua, além disso, a 2400 bps, na modalidade dúplex, com *fall-back* para 1200 bps, sendo extremamente eficiente para transmitir dados via rede discada.

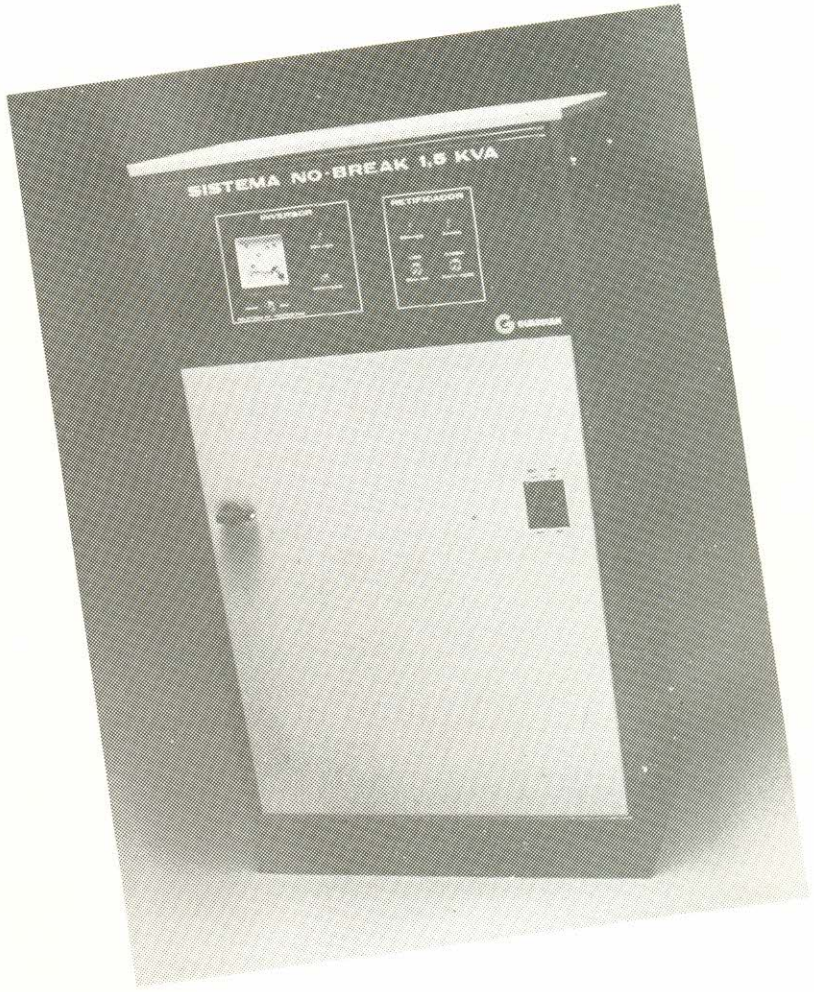
O DT 22 BIS é monoplaca e possui chamada automática, permitindo ao usuário realizar a discagem através de *software* ou pelo teclado do terminal. Aceita alimentação em 110 e 220 Vca. A empresa afirma já ter vendido um lote de 600 unidades de seu modem ao Bradesco, numa das maiores transações do ramo, no mercado brasileiro.

Alimentação contínua para informática

O Geratron, da Guardian Equipamentos Eletrônicos Ltda., é um fornecedor eletrônico de energia, de funcionamento automático, que passa a suprir os equipamentos quando a tensão da rede sobe ou desce além dos limites tolerados. Ele é capaz de fornecer energia por várias horas, dependendo do consumo.

Ideal para a alimentação de micros compatíveis com o IBM-PC, ele pode alimentar mais de um computador e vários periféricos. Pode ser conectado também a caixas registradoras, terminais financeiros, PDVs, sistemas de segurança, máquinas de telex e quaisquer aparelhos alimentados por CA. Possui, além disso, dispositivos e proteção e comandos manuais e sua caixa é feita em fibra de vidro, nas cores bege ou cinza.

