

Nº 4
Outubro
1986

elektor

Cz\$ 25,00

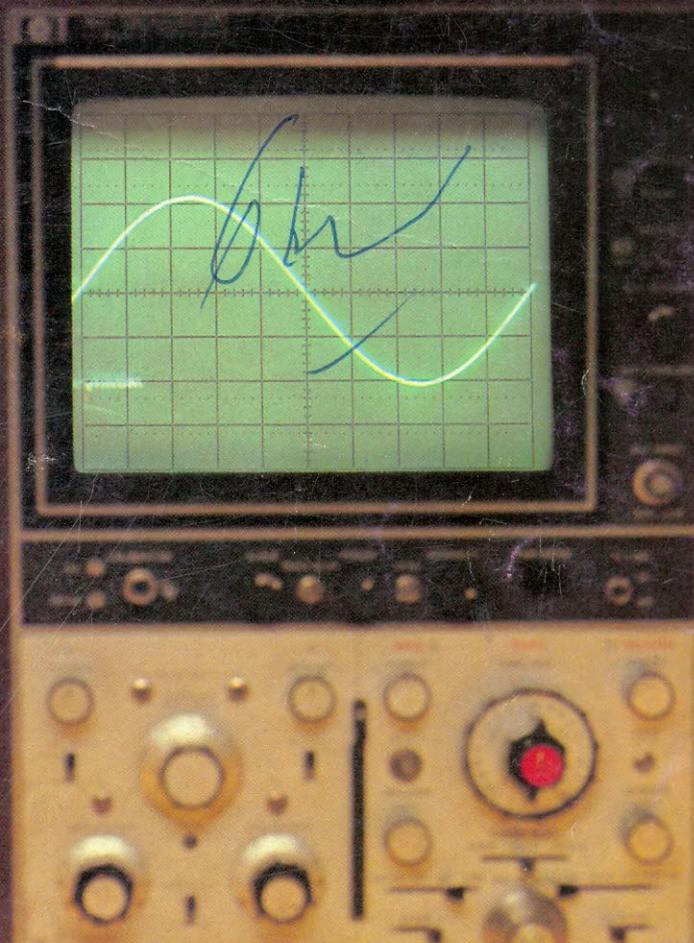
eletrônica

**Gerador de
funções**

0 vídeo de 8mm

**Usando o
equalizador**

**Expansões para
a linha Sinclair**



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, capacitímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

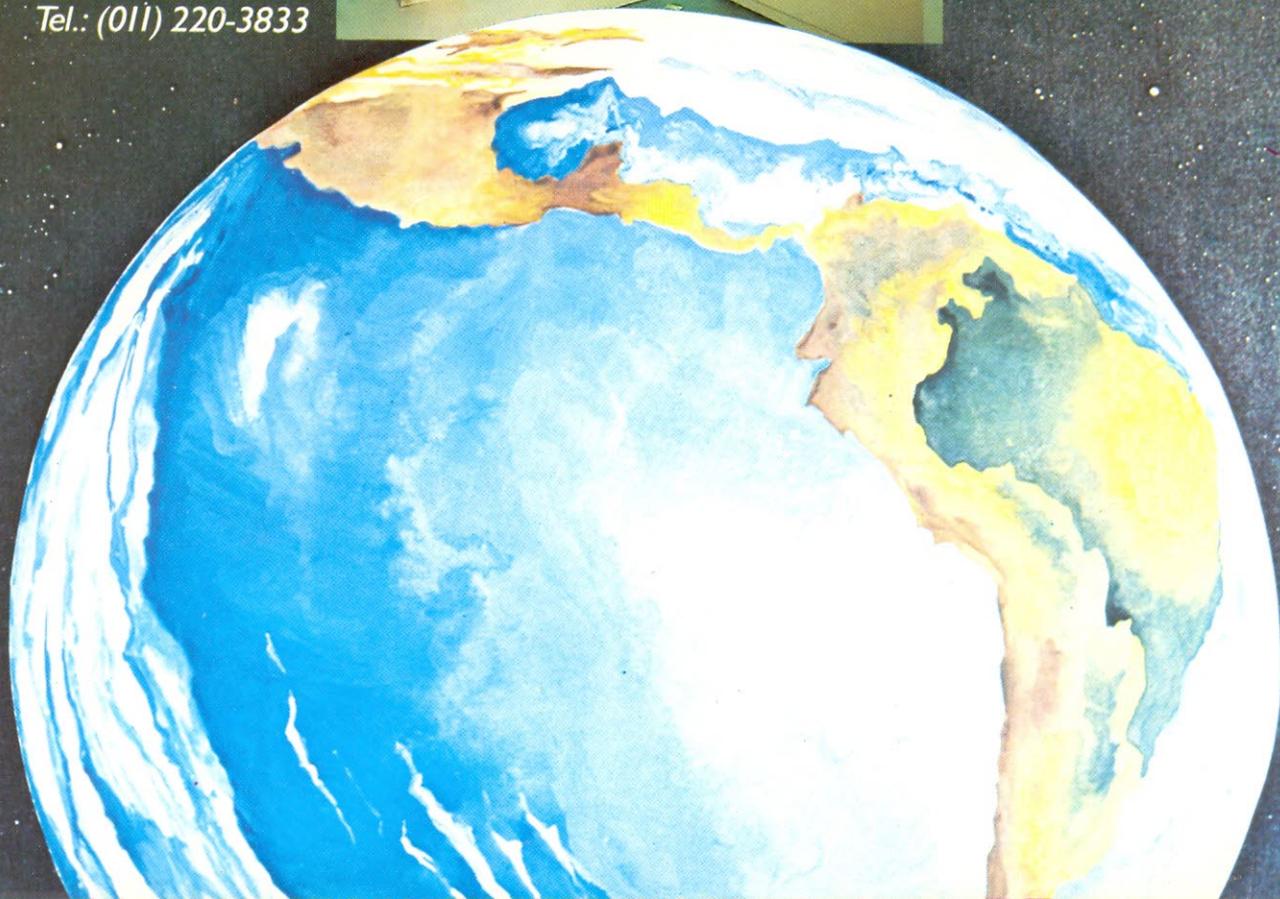
Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.



*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



INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio	7
Mini-anúncios	8
Teletipo	9
Selektor	11

TECNOLOGIA

O vídeo de 8 mm	12
Será que ele vai ser mesmo o sistema de reprodução de imagens do futuro?	
Portas OU e NOU exclusivas	22
Embora menos conhecidas que as demais portas lógicas, elas são muito versáteis; aqui, algumas possibilidades de aplicação.	
Códigos de barras	29
Descubra porque uma simples seqüência de traços não é tão simples como parece.	

MONTAGENS

Relé de estado sólido	19
Uma alternativa aos relés eletromagnéticos, ideal para cargas ôhmicas de até 600 W, alimentadas pela rede.	
Detector de conteúdo para fita magnética	28
Um circuito que informa instantaneamente se os seus programas foram ou não registrados pelo gravador.	
Gerador de funções	34
Ondas senoidais, quadradas e triangulares entre 1 Hz e 110 kHz, com precisão semiprofissional, a um custo bem mais em conta.	
Analisador de áudio	41
Elemento indispensável para a correta equalização de ambientes e equipamentos de som.	
Expansões para a linha Sinclair	63
Dedicado à família de micros ZX (ou TK), esse artigo mostra como você mesmo pode confeccionar ampliações, com vantagens.	

APLICAÇÕES PRÁTICAS

O XR2206 no gerador de funções	24
Veja como esse "velho" CI teve seus pontos fortes enfatizados e os fracos minimizados, produzindo um instrumento simples e eficiente.	
Usando o equalizador	48
Uma extensa matéria que diz, de uma vez por todas, como realmente usar um equalizador. Bom apoio para o equalizador paramétrico (Elektor nº 3) e para o Analisador de Áudio, desta edição.	



Eis aqui um gerador de sinais que não é apenas "mais um" instrumento de bancada. Suas características impõem respeito aos técnicos e hobistas mais exigentes, não ficando nada a dever a muitos aparelhos comerciais equivalentes — com a vantagem adicional de custar mais barato. O projeto resultou bastante simplificado, graças à utilização de um CI dedicado — o XR2206 — cujos pequenos inconvenientes foram eliminados através de um circuito de apoio. Todo esse processo de "aperfeiçoamento" do integrado foi tratado num artigo à parte ("O XR2206 no gerador de funções"), que é uma verdadeira aula de projeto, relacionando cada um dos defeitos encontrados e os ajustes correspondentes.

elektor
eletrônica

Elektor — edição brasileira

Ano I, Número 4, Outubro 1986

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

Redator — chefe da

edição internacional: Paul Holmes

Redação internacional: E. Krempelsauer,

H. Baggen, A. Dahmen, R. Day, I. Gombos,

P. Kersenmakers, R. Krings, P. von den Linden,

G. McLoughlin, D. Mayer, G. Raedersdorf,

J. van Rooij, G. Scheil, L. Seymour,

T. Wijffels.

Laboratório: K. Walraven, J. Barendrecht,

G. Dam, K. Diedrich, G. Nachbar, A. Nachtman,

A. Sevriens, J. Steeman, P. Theunissen

Printed in Brasil

Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij

Elektuur B. V. (Beek, NL)

1986 Publitron Publicações

Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

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

Direitos de reprodução:

Elektuur B. V., 6190 AB Beek(L), Holanda

Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelt, R.F.

de Alemanha

Glentop Publishers Ltd. London EN5 1ED,

Inglaterra

Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, França

Elektor, Karaisaki 14, Voula, Atenas, Grécia

Elektor Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane,

Bombaim, União Indiana

Ediciones Ingelek S.A., Pza Republica del

Ecuador, 2, 1º A y B, 28016 Madrid, Espanha

Elektor, Rua D. Estefânia, 32 — 1º, 1000

Lisboa, Portugal

Composição e Fotolito
GAZETA MERCANTIL

Impressão

DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição



Abril Cultural 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 k Ω = 2700 Ω

3,3 M Ω = 3 300 000 Ω

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 μ F = 10^{-8} F = 10 000 pF.

Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas

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

Utilização de U e não de V

Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt". Por exemplo, escrevemos $U_B = 10$ V 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 explícita dessa proteção.

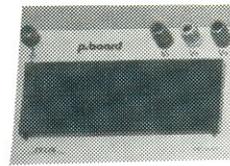
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

p.board

Placa para experiência de projetos eletrônicos

CELIS

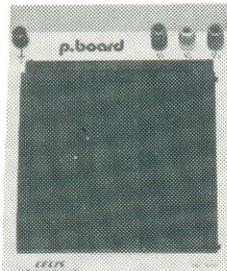
DEIXE SUA CRIATIVIDADE FAZER TODO TIPO DE EXPERIÊNCIA ELETRÔNICA



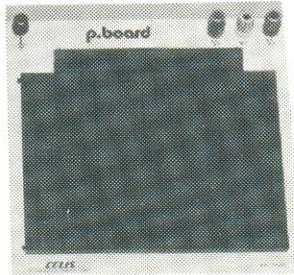
PBC 06300 349,13



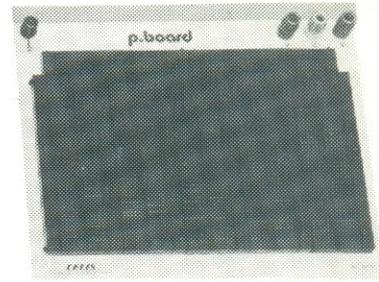
PBC 12400 607,29



PBC 18100 854,62



PBC 24400 1.106,81



PBC 30700 1.495,66

Modelo/Características	PBC 0600	PBC 12400	PBC 18100	PBC 24400	PBC 30700
Capacidade C.I. (Base soquete 14 pinos)	6	12	24	18	30
Terminais	126	248	488	362	614
Pontos de contato	630	1.240	2.440	1.810	3.070
Módulo duplo PBC 47003	1	2	4	3	5
Módulo simples (Longo) BC 08011	2	3	7	5	6
Módulo simples (Curto) PBC 06007	0	1	0	0	4
Base de alumínio (Dimensão em mm)	100x150	115x190	200x200	160x190	200x245
Bornes	4	1	4	4	4