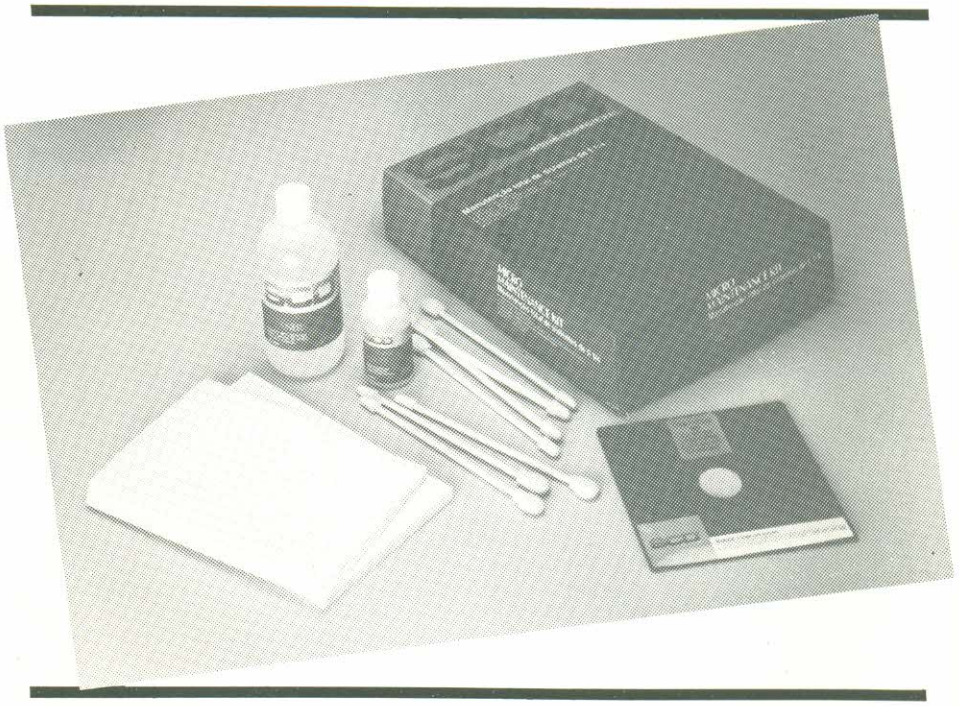
Simultaneamente, a Guardian está lançando um sistema *no-break* para 1,5 kVA, o modelo LE-1500E, com todas as características para o fornecimento de energia estável e ininterrupta para microcomputadores, PDVs e terminais bancários. A recarga de sua bateria, que pode ser até do tipo automotivo, é feita sem o desligamento do consumidor. Outras características básicas são: alimentação de 110//220 Vca ± 15%, em 50 ou 60 Hz, e sensores de proteção contra sobrecarga e uso indevido.