ATENDIMENTO POR REEMBOLSO

Modelo/Características	PBC 47003	PBC 08011	PBC 06007
Capacidade C.I. (Base soquete 14 pinos)	6	—	—
Terminais	94	16	12
Pontos de Contato	470	80	60
Módulos (Dim. em mm)	33,5x134	9,2x134	9,2x104

Características:

- Base de alumínio anodizado.
- Corpos em termoplástico preto (Cor branca sob consulta)
- Pontos de contato por terminal:5.
- Contatos em bronze fosforoso com acabamento niquelado.
- Acabamento prateado, dourado ou contatos em alpaca (sob consulta).
- Espaçamento entre contatos: 0,1" - 2,54mm
- Tolerância de inserção: ± 22 a 30 AWG
- Resistência do contato: $\leq 1m\Omega$ à 1KHz

Obs.: Poderão ser fornecidos contatos avulsos em embalagens de 10 tiras com 8 módulos de contatos cada. Cada tira: **Cz\$ 8,60.**



PBC 47003 128,12

PBC 08011 26,66

PBC 06007 22,07



FILCRIL

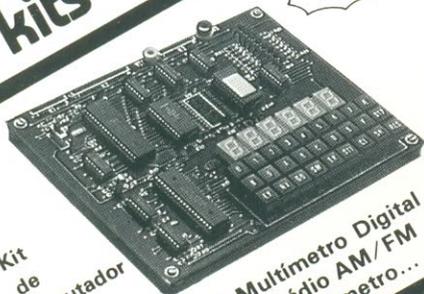
Rua Santa Ifigênia, 480 Tel. (011) 2203833
Cep 01207 São Paulo — SP

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!

Nome _____
Endereço _____
Bairro _____
Cidade _____ Estado _____ CEP _____
Curso de: _____
Desejo receber, gratuitamente, o catálogo ilustrado do _____
indicar o curso desejado

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 FM's, Alta Fidelidade, Stereo, 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

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 - 2º - cj. 208 - SP
CEP 01317 - Fone: (011) 36-7597

**ESTE ESPAÇO
PODERIA SER
OCUPADO PELA
SUA EMPRESA**

PUBLICIDADE
fone: 229-8688

IC MASTER 1986 - 2 VOLUMES
Preço Cz\$ 3.900,00

MANUAIS

ANALOG DEVICES - DATA ACQUISITION DATABOOK - 2 VOLUMES - 1984 ..	850,00
FAIRCHILD - FAST DATA BOOK - 1985 ..	600,00
INTEL - MICROSYSTEMS COMPONENTS HANDBOOK - 2 VOLUMES - 1986 ..	1.250,00
INTERSI - COMPONENT DATA CATALOG - 1986	600,00
MOTOROLA - MECL SYSTEM DESIGN HANDBOOK - 1983	120,00
NATIONAL - INTERFACE BIPOLAR LSI BIPOLAR MEMORY PROGRAMMABLE LOGIC DATABOOK	600,00
- LINEAR SUPPLEMENT DATABOOK - 1984	350,00
- MOS MEMORY DATA BOOK - 1984	300,00
PHILIPS - INTEGRATED CIRCUITS Book ICO6N - High-Speed CMOS PC74 HC/HCU Logic Family - 1986	280,00
Book ICO6N - ECL and 10K and 100K Logic Families - 1984	120,00
Book IC11N - Supplement to Linear LSI - 1986	95,00
Book IC14N - Microprocessors, Microcontroller and Peripherals Bipolar, MOS - 1985 (New Series)	280,00
PHILIPS - SEMICONDUCTORS Book S2a - Power Diodes - 1985	120,00
Book S2b - Thyristors, Triacs - 1985 ..	100,00
Book S5 - Field-Effect Transistors and Modules - 1984	85,00
Book S7 - Surface-Mounted Semiconductors - 1984	120,00
Book S10 - Wideband Transistors and Hybrid IC Modules - 1985	100,00
Book S11 - Microwave Transistors - 1985	90,00
Book S12 - Surface Acoustic Wave Devices - 1984	60,00
Book S13 - Sensors	80,00
RCA - CMOS INTEGRATED CIRCUITS - 1983	600,00
- LINEAR INTEGRATED CIRCUITS AND MOSFETs - APPLICATIONS - 1983	495,00
TEXAS - HIGH-SPEED CMOS LOGIC DATA BOOK - 1984	500,00
- THE TTL DATA BOOK - VOLUME 2 - 1985	375,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES E CIRCUITOS INTEGRADOS TABLAS UNIVERSALES TOWERS PARA SELECCION DE TRANSISTORES - 3ª Edición - Towers	300,00
TOWERS' INTERNATIONAL TRANSISTOR SELECTOR - 3rd Edition - Towers	598,50
10.000 TRANSISTORES - Características y Equivalencias - Estrada	240,00
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS - 9ª Edición - Muiderkring	144,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Seitz	240,00
2000 TRANSISTORES FET - Características - Equivalencias-Aplicaciones-Estrada	168,00
DIODOS EQUIVALENCIAS - 4ª Edición - Muiderkring	156,00
TABLAS DE CARACTERÍSTICAS Y EQUIVALENCIAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS (lineales) - Muller	480,00
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES EQUIVALENCIAS CON DESIGNACION DE PATILLAS - Muiderkring	240,00
TOWERS' INTERNATIONAL DIGITAL IC SELECTOR - Towers	518,70
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES TTL - PARTE 1 - Série 7400-74139 con Equivalencias	240,00
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES TTL - PARTE 2 - Série 74141-74298 con Equivalencias	240,00

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) 222-9477 Caixa Postal 30.869

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.

INTERFACE PARA MÁQUINA ELETRÔNICA

Sendo um leitor antigo da revista Elektor Electronics na sua versão inglesa e tendo casualmente encontrado um exemplar de seu primeiro número em português, gostaria de parabenizá-los pela iniciativa, pois trata-se de uma das mais conceituadas publicações do gênero (...)

Interessei-me, especialmente, pelas informações veiculadas acerca da montagem de uma interface para conexão entre o micro e a máquina de escrever eletrônica. Sendo eu possuidor de um CP 400 II color e de uma Praxis 20, gostaria imensamente de montá-la. Como poderia adquirir a placa de circuito impresso e, principalmente, as memórias já gravadas? Como poderia ter certeza de que ela funcionaria nesse caso? Ela funcionaria também no caso de um TK 85 e de uma Praxis 20?

Finalizando, gostaria de sugerir que publicassem em português a matéria sobre o mixer portátil, publicado nas edições de abril, maio e junho da versão inglesa.

Paulo Marcio R. Enes
Rio de Janeiro — RJ

Venho parabenizá-los por essa grande revista que é a Elektor; nunca li nada igual sobre eletrônica. Gostaria de saber sobre a interface para máquinas de escrever eletrônicas: esse artigo foi escrito para profissionais em eletrônica? Isto porque milhares de pessoas, como eu, que têm um computador em casa, têm loucura para adquirir uma impressora; mas como vocês dizem, realmente é muito cara.

A interface é uma boa sugestão, mas o artigo deveria vir com maiores detalhes, para que pessoas com pouca prática pudessem montá-la. Gostaria também, se possível, que me enviassem maiores detalhes sobre o tipo de máquina eletrônica em que posso utilizá-la. Só posso adquirir uma usada, por causa do preço.

José Renato de Moura
Salvador — BA

Já havíamos comentado sobre essa interface na seção de cartas da última edição, mas achamos conveniente voltar ao assunto, para esclarecer mais alguns pontos. Em primeiro lugar, é inevitável que uma série de montagens publicadas pela Elektor seja voltada para profissionais ou amadores mais experimentados — tanto pelo próprio nível da revista como pela complexidade inerente a certas áreas da eletrônica, como é o caso da informática.

A interface para máquinas de escrever eletrônicas é um exemplo típico. Exige conhecimento de hardware e software do computador utilizado e também da máquina de escrever (que, no caso brasileiro, é a Praxis 20, da Olivetti, única máquina eletrônica portátil do mercado). Ela poderia, em princípio, ser acoplada a qualquer computador através da interface, mas recomendamos primeiro uma consulta ao seu esquema e, eventualmente, ao próprio fabricante ou a uma assistência técnica autorizada.

Quanto às placas das montagens Elektor, elas já estão sendo vendidas pelo comércio especializado; consulte os anúncios de cada edição da revista para informar-se sobre o assunto. As EPROMs gravadas ainda não estão sendo oferecidas, mas já estamos estudando uma forma de solucionar o problema, também por acordos com as lojas de eletrônica.

Por fim, Paulo, recebemos vários pedidos sobre o mixer portátil, além do seu, e já estamos planejando sua publicação para breve. Não antes, porém, que tenhamos pesquisado o mercado e garantido a existência dos componentes no Brasil.

PEDIDOS E SUGESTÕES

Venho parabenizá-los pela publicação de Elektor Eletrônica e desejo saber como adquirir o primeiro nú-

mero, para que a coleção não fique incompleta (...)

Dagoberto J. de Oliveira
Rio de Janeiro — RJ

Tendo acabado de ler o primeiro número de vossa revista, quero parabenizá-los pela qualidade e objetividade no tratamento dos assuntos. Atendendo à vossa convocação de comentários, quero ressaltar o seguinte:

1. O Verificador Digital Múltiplo (nº 1, pág. 64) ficaria mais econômico e mais abrangente se, em lugar da fonte regulada, fosse utilizada a própria alimentação dos circuitos (...);
2. As placas de circuito impresso que, segundo anúncio da pág. 71, podem ser adquiridas na Filcrl, não têm tabela de referências com os respectivos preços;
3. As tabelas de componentes anunciadas pela Filcrl estão com itens cujos preços só podem ser obtidos sob consulta (...);
4. Na maioria dos artigos foi omitido o nome do autor.

Gostaria que me enviasse o nome do distribuidor de vossa revista aqui em João Pessoa, para o caso de perder um número nas bancas. Caso seja de seu interesse, poderei escrever uma série de artigos sobre órgãos eletrônicos (...)

Marcos Tadeu C. da Cunha
João Pessoa — PB

Parabéns pelo lançamento da revista Elektor em nosso país. Gostaria de me informar como poderia receber alguns números dessa conceituada revista editada no exterior (...). Se a aquisição de vocês for impossível, a quem devo me dirigir para conseguir a importação por meios legais?

Zanoni C. da Silva
Recife — PE

Venho através desta parabenizá-los pelo lançamento da revista Elektor Eletrônica. Sem dúvida nenhuma, é a melhor revista de eletrônica do mercado.

Sou estudante de engenharia elétrica na Universidade Federal de Uberlândia e achei finalmente uma obra com nível e seriedade excelentes para acompanhar-me no curso, como um verdadeiro manual de consulta.

Tenho difundido bastante a revista aqui com os colegas e a aceitação é muito grande. Tanto a parte

teórica como prática são excelentes. Portanto, espero que Elektor continue sendo uma obra com a mesma seriedade adotada no início e que alcance, aqui, os méritos já conseguidos no exterior.

Ricardo Teixeira Leite
Uberlândia — MG

Reunimos todas essas cartas sob uma única resposta porque elas também levantam uma série de pontos interessantes sobre a Elektor brasileira e sua filosofia, que convém comentar e elucidar. Antes de mais nada, um recado a todos os que perderam o primeiro número: basta enviar um cheque nominal à Publitrone Publicações Técnicas Ltda., no valor de Cz\$ 27,00 (Cz\$ 2,00 cobrem as despesas postais), diretamente ao nosso endereço, que remeteremos a revista pelo correio.

Segundo recado: a edição brasileira da Elektor baseia-se integralmente (ao menos por enquanto) nos artigos publicados pela versão européia da revista. Claro que as matérias passam por um processo de

seleção, de acordo com o interesse dos leitores daqui e com a disponibilidade de componentes no comércio especializado. Por esse motivo, não temos condições de fazer circuitos "sob medida", atendendo a pedidos individuais; podemos, isto sim, consultar a extensa galeria de montagens já publicadas no exterior e adequá-las às necessidades de um número expressivo de leitores brasileiros.

Como já dissemos, respondendo ao Paulo e ao José, as placas Elektor já estão à venda em lojas de São Paulo e do Rio de Janeiro. A revista traz sempre anúncios dessas lojas, que oferecem as placas tanto no balcão como pelo reembolso. Quanto aos preços das placas nesses anúncios, já entramos em contato com as referidas lojas, que prometeram sanar logo o problema. Sobre os demais itens sem preço, sugerimos que você entre diretamente em contato com a loja, expondo seus argumentos.

A sugestão dada pelo Marcos, a respeito do Verificador Digital Múl-

tiplo, poderá ser aproveitada na prática; é preciso apenas ter certeza de que a corrente "puxada" pelo instrumento não vai sobrecarregar a fonte do circuito sob teste, ou causar interferências que perturbariam a própria análise. Esse e outros artigos onde não aparece o nome do autor foram realizados pela equipe redacional e de laboratório da Elektor holandesa; nesses casos, segundo o padrão da revista, a matéria é considerada "comunitária".

A revista Elektor estrangeira (especialmente a versão inglesa, que tem sido a mais difundida no Brasil) pode ser obtida junto a livrarias técnicas, que as importam diretamente de seus países de origem. Basta consultar as publicações de eletrônica (inclusive a Elektor brasileira) para informar-se sobre as livrarias existentes no país.

Agradecemos mais uma vez, enfim, ao Ricardo e a todos os leitores que têm nos incentivado, não esquecendo de colocar sempre algumas palavras de apoio em suas cartas de consultas ou sugestões.

Perdido no mundo da eletrônica?

Então aguarde o lançamento do Guia 87 do Comércio e Indústria Eletro-Eletrônicos. Ele vai circular juntamente com a edição de fevereiro do Jornal Microeletrônica, abrangendo tudo sobre produção, serviços e comercialização na área.

Mas além de consultá-lo, você e sua empresa também poderão estar presentes, com maior destaque. Estamos aceitando programações até 31/10/86. Basta ligar para (011) 229-8688 para ter todas as informações.

Guia 87 do Jornal Microeletrônica: bom para consultar, bom para anunciar.

Mini-anúncios

A revista **Elektor** estará aceitando, a partir da próxima edição, 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.

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

transferência de tecnologia.

Com esse recurso, as empresas nacionais de eletro-eletrônica e informática poderão acompanhar a tendência mundial rumo aos CIs dedicados, que oferecem inúmeras vantagens — entre elas, barateamento dos custos de produção, economia na área de circuito impresso e maior confiabilidade dos circuitos, além de uma sensível melhora no sigilo de projeto, através da "personalização" dos componentes. Os arranjos de portas lógicas permitem concentrar até 10 mil portas equivalentes (cada uma com 4 transistores) em cada integrado e são capazes de operar em frequências de até 70 MHz.

A Elebra já vem utilizando o LDS III no desenvolvimento de seus próprios CIs, como parte do plano de dominar todo o ciclo de fabricação — incluindo a difusão e o encapsulamento — a partir de 1989. Atualmente, além de oferecer o programa de desenvolvimento de CIs, ela também fornece toda a infraestrutura necessária para os projetos, tal como o próprio treinamento aos projetistas.

Programa de treinamento em informática

Desenvolvido pelo CEDEG — Centro de Ensino e Desenvolvimento Gerencial Ltda., ele se destina a auto-

didatas ou a profissionais que desejam atualizar seus conhecimentos. É formado por 17 módulos ou fascículos, sendo um introdutório, 12 sobre os vários aspectos da informática, tais como memória, equipamentos E/S, bancos de dados e programação, e 4 de apoio: "Planejamento em Informática", "Como Documentar uma Aplicação Computacional", "Guia do Comprador de Micros" e "Glossário de Termos Técnicos". Seus autores — Antonio Carlos de Azevedo Ritto e Gastão de Almeida Rocha — são professores da UERJ e consultores de várias organizações. Segundo o CEDEG, os pedidos podem ser feitos por telefone, através de um sistema denominado "Telemarketing"; basta chamar 580-0187 e 580-4790, no Rio, ou 223-9866, em São Paulo.

Lançado software para comando numérico

Software-house especializada em programas para automação industrial, a Promacon anunciou recentemente um pacote aplicativo dirigido à programação de máquinas-ferramenta acionadas por comando numérico. O pacote é composto por vários módulos, sendo que o primeiro deles (o chamado "processador") executa a interpretação geométrica da peça a ser usinada, independente-

mente das exigências de cada máquina-ferramenta. Esse processador é oferecido em três versões diferentes: ATP/T, para trabalho em tornos; ATP/2D, para operações em plano contínuo e ponto a ponto; e ATP/3D, para usinagens tridimensionais em contínuo.

O segundo módulo (o pós-processador) personaliza a aplicação, adequando os resultados padronizados do primeiro à máquina-ferramenta e à unidade de comando específica. Os demais módulos permitem a gravação do programa em disquete ou fita e sua transmissão para a memória do CN. Segundo a empresa, a implantação do sistema pode ser feita mediante uma estrutura mínima de equipamentos e periféricos, incluindo um micro de 16 bits compatível com o IBM-PC.

A Promacon fornece ainda outros programas especiais na mesma área, tais como *software* para máquinas de eletro-erosão ou para sistemas CAD/CAM. Ela oferece, também, serviços de desenvolvimento de programas, instalação de sistemas, treinamento de pessoal e demonstrações personalizadas.

CAD/CAM já tem equipamento nacional

A Comicro, empresa paranaense que lidera o mercado interno de sistemas CAD/CAM (projeto e pro-

dução apoiados por computador), apresentou uma estação de trabalho totalmente nacional durante a feira da Sobracon, em agosto. Usando tecnologia *VersaCAD*, da T & W Systems, o novo equipamento tem estrutura "monobloco", incorporando CPU, acionadores de discos, 2 monitores de vídeo, teclado e mesa digitalizadora no mesmo gabinete, deixando de fora apenas o plotador.

A integração de todos os elementos, segundo a empresa, permitiu embutir todos os cabos de interligação e garante maior simplicidade de instalação e manutenção, além de proteção contra ambientes insalubres. A Comicro acrescenta ainda que o lançamento deverá facilitar o acesso das indústrias brasileiras à tecnologia CAD/CAM, graças à redução de custos e à maior facilidade de obtenção do equipamento.

Fundada em 1982, a Comicro já conta com 70 estações de trabalho instaladas, junto a clientes como Petrobrás, Embraer, Philips, Singer, Metal Leve e Ford. Começou introduzindo o *software VersaCAD* no Brasil, para depois fabricar o *hardware* localmente, empregando a mesma tecnologia. Produz atualmente cerca de 15 estações por mês, devendo atingir as 50 unidades mensais quando a nova fábrica de Curitiba, inaugurada em setembro, estiver produzindo a todo vapor. Nesse ritmo, a empresa espera vender 500 estações até 1987.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Lançamentos Itautec na Feira da Informática

A 6ª Fil foi palco de vários lançamentos por parte das indústrias nacionais. Entre elas, uma das que mais apresentou novidade foi a Itautec, com nada menos que nove produtos lançados — entre os quais duas novas versões do I-7000, micro compatível com a família IBM-PC, um novo aparelho de fac-símile, uma estação gráfica e uma minicentral de vídeotexto.

Os dois microcomputadores são o I-7000PCxtII e o I-7000PCit, respectivamente compatíveis com o PCxt e o PC/AT, da IBM. Ambos são voltados para aplicações profissionais, aceitando, no mesmo gabinete, duas unidades de disquetes, duas de winchester e uma de fita tipo *streamer*, todas do tipo *slim*. O I-7000PCxt é uma nova versão do PCxt nacional, prevendo agora a maior modularidade; destina-se tanto às aplicações mais simples (processamento de texto e planilhas eletrônicas) como às mais complexas (bancos de dados, estações gráficas, sistemas multiusuários). O I-7000PCit é a verdadeira novidade; micro mais poderoso, emprega o processador 80286, da Intel, e um *clock* de 6 ou 8 MHz, sendo indicado para aplicativos com grandes volumes de dados — como sistemas de computação gráfica, sistemas multiusuários e redes locais.

O novo transceptor de fac-símile, denominado

IFAX 3021-DA, é o único no Brasil com discagem automática, segundo a Itautec. Esse recurso permite guardar até 25 números telefônicos, entre os mais usados pelo equipamento; além disso, dispõe de teclado próprio, dispensando o acoplamento de telefone. Compatível com os grupos 2 e 3 da CCITT, o equipamento permite a transmissão de qualquer documento formato A4, em 1 minuto, no máximo. Através de um visor de cristal líquido, fornece também posição sobre todas as operações executadas, incluindo nome, números discados, folhas emitidas, data e horário.

As duas versões de estação gráfica para CAD utilizam o micro I-7000PCxt, juntamente com um *software* específico, o CADTEC. As opções, então, são definidas de acordo com a resolução do monitor de vídeo, presença ou não de cores e periféricos — como mesas digitalizadoras e plotadores.

Por fim, a minicentral de vídeotexto também emprega um computador tipo I-7000PCxt, juntamente com o *kit* de vídeotexto; além disso, são necessários terminais para consulta, equipamento de edição e um concentrador para até 12 linhas telefônicas, para atender as chamadas dos terminais. Acrescentando-se uma unidade winchester de 10 MB, o sistema pode manipular um banco de dados de até 8 mil páginas de 1 kB, permitindo o cadastramento de 1000 terminais ou sistemas de edição. O lançamento

destina-se principalmente a pequenas e médias empresas, atuando como rede de teleprocessamento — ou seja, distribuindo informações a partir de um banco central de dados.

Hotbit e Expert já seguem o mesmo padrão

É o MSX-BR, que incorpora a BRASCII, norma de comunicação de dados recomendada pela ABNT que prevê todos os sinais de pontuação do português. Num acordo firmado entre a Sharp e a Gradiente, seus micros são agora compatíveis não só com o padrão internacional MSX, mas também entre si, em *hardware* e *software*. Os usuários de micros Expert que ainda não dispõem dessa compatibilidade podem requerer sua implantação à Gradiente por um custo simbólico (cerca de 1 OTN); o Hotbit dispensa a adaptação, pois já vinha com o padrão MSX-BR incorporado desde seu lançamento. A lista dos postos autorizados Gradiente que efetuam a adaptação pode ser obtida pelos telefones 524-5051 (para a Grande São Paulo) e 800-5051 (para o restante do país).

Quanto aos periféricos, as duas empresas prometem vários lançamentos, com a Sharp na dianteira, por enquanto. É que ela já está oferecendo seu acionador de disquetes HB 6000 e o controlador HB

3600 para discos de 5" (outra empresa nacional, a Microsol Tecnologia, já lançou também um acionador e controlador de discos para MSX — veja "Mercado" na Elektor nº 2).

A Gradiente, por sua vez, anuncia vários periféricos para este ano e para o próximo. Até dezembro, por exemplo, já deve estar nas lojas o acionador de disquetes para o Expert, para discos de 5", tipo *slim* e capacidade para 360 kB, padrão IBM-PC (a exemplo do acionador Sharp). Para o início de 87 está programada a interface serial (que na verdade é um modem adequado a vídeotexto e Cirandão), o cartucho de 80 colunas e o expensor de *slots*. Para o segundo semestre a empresa promete outro acionador, este para discos de 3 1/2", além de uma impressora de 80 colunas, com recursos gráficos.