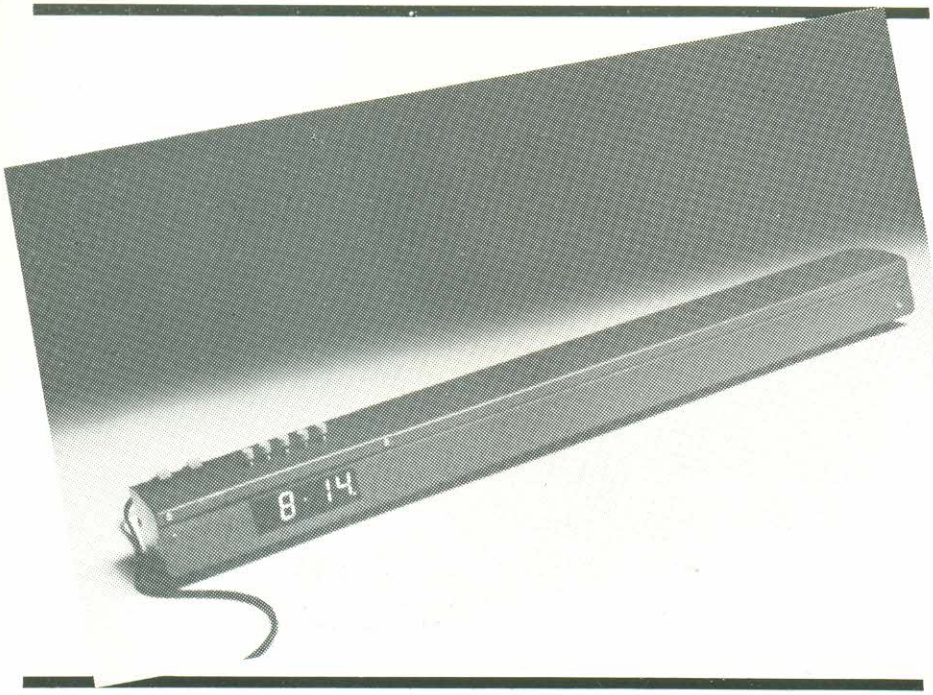




Limpeza profissional para micros

Para o usuário que deseja conservar bem seu micro e os vários periféricos, a Vector lançou um novo *kit* de limpeza específico para esses equipamentos, com preço em torno de 400 cruzados. Ele é composto de uma solução antiestática para vídeo, teclado e *rack* (*CRT cleaner*); líquido para a limpeza de cabeças magnéticas (*cleaning solution*); papel sem fiapos para a aplicação das soluções e remover excessos de sujeira; bastões especiais, para a limpeza das teclas; e disquetes de limpeza, no tamanho de 5", feitos em papel sem fiapos, revestidos com resina antiestática, que podem ser usados até 15 vezes.





Apagamento prático de EPROMs

Esta é uma novidade que irá interesasar aos que trabalham com produtos contendo memórias EPROM, tais como videojogos, computadores, equipamentos de automação e telecomunicações. O apagador de EPROMs MW-25D, da Microway, é capaz de apagar até 25 memórias simultaneanmente, funciona tanto em 110 como em 220 volts e é confeccionado em plástico de alto impacto, com alça para transporte.

Dispõe, além disso, de um temporizador com *display*, programável entre 1 e 59 minutos, de um alarme auditivo, de chave de segurança contra exposição do usuário à luz ultravioleta e de um LED indicador da operação do fusível. Pesa cerca de 2 kg e dispende 20 minutos, em média, no apagamento das memórias.

SONORA INFORMÁTICA Ltda.

REVENDEDOR AUTORIZADO ZIROK VIDEOSAT II

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

Manuais de instalação

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

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



ASSINE ELEKTOR

Cx. Postal: 4861 — CEP: 01051 — São Paulo SP.



GERADOR — CALIBRADOR
PARA FM — ESTEREO.

VOYER

NAS BOAS CASAS DO RAMO.
VOYER ELETRÔNICA LTDA.
FONE: (011) 940-0446

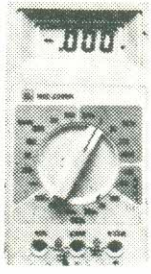
PROGRAMADOR DE EPROM



Apple/P.C. ultra rápido.
TECLADO P.C.
I.C. TESTE identifica códigos originais
74XXX/74LSXXX/74SXXX/74HCXXX/
CD4OXXX/CD45XXX
DETECTOR DE TELEFONE GRAMPEADO

VOTRAX
Votrax Eletrônica Ltda
R. José Neves, 181 — SP — tel. 522.8341

MULTÍMETRO DIGITAL MIC 2200 A



PREÇO

Caracteristicas
- 31/2 DIGITOS LDC
- 1000 VDC EM 5 ESCALAS
- 750 VCA EM 2 ESCALAS
- 20 MHoms EM 6 ESCALAS
- 10A EM 6 ESCALAS: 850V

Filcril
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

PEDIDOS POR REEMBOLSO
CAIXA POSTAL 1820
SÃO PAULO — SP

mini anúncios

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

— Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;

— Os textos devem ser **breves e concisos**, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;

— Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;

— A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;

— Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Conserto micros da linha Apple e vendo Macintosh com impressora. Ailton de Oliveira, fone: (011)701-8427.

Vendo: multímetro digital marca Engro, modelo MD820 e várias peças para eletrônica em geral. Fone: (011) 205-9281, com Roberto.

Radioamador, PX ou SWL: conheça o guia de antenas DX. Listagem por computador, c/ dados calculados para mais de 600 locais do mundo, com base na localização geográfica. Informações c/ Erwin Hübsch Neto (PY2 RNJ), caixa postal 90, S. Bernardo do Campo, SP, CEP 09700; fone: (011) 458-9645.

Desejo corresponder-me com todos os leitores da revista Elektor, para troca de idéias e informações. Aparecido F. Cotrin, caixa postal 5059, Campinas, SP, CEP 13031.