No mercado, um programa para projetar CIs

Algo inédito no Brasil: a Elebra, através de sua divisão de microeletrônica, passou a oferecer um *software* específico para o projeto de integrados semidedicados, tipo *gate array* (arranjos de portas lógicas). Trata-se do Sistema de Desenvolvimento LDS III, concebido pela empresa norte-americana LSI Logic, com a qual a Elebra firmou um contrato de

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Os integrados CMOS superam-se mais uma vez

Parecia que os circuitos CMOS haviam finalmente alcançado um novo e durável patamar tecnológico, com as famílias HC e HCT (veja o artigo "Novos integrados CMOS de alta velocidade", em nossa edição nº2), superando quase tudo o que se conhecia em termos de CIs. No entanto, mal essas famílias consolidaram-se no mercado mundial, já surgiram as sucessoras na promessa das séries AC e ACT, lançadas em primeira mão pela Fairchild americana.

Embora ainda não sejam padrão de mercado — elas apenas começaram nos EUA e só deverão chegar ao Brasil em meados do próximo ano — a empresa espera sedimentar seu desenvolvimento pela precedência, fazendo os demais fabricantes seguirem a tendência (inclusive a Texas, que tradicionalmente possui maior experiência em CMOS e anunciou um produto semelhante). Como foi a primeira e ainda é a única fornecedora da tecnologia, a Fairchild teve a primazia de batizá-la, denominando-a FACT — **Fairchild Advanced CMOS Technology** (tecnologia CMOS avançada Fairchild).

Os projetos para essa família são realmente ambiciosos. Para começar, o objetivo é desbancar as famílias TTL-LS, TTL-ALS e HCMOS — objetivo que o fabricante pretende atingir exibindo potências tão baixas quanto as da série HC e velocidades de operação superiores às da ALS. Em dados práticos, isto quer dizer, por exemplo, 25 μ W de dissipação em cada porta e 5 ns de propagação (tempo que pode atingir 1 ns, em boas condições).

Mas os melhoramentos não pararam por aí. Os integrados de pequena e média integração da nova tecnologia são capazes de drenar ou fornecer uma corrente de saída de 24 mA (contra 4 mA da HCMOS e 8 mA da TTL-ALS), enquanto exigem apenas 1 μ A de corrente de entrada (valor igual ao da HCMOS, mas bem inferior ao da TTL-ALS). Sua frequência de clock pode atingir 125 MHz, bem superior aos 50 MHz da HC e ALS. E a tensão de

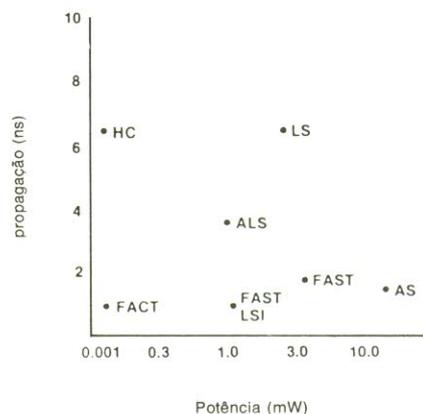
Comparação entre famílias lógicas

característica \ família	TTL-LS	TTL-ALS	HCMOS	FACT	
Faixa de tensões de operação (V)	5 \pm 5%	5 \pm 10%	2 a 6	2 a 6	
Faixa de temperaturas de operação (°C)	0 a 70	0 a 70	-40 a +85	-40 a +85	
Potência quiescente por porta (mW)	2	1,2	0,0025	0,0025	
Tempo de propagação (ns)	7	5	8	5	
Frequência de clock (MHz)	33	50	50	125	
Corrente de saída % V_o (limite) (mA/V)	nível 1	-0,4	-0,4	-4/ V_{cc} -0,8	-24/ V_{cc} -0,8
	nível 0	8	8	4/0,4	24/0,4
Corrente de entrada (μ A)	nível 1	20	20	1	1
	nível 0	-400	-200	-1	-1

Condições:

(TTL-ALS/HCMOS/FACT) V_{cc} =5 V \pm 10%, C_L =50 pF, 25°C
(TTL-LS) V_{cc} =5 V \pm 5%, C_L =15 pF, 25°C

Propagação Interna nas portas



alimentação pode ter qualquer valor entre 2 e 6 volts (igual a HCMOS), fugindo à tirania dos 5 V cravados das famílias TTL. Todos esses dados, além de outros, estão reunidos na tabela, de forma comparativa. O gráfico propagação/potência ajuda a comparar melhor as várias famílias existentes.

Planos para a FACT

Segundo informa a Fairchild, a nova família CMOS foi desenvolvida durante 82/83 em seus laboratórios de pesquisa de Palo Alto, na Califórnia. Os CIs estão sendo fabricados, atualmente, em três locais nos EUA, além de uma fábrica em

Nagasaki, no Japão, e em Wasseburg, na Alemanha Ocidental. Várias funções SSI/MSI já estão disponíveis, além de alguns integrados LSI.

A empresa pretende utilizar a nova tecnologia em diversos desenvolvimentos, ao longo da próxima década. Para o momento, ela já está sendo empregada em algumas linhas já em comercialização, tal como arranjos de portas lógicas (gate arrays) e RAMs estáticas de alta velocidade. E, segundo a Fairchild, os preços ao consumidor não serão maiores, no mercado americano, que os de outras famílias já existentes, tanto para portas lógicas simples como para funções complexas em VLSI.



O vídeo de 8 mm

Desde sua apresentação ao público em 1984, o sistema de vídeo 8 mm foi visto, testado e aprovado por milhares de pessoas. Muitos já afirmam que ele será o formato de vídeo do futuro.

Desde o lançamento do primeiro gravador comercial de videocassetes os fabricantes desses aparelhos vêm tentando reduzir a largura da fita, sem sacrificar a qualidade de imagem e som. Nos primeiros tempos, os estúdios de vídeo empregavam fitas de 2 polegadas (cerca de 5,1 cm) e, para obter a largura de faixa de 5 MHz, uma velocidade de gravação de 120 pés/s (em torno de 360 m/s). Hoje em dia, os VCRs domésticos utilizam fitas de meia polegada e uma velocidade de gravação/reprodução de apenas

2,4 cm/s (15 a 16 polegadas/s).

Os três sistemas comerciais de vídeo existentes — VHS, Betamax e V2000 — exibem a grande desvantagem de serem totalmente incompatíveis entre si. Além disso, os cassetes dos três sistemas são muito grandes para permitir a confecção de uma *camcorder* (câmera e gravador num só aparelho) que seja cômoda e prática.

Essas desvantagens sempre foram consideradas suficientemente sérias, pelas várias marcas, a ponto de jus-

tificar os pesados investimentos em pesquisas de um novo sistema. Grande parte desse esforço concentrou-se nas fitas de 8 mm, que iriam, incidentalmente, competir com os filmes de 8 mm.

Felizmente para os consumidores, os fabricantes dos anos 80 são mais sensíveis que os das décadas de 50 e 60, e tentaram chegar a um acordo, procurando evitar os erros do passado. Assim, à conferência do vídeo 8 mm, de 1982, compareceram nada menos que 122 fabricantes de todo o mundo. As coisas an-

1

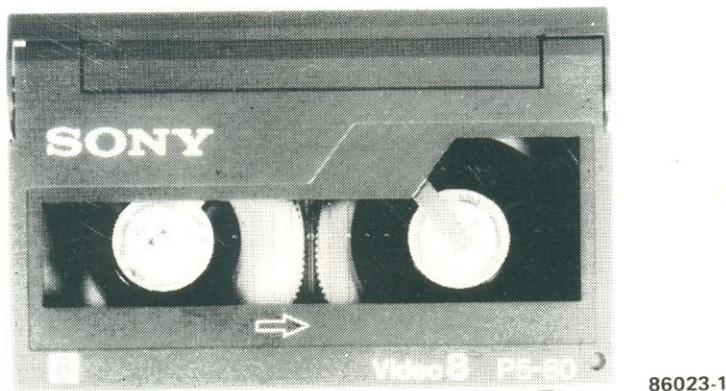
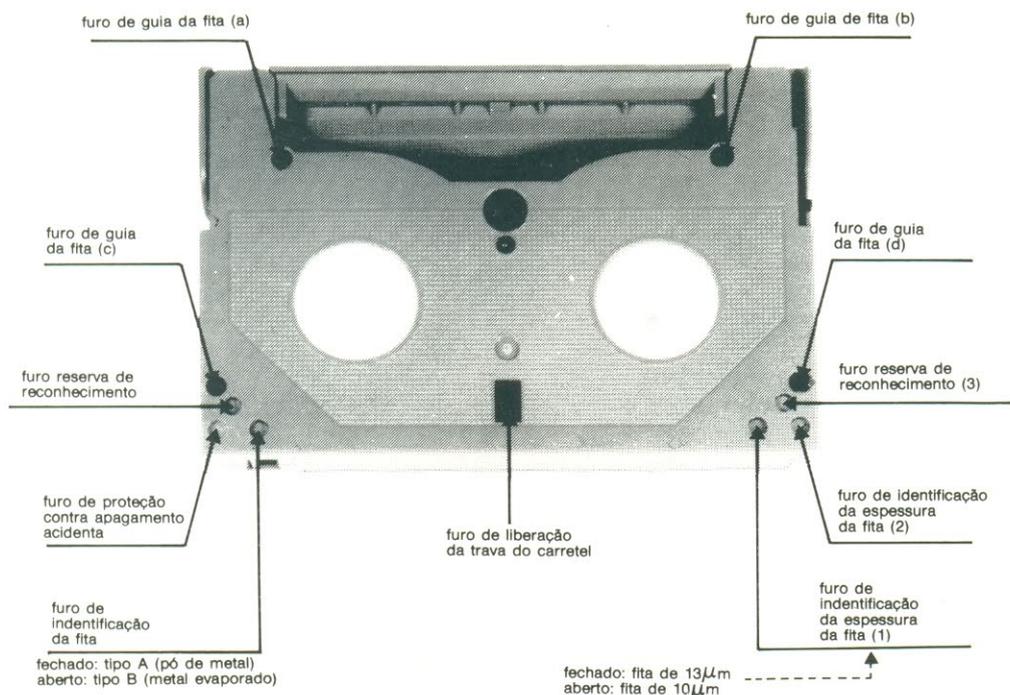


figura 1 — Visão geral do cassete de vídeo 8 mm. Uma série de orifícios, na extremidade inferior, proporciona informações sobre o tipo, espessura e extensão da fita.

daram tão rápidas que, apenas um anos depois, já havia sido feita uma proposta à IEC (*International Electrotechnical Commission* ou Comissão Internacional de Eletrotécnica) para a padronização do formato 8 mm.

Pode-se dizer, portanto, que o formato foi aceito, embora alguns detalhes "periféricos" ainda devam ser acertados. Existe, é claro, alguma relutância por parte de certas empresas, particularmente daquelas que fabricam equipamentos VHS. Todavia, a Sony surpreendeu a todos há pouco mais de um ano, lan-

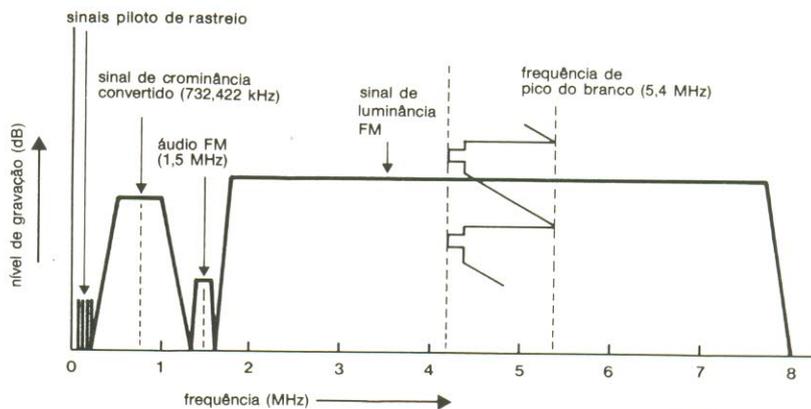
çando um sistema 8 mm completo.

Os projetistas da empresa estão de parabéns pelo desenvolvimento de um sistema tão perfeito em tão pouco tempo. De qualquer forma, ainda é muito cedo para afirmar como o mercado consumidor vai encarar o novo formato, especialmente se lembrarmos sua inconstância em relação aos sistemas atuais e ao videodisco. Mas, se ele não vingar, não será por causa de sua tecnologia: ela é quase perfeita e continua sendo aperfeiçoada.

O novo formato de vídeo

O sistema de vídeo 8 mm usa uma fita cassete que tem praticamente as mesmas dimensões do cassete de áudio. Essa fita traz uma série de novidades, que podem ser vistas em conjunto na figura 1. Para começar, vários furos na parte inferior fornecem informações sobre a extensão, o tipo e a espessura da fita ao gravador. Digna de nota também é a "ponte" de proteção frontal do cassete, que protege a fita pela frente e por trás e significa um grande

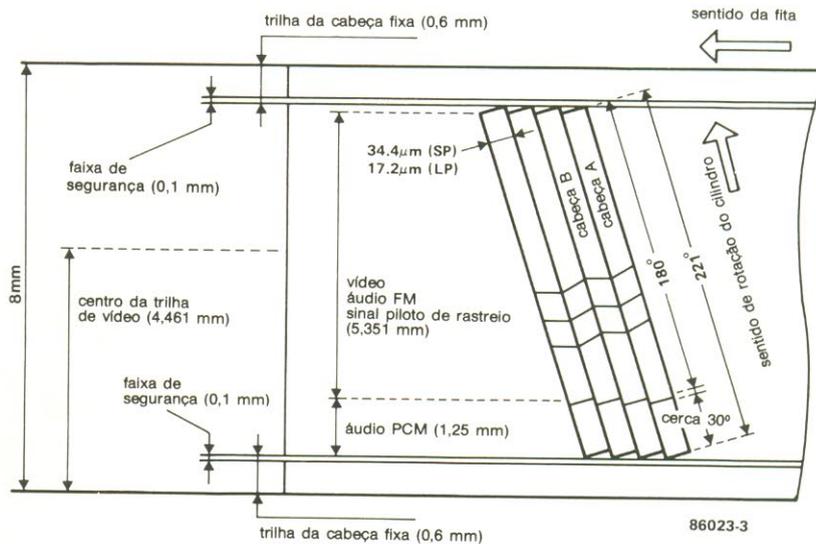
2



86023-2

figura 2 — Composição dos sinais gravados na fita, no caso do padrão NTSC; para o sistema PAL, as frequências são ligeiramente diferentes.

3



86023-3

figura 3 — Distribuição do sinal na fita. Nos dois lados foi reservado espaço para as cabeças fixas; sua utilização, porém, é restrita às aplicações especiais.

Tabela 1

Características técnicas

Largura da fita	8 mm
Dimensões do cassete	96x62,5x15 mm
Diâmetro do cilindro	40 mm
Velocidade da fita	20,05 e 10,06 mm/s
Rotação da cabeça	3,1 m/s
Largura da trilha de vídeo	34,4 ou 17,2 µm
Espaço efetivo do sinal de vídeo	5,351 mm
Número de cabeças	3 (2 para vídeo, 1 de apagamento)
Ângulo de gravação	azimute de 10°
Sinal de luminância	modulado em frequência
Portadora de FM:	
frequência de pico do branco	5,4 MHz
pulso de sincronismo	4,2 MHz
sinal de croma convertido	732,422 kHz
Canal de áudio em FM:	
faixa de frequências	30 a 15000 Hz
relação S+R/R	cerca de 90 dB
Canal de áudio em PCM:	
faixa de frequências	20 a 15000 Hz
relação S+R/R	cerca de 88 dB

avanço em relação aos atuais cassetes Betamax e VHS. Além disso, o cassete também foi simplificado, dispensando, por exemplo, os guias de fita.

Outra novidade é a codificação por tipo, já que existem cassetes diferentes para PAL/SECAM e NTSC. Isto tornou-se necessário devido às diferentes frequências de campo, que é de 50 Hz no PAL e no SECAM e de 60 Hz em NTSC — o que implica também numa diferença da extensão de fita por minuto utilizada pelos diferentes sistemas. E, como o gravador recebe do cassete as informações sobre o tempo de reprodução, é essencial saber o tipo correto.

Assim, por exemplo, em um cassete tipo P5-90, o P indica fita de pó metálico (o E indicaria metal evaporado), o 5 identifica a frequência de campo de 50 Hz (para 60 Hz seria um 6) e o 90 fornece o tempo de reprodução, em minutos.

Convém ressaltar, abrindo um parêntese, que ainda não existe acordo sobre o sistema SECAM (a França, berço desse sistema, não fabrica gravadores de vídeo). Por enquanto, pensa-se apenas em providenciar transcodificadores SECAM-PAL para o mercado francês e da Europa oriental. Pode ser, no entanto, que novo sistema MAC, atualmente em estudo por vários governos europeus, venha solucionar esse problema.

Voltando à nossa análise, um dos pontos mais interessantes do novo formato consiste na gravação conjunta dos sinais de áudio, vídeo e rastreio, segundo mostra a figura 2 (no caso, um sinal NTSC; o PAL, todavia, é quase idêntico). Outro ponto de interesse está no sinal de áudio modulado em FM, outro grande aperfeiçoamento sobre os sistemas atuais. E como os sinais-piloto são gravados simultaneamente aos de vídeo, as cabeças sincronizadoras podem ser dispensadas.

A figura 3 ilustra a localização dos vários sinais sobre a fita. Como era de se esperar, o sinal combinado de áudio e vídeo toma a maior área da fita. As faixas de segurança aparecem nas partes superior e inferior da fita, embora ainda não sejam utilizadas. E os idealizadores do sistema não esqueceram de prever uma trilha de áudio PCM, para a reprodução em estéreo.

A figura 3 mostra também outra característica, ainda não mencionada, segundo a qual a largura das trilhas depende da velocidade selecionada de gravação. Essa largura é de $4,4 \mu\text{m}$ para o tempo normal (SP) e de $17,2 \mu\text{m}$ para o ampliado (LP), no qual se obtém, assim, o dobro do período de gravação. Admirável, nesse caso, é que a qualidade de imagem não é praticamente alterada na modalidade LP.

4



figura 4 — Foto de um típico cilindro giratório das cabeças, com um diâmetro de apenas 40 mm.

5

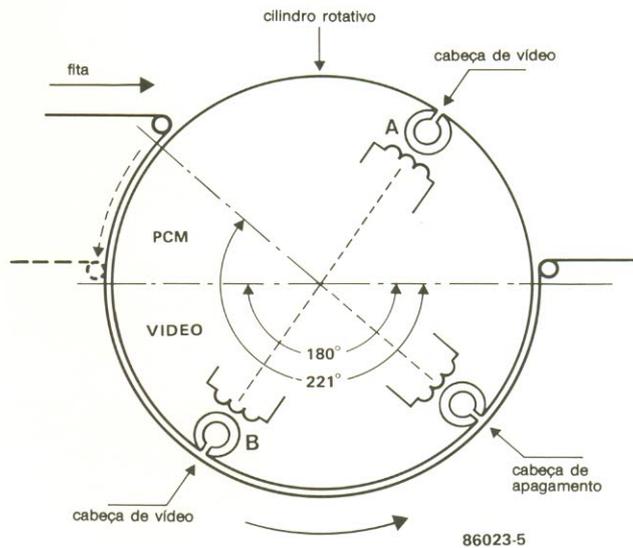


figura 5 — Em princípio, a fita deve percorrer um ângulo de apenas 180° , sobre o cilindro, para a gravação do sinal composto de vídeo. Os 41° adicionais servem para o registro do PCM:

O cilindro rotativo

De acordo com a figura 4, o novo cilindro contém apenas duas cabeças de vídeo e uma de apagamento. A vantagem da cabeça rotativa de apagamento sobre a fixa (como

nos sistemas atuais) reside na possibilidade de se unir diferentes gravações, sem a ocorrência de lacunas visíveis na imagem — pois a parte desgravada da fita é imediatamente regravada. Outra diferença está no ângulo que a fita percorre ao longo do cilin-

dro: ele não é de 180°, como acontece atualmente, mas de 221° (veja a figura 5); os 41° adicionais são utilizados no áudio PCM.

O rastreo ou trilhagem de vídeo emprega um sistema automático de localização de trilhas (ATF), baseado no que já existe no formato V2000. A operação geral desse sistema, que pode ser vista na figura 6, depende de uma série de frequências superpostas nas trilhas de vídeo. Se a cabeça de

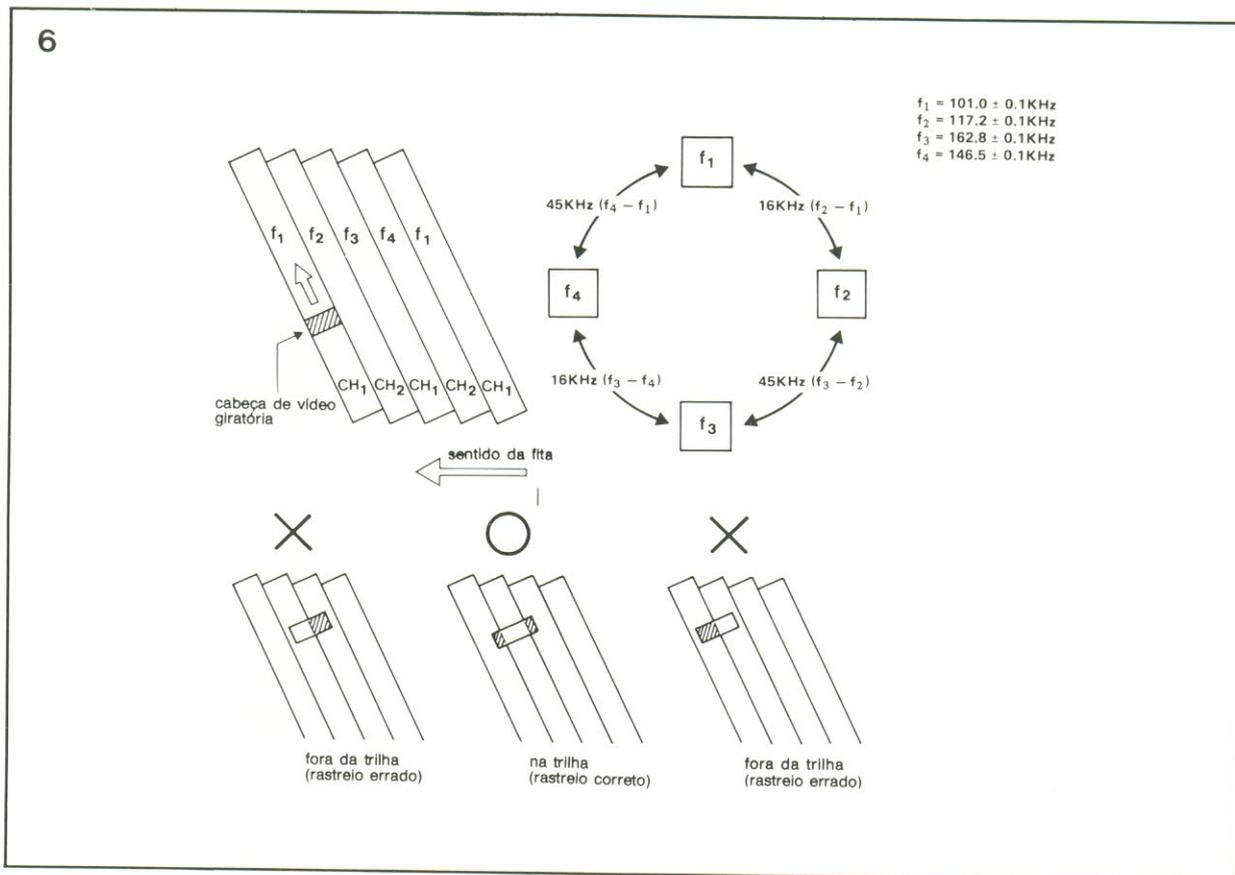
vídeo não estiver corretamente alinhada com a trilha, uma frequência diferencial será detectada pela própria cabeça e, com base em seu valor, serão determinados o nível e sentido de deslocamento da mesma.