Conversão PAL-g/PAL-m: quero contatos com pessoas que façam a conversão de um micro ZX Spectrum (inglês) para o sistema PAL-m: José Roberto C. Ciola, R. Isolhete A. S. Aranha, 33/31, Campinas, SP, CEP 13010; fone (recados): 32-2784.

Spectrum Club: clube de usuários do TK90X; informações com Marcos R. Scomparim, à R. José Mortari, 247, Ribeirão Pires, SP, CEP 09400.

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

CURSO

ELETRO-ÓTICA

FIBRA-ÓTICA

— **Introdução**
— **Avançado**
— **Industrial**

LASER

— **Introdução**
— **Avançado**
— **Industrial**

— Corpo docente universitário
— Apostilado
— Recursos áudio-visuais
Solicite os curriculuns horários e preços dos cursos

— Turmas abertas
— Turmas fechadas (sob consulta)
— Treinamento industrial (sob consulta)

Informações: UNICS — Pça. da Liberdade, nº 262
2º andar — Tel.: 270-8824 - Em frente ao Metrô Liberdade

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO



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

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

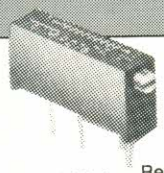
MEGABRÁS - INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780
Fone: (011) 511-9888 - São Paulo - SP

DATA-EX

COM O KNOW-HOW DA

BOURNS

É A PRIMEIRA FABRICANTE DE POTENCIÔMETROS DO BRASIL



TRIMPOT 15 VOLTAS

REF 3006P-1	Resist (OHMS)	REF. 3006P-1	Resist. (OHMS)
100	10	203	20K
200	20	253	25K
500	50	503	50K
101	100	104	100K
201	200	204	200K
501	500	254	250K
102	1K	504	500K
202	2K	105	1M
502	5K	205	2M
103	10K		



TRIMPOT 1 VOLTA

REF. 3386F-1	Resist (OHMS)	REF. 3386F-1	Resist. (OHMS)
100	10		
200	20	203	20K
500	50	253	25K
101	100	503	50K
201	200	104	100K
501	500	204	200K
102	1K	254	250K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



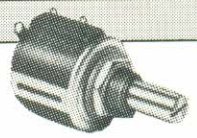
TRIMPOT 25 VOLTAS

REF 3296W 1	Resist (OHMS)	REF 3296W 1	Resist (OHMS)
100	10	203	20K
200	20	253	25K
500	50	503	50K
101	100	104	100K
201	200	204	200K
501	500	254	250K
102	1K	504	500K
202	2K	105	1M
502	5K	205	2M
103	10K	505	5M



TRIMPOT 1 VOLTA

REF 3359P-1	Resist (OHMS)	REF 3359P-1	Resist (OHMS)
101	100	203	20K
201	200	503	50K
501	500	104	100K
102	1K	204	200K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



TRIMPOT 10 VOLTAS

REF 3590S-1 -X-	TOLERÂNCIA %	Resist (OHMS)
-201	0,039	200
-501	0,033	500
-102	0,029	1K
-202	0,023	2K
-502	0,025	5K
-103	0,020	10K
-203	0,019	20K
-503	0,013	50K
-104	0,009	100K

A TITRONIX, A SUA MAIOR DISTRIBUIDORA, COLOCA SEU GRANDE ESTOQUE A SERVIÇO DO ATENDIMENTO PERSONALIZADO DE SEUS CLIENTES.

titronix

TITRONIX ELETRÔNICA LTDA
R. Dr. Eurico Rangel, 40
Tel. (011) 543-4766 Telex (011) 31889
Cep 04602 Campo Belo SP.

FILCRIL

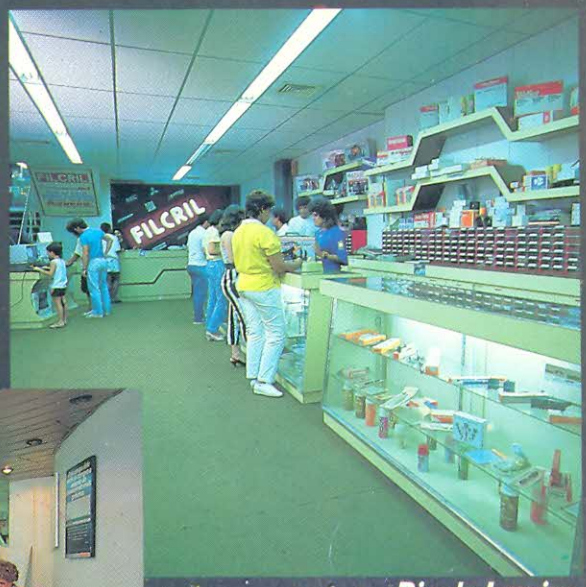
O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multímetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.