O sistema 8 mm pode ser dotado também de um acompanhamento dinâmico de trilha (DTF), outro desenvolvimento da Philips, que utiliza pequenas peças de material piezocerâmico, sobre as

quais são montadas as cabeças de vídeo. Aplicando uma tensão a esse material, pode-se deslocar ligeiramente as cabeças para cima ou para baixo, de forma a mantê-las perfeitamente alinhadas com as trilhas. O processo DTF ainda não foi incorporado ao equipamento Sony.

Áudio

O sinal de áudio é gravado pelas mesmas cabeças do si-



nal de vídeo e ao mesmo tempo. Isto garante um som de alta qualidade, apesar de ainda monofônico. Sua faixa de frequência estende-se de 30 Hz a 15 kHz, enquanto a relação sinal + ruído/ruído alcança o respeitável nível de 90 dB.

O sistema PCM da Sony

Além do sinal de FM padronizado, a Sony previu a possibilidade de se acrescentar à fita outro sinal de áudio, este codificado em PCM, como já havíamos discutido na figura

3. A empresa optou por 8 bits, possivelmente levando em conta o pouco espaço disponível na fita. Parece pouco, se lembrarmos que os atuais equipamentos para discos a laser utilizam 16 bits; em contrapartida, mediante o emprego de quantificação não li-

o vídeo de 8mm

7

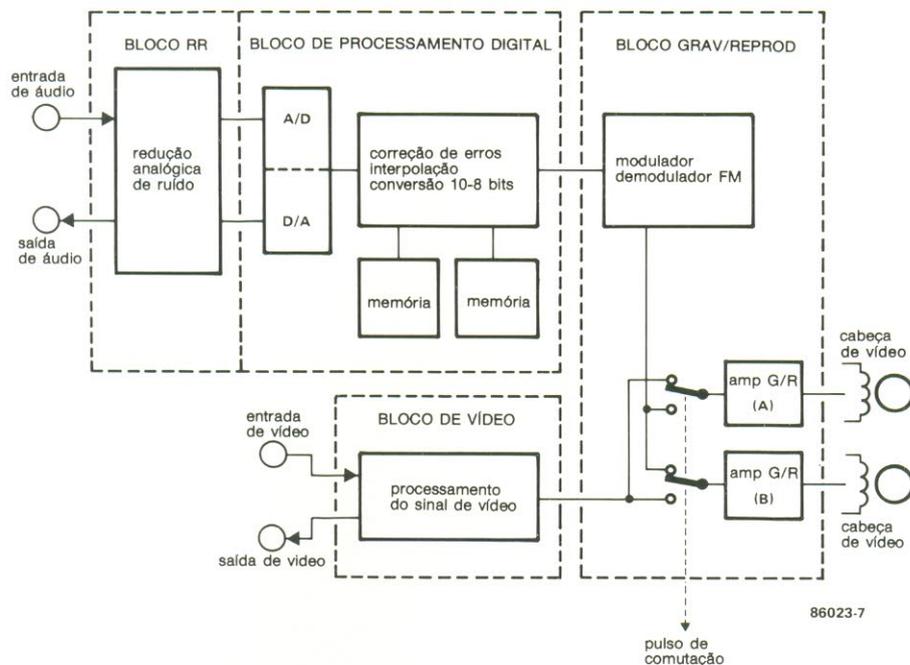
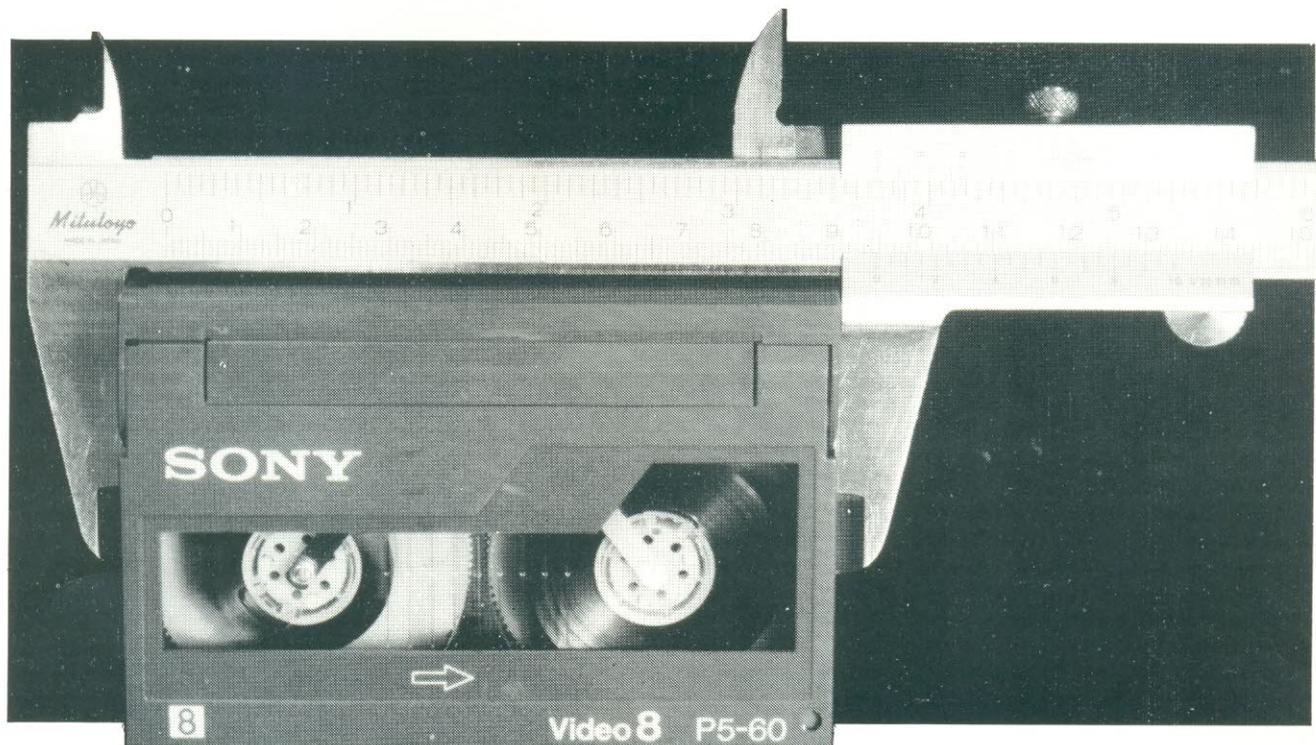


figura 7 — Diagrama de blocos dos estágios de áudio digital. Embora o sistema empregue apenas 8 bits, uma série de circuitos "inteligentes" assegura uma excelente reprodução sonora.



8

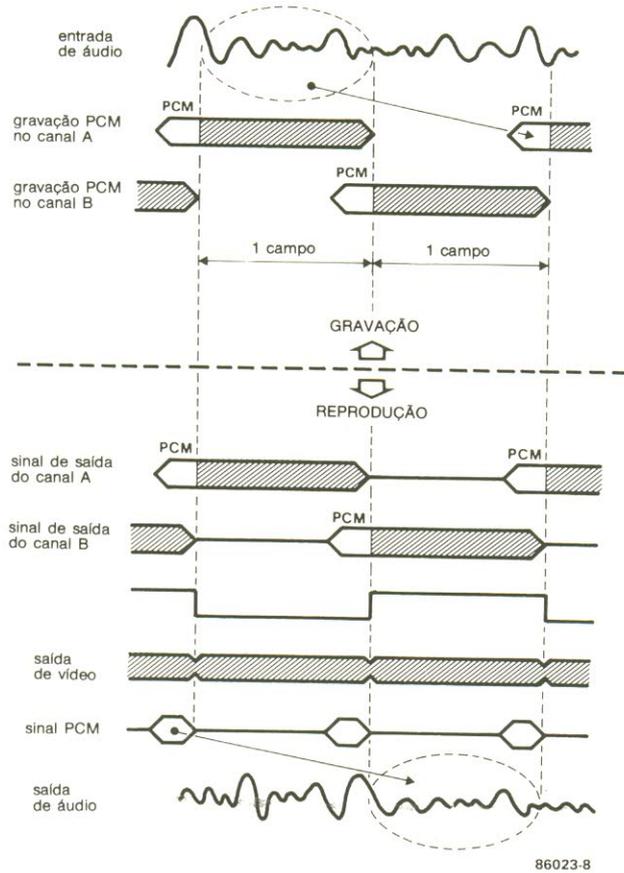


figura 8 — Como o sinal de PCM é gravado no final do quadro de vídeo, as informações de áudio devem ser coletadas e armazenadas durante o período de um quadro e, então, gravadas de uma só vez. Na reprodução, todas as palavras de dados são "esticadas" ao longo do período de um quadro, com o auxílio de uma linha de retardo.

ros, que adiciona uma palavra de correção para cada palavra de dados gravada (típico do código de entrelaçamento cruzado, o mesmo que é usado nos discos digitais a laser).

O sinal PCM é sempre gravado ao final de cada quadro de vídeo — o que significa que todos os dados relativos ao PCM são coletados e armazenados durante o período de um quadro e depois gravados de uma só vez. Na reprodução, acontece o inverso, ou seja, uma linha de retardo "estica" as palavras de dados ao longo do período de um quadro. Na prática, o som é muito superior ao que se poderia esperar de um sistema de 8 bits (veja a figura 8).

Além da área exclusiva na fita, é possível (por enquanto, apenas no equipamento Sony) usar toda a fita para o PCM, conforme indica a figura 9. Isto possibilita a gravação de seis sinais estéreo-fônicos — uma vasta quantidade de informação audível, capaz de fornecer 18 horas de reprodução numa só fita.

E para o futuro?

9

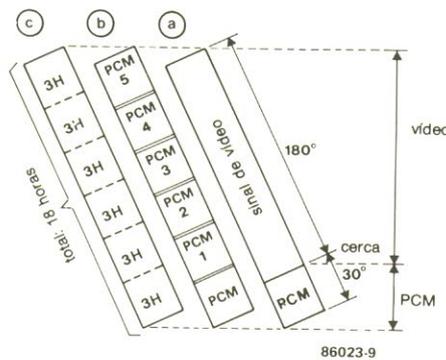


figura 9 — É possível usar toda a largura da fita para o áudio em PCM, quando se pode acomodar um total de seis canais em estéreo.

A tecnologia em que o vídeo 8 mm está baseado deixa muito pouco (se é que deixa alguma coisa) a ser melhorado. De fato, o novo sistema parece satisfazer aos usuários mais exigentes, mesmo àqueles que requisitam seus equipamentos ao máximo. E não se pode esquecer que, por melhor que seja o sistema da Sony, ainda existe muito campo para aperfeiçoamento e ampliações, sem perda de compatibilidade.