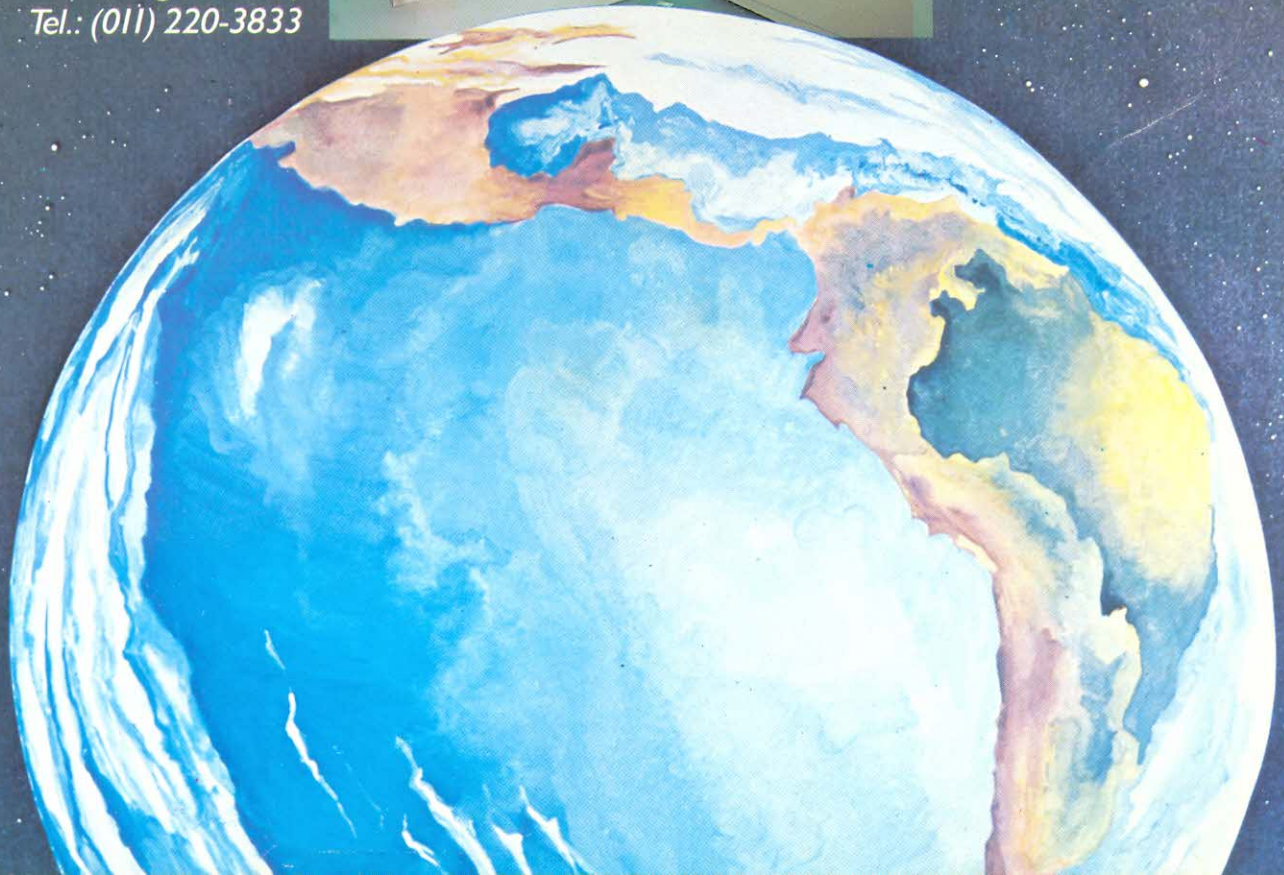




Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399



SOM EM ALTA FIDELIDADE NOVIK para você montar



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

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

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

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

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

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

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

GRÁTIS!!

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

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

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK