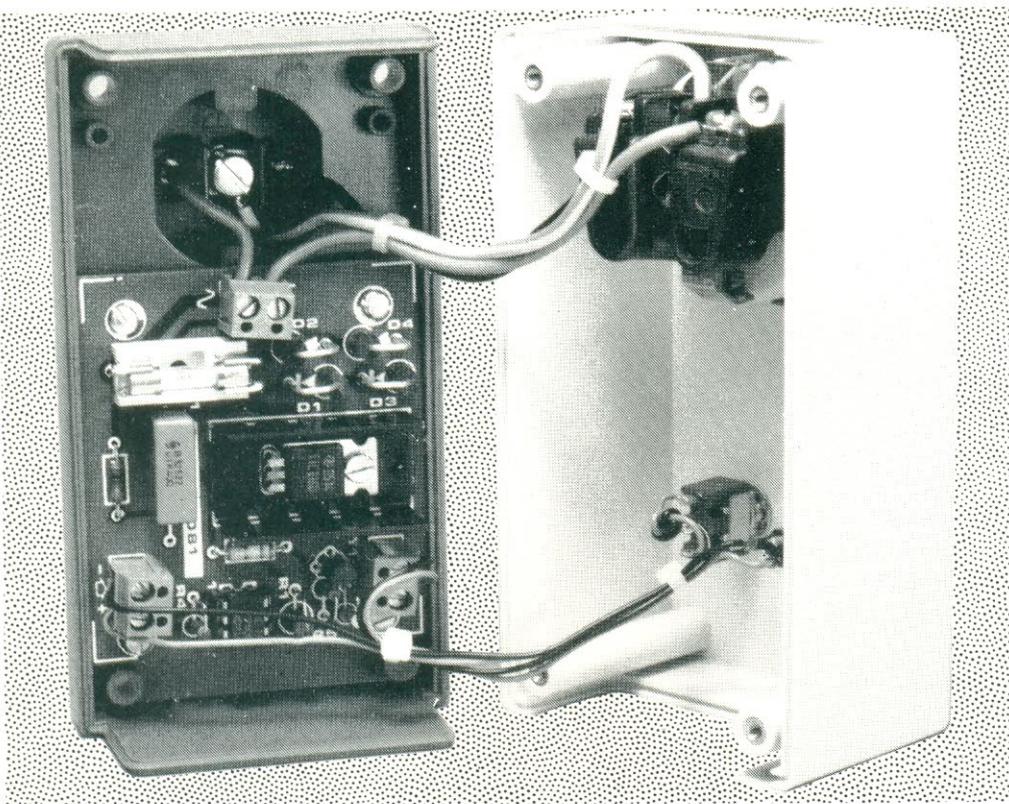
Grande parte do sucesso do 8 mm, porém vai depender do padrão de compra do mercado consumidor, assim como do próprio marketing que será elaborado em torno do sistema (a falta de uma boa estratégia de marketing foi certamente a principal causa do relativo fracasso do sistema V2000 e do fracasso total dos videodiscos). Só podemos torcer para que, com a padronização e compatibilidade a nível mundial, o novo sistema seja rapidamente aceito, beneficiando a todos nós.

near, a Sony obteve uma faixa dinâmica equivalente à de um sistema de 13 bits.

Além da quantificação, os japoneses usam ainda um circuito compressor/expansor para comprimir 10 bits em 8; assim, como a frequência de amostragem na versão PAL é de 31,25 kHz, a gama de frequência atinge os 15 kHz.

Existem, também, circuitos de pré-ênfase e deênfase para as altas frequências, como no estágio de gravação de áudio FM (figura 7).

O número de palavras de dados que devem ser gravadas por quadro é de 1250 (625 linhas/2x2 canais x 2). Este último fator 2 é devido ao sistema de correção de er-



Relé semicondutor

As cargas alimentadas pela rede são normalmente comutadas por relés eletromagnéticos, que são usados há muitos anos e costumam ser confiáveis e até engenhosos. Apesar disso, estão sendo gradativamente substituídos por seus equivalentes de estado sólido, que demonstraram ser ainda mais confiáveis, além de serem, em muitos casos, mais baratos. Acompanhando essa tendência, descrevemos aqui um simples dispositivo eletrônico, capaz de chavear cargas ôhmicas de até 600 watts.

Os relés eletromagnéticos possuem um ou mais jogos de contatos que abrem ou fecham sempre que um núcleo de ferro doce é magnetizado pela bobina que o envolve. Os equivalentes de estado sólido não dependem de qualquer movimento mecânico, já que a comutação é efetuada por um único SCR (ou por dois SCRs no mesmo invólucro — o conhecido triac). Essa característica os torna ideais para utilização em circuitos digitais.

Os relés eletrônicos exibem uma vida útil muito superior à dos eletromecânicos, especialmente se devem trabalhar com taxas elevadas de comutação. Além disso, geram pouco ruído elétrico e podem

ser usados em ambientes explosivos, graças à total ausência de centelhamento. E, ainda por cima, não fazem nenhum ruído mecânico.

O conceito básico de um relé eletrônico pode ser visto na figura 1a; a chave pode tomar a forma de um SCR "dentro" de uma ponte, como se vê na figura 1b — configuração que permite comutar as duas metades (positiva e negativa) da tensão da rede.

Ruído de comutação

Quando o momento da comutação não coincide com a passagem da tensão por zero, a brusca alteração na corrente provoca ruído sob a forma de pulsos de alta fre-

quência — que pode resultar, por exemplo, em interferências na tela da TV ou no altofalante do sistema de som.

A magnitude do ruído vai depender da frequência de comutação, do instante relativo à passagem por zero em que o chaveamento ocorre e do tipo de carga que está sendo controlada. Ela é geralmente maior com cargas indutivas ou capacitivas do que com as ôhmicas.

Comutação na passagem por zero

Em um retificador controlado de silício (SCR), a corrente direta é controlada por um sinal aplicado a um terceiro terminal, chamado de "porta".

J Steeman

Sempre que uma corrente positiva é aplicada à porta e o anodo está positivo em relação ao catodo, uma corrente passa a fluir do primeiro para o segundo. O valor dessa corrente de porta é que vai determinar o ponto de transição, isto é, a tensão de anodo em que o SCR é comutado da condição de corte para a de condução. O SCR conduzirá enquanto a corrente que o atravessa permanecer acima de um nível mínimo, denomi-

nado "corrente de manutenção".

Isto significa que, em circuitos de CA, o tiristor passa para o corte sempre que a tensão da rede passa pelo ponto zero. Conseqüentemente, é preciso aplicar um pulso positivo de corrente à porta a cada meio período da rede, a fim de assegurar a operação contínua do SCR.

No caso das cargas ôhmicas, o instante ideal de aplicação desse pulso é quando a

tensão passa por zero, já que com elas tem-se a tensão e a corrente em fase. O mesmo não ocorre com as cargas indutivas e capacitivas, o que dificulta bastante determinar o momento ótimo de disparo do tiristor.

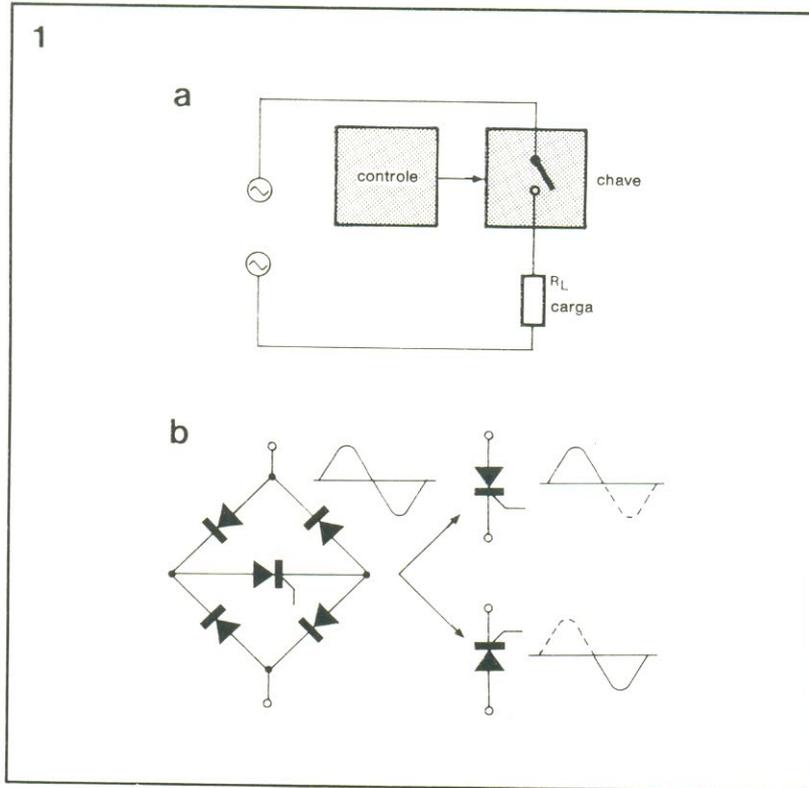
Relé de estado sólido

Vista essa pequena e necessária introdução, podemos passar para o circuito do relé, que aparece na figura 2. Como se vê, ele adota a comutação na passagem por zero, sendo portanto adequado somente para cargas ôhmicas até 600 W (não deve ser usado com transformadores de pulso, lâmpadas neon e outras cargas de natureza capacitiva ou indutiva, que iriam perturbar todo o sistema de disparo).

O circuito é excitado e isolado por um optoacoplador, de modo que a unidade de controle — seja um computador, circuito lógico, etc. — fique totalmente protegido da rede. O principal elo de corrente fecha-se através da carga L_a , da ponte $D1...D4$, do tiristor $Th1$ e do fusível $F1$. A máxima corrente direta pelos diodos é de 3A, enquanto o SCR suporta até 5A.

Quando está bloqueado, o SCR tem sobre si toda a tensão da rede, retificada em onda completa. A cada passagem pelo zero da rede, o transistor $T1$ produz um pulso

figura 1 — Conceito básico de um relé semicondutor. A chave da figura 1a é formada, no circuito, por quatro diodos em ponte e um retificador controlado de silício, como na figura 1b.



2

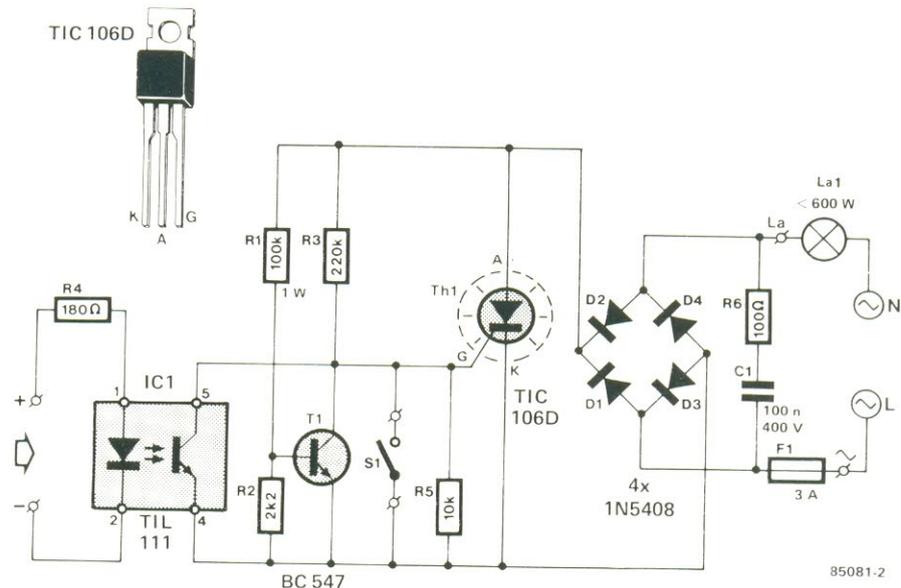


figura 2 — Circuito completo do relé, que, em essência, substitui o comum interruptor de parede. Atenção, ao montá-lo, pois em todos os estágios está presente a tensão da rede!

85081-2

positivo de corrente, desde que a chave S1 esteja aberta e o fototransistor de IC1, cortado. Sempre que a tensão instantânea na porta é suficientemente elevada para disparar o SCR, a tensão sobre ele (e, conseqüentemente, a da porta) cai a zero. Esse processo repete-se a cada passagem por zero, desde que aquelas condições já vistas sejam satisfeitas.

As várias situações do circuito, com as correspondentes formas de onda, podem ser vistas na figura 3. Com S1 e IC1 "desligados", portanto, o SCR conduz — ou seja, o relé permanece energizado. Ele pode ser desativado fechando-se S1 ou aplicando-se uma tensão de +5 V à combinação série de R4 e do LED interno de IC1.

O optoacoplador pode ser controlado por níveis TTL, mas também por outros sinais. Observe apenas que a corrente direta pelo diodo não deve exceder os 100 mA e a tensão reversa não pode ser maior que -3 V.

Montagem

O relé pode ser montado de forma mais conveniente na placa ilustrada na figura 4, que foi projetada para caber em caixas plásticas de

12x6,6x5,5 cm, formando um conjunto bastante compacto. As conexões com a chave, a unidade de controle, a rede e a carga devem ser feitas, de preferência, por meio de terminais parafusados de náilon, montados sobre a própria placa. Isto permite que o circuito seja instalado ou mudado de local sem que seja preciso dessoldar ligações.

O SCR deve ser montado sobre um pequeno dissipador, como se vê na foto e na

figura 4. Como o relé trabalha com a tensão da rede e correntes relativamente elevadas, é sempre bom ter o máximo cuidado com a fiação; se possível, implemente uma ligação terra para sua instalação. A chave S1 e os conectores para a tensão de controle podem ser montados na tampa da caixa. E, por fim, não esqueça que S1 deve estar sempre aberta, no caso de controle externo.

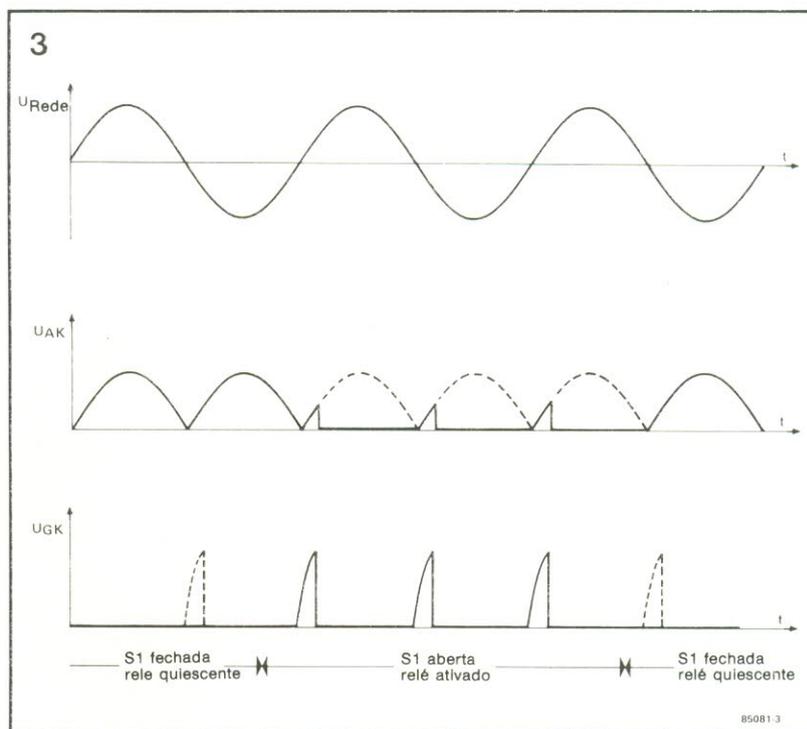


figura 3 — Representação esquemática de várias condições de operação e das formas de onda associadas.

Lista de componentes

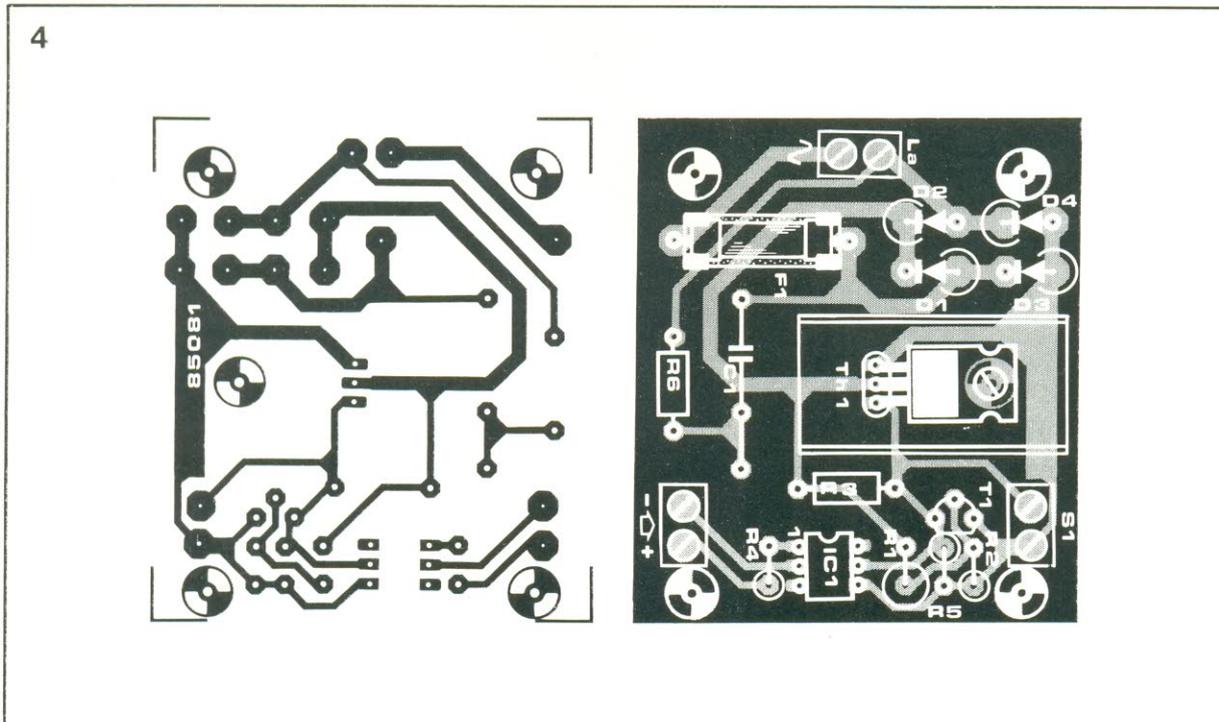
Resistores
R1 - 100 k/1 W
R2 - 2,2 k
R3 - 220 k - 1/2 W
R4 - 180
R5 - 10 k
R6 - 100
(todos os valores em ohms)

Capacitores
C1 - 100 nF/400 V

Semicondutores
D1... D4 — 1N5408
IC1 - TIL 111
T1 - BC 547B
Th1 - TIC 106D

Diversos
F1 - fusível de 3 A, ação retardada, com porta-fusíveis para montagem em circuito impresso
Dissipador para Th1
SI - interruptor liga-desliga
Caixa plástica de 120x65x55 mm
3 terminais de náilon com parafusos
Placa nº 85081

figura 4 — Circuito impresso do relé, visto pelos dois lados, em tamanho real.



A grande maioria dos hobistas de eletrônica já está bem familiarizada com a lógica digital. Todos conhecemos as portas mais corriqueiras, como E, OU e NE, por exemplo, o que provavelmente não acontece com as EX-OU e EX-NOU. Os poucos que as conhecem, porém, são unânimes em concordar com sua versatilidade. Neste artigo veremos algumas das possíveis aplicações desses dois importantes elementos lógicos.

EX-OU e EX-NOU: por quê não usá-las?

conheça
as portas
"exclusivas"

Em uma porta EX-OU de duas entradas, a saída será "1" se uma (e apenas uma) das entradas for "1". Uma EX-NOU de duas entradas comporta-se de maneira inversa, ou seja, sua saída será "1" somente se as duas entradas forem "1" ou "0".

A definição oficial de um circuito lógico não deixa de ter sua utilidade, mas normalmente é de pouca ajuda para esclarecer como utilizá-lo. O caso das portas EX-OU e EX-NOU não é exceção, embora possam ser encontradas em

três aplicações de importância:

(a) reforçadores inversores (vistos na figura 1a com uma porta EX-OU e na 2a com uma EX-NOU).

(b) reforçadores sem inversão (figura 1b e 2b).

(c) portas sempre em 0 (com EX-OU na figura 1c) e portas sempre em 1 (com EX-NOU na figura 2c).

Reforços

Acrescentando uma chave de duas posições à porta EX-

OU ou EX-NOU, obtemos o chamado "reforçador" (reforçador/inversor), como se vê nas figuras 3a e 3b. A EX-OU da figura 3a atua como inversora caso a chave seja mantida na posição 1 e como reforçador, se a mesma for para a posição 2. A EX-NOU, por sua vez, age como reforçador na 1 e como inversora na 2.

Um caso prático de utilização das EX-OUTs dessa forma pode ser visto na figura 4, mais exatamente na excitação de um visor de cristal líquido. O LCD, como sabemos, pede uma tensão CA para funcionar, que é gerada por N8 e N9 e aplicada ao pino comum do visor e a uma das entradas de cada porta; enquanto isso, as outras entradas controlam os segmentos. Se aparecer um "0" na entrada de controle, a onda quadrada do segmento estará em fase com o ponto comum do visor, tornando-o visível. No caso oposto, com o nível "1" na entrada de controle, o sinal estará defasado e o segmento, apagado.

Sempre em 0/ sempre em 1

É muito tentadora a utilização dessa modalidade de operação no bloqueio de determinado tráfego de dados em memórias RAM — caso que está ilustrado na figura 5a, com uma porta EX-OU. Quando a chave é comutada para a posição 2, prevalece a condição normal e o nível presente na linha R/\bar{W} decide se a memória vai ser gravada ou lida. A chave na posição 1, porém, faz a EX-OU atuar como uma porta sempre em 0, convertendo a RAM em uma memória exclusivamente de escrita. Em outras pala-

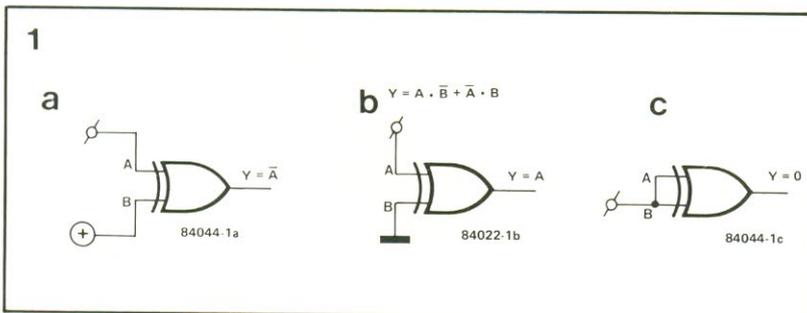


figura 1 — Configurações de portas EX-OU: reforçador inversor (a), reforçador sem inversão (b) e porta sempre em 0 (c).

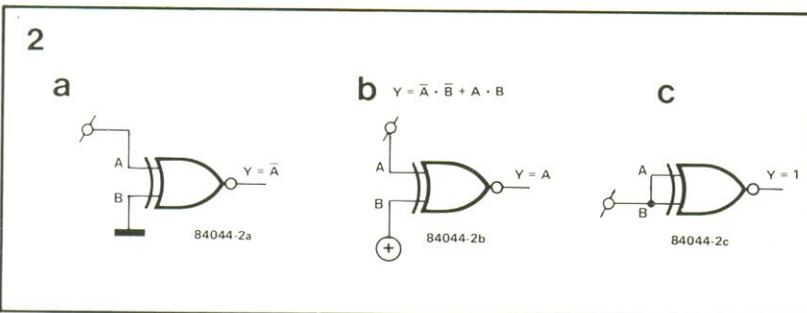


figura 2 — Configuração de portas EX-NOU: reforçador inversor (a), reforçador sem inversão (b) e porta sempre em 1 (c).

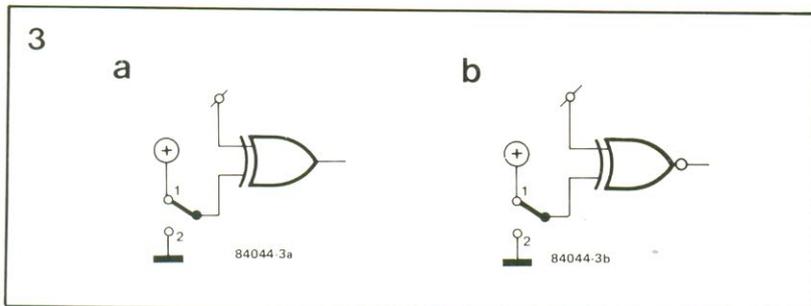


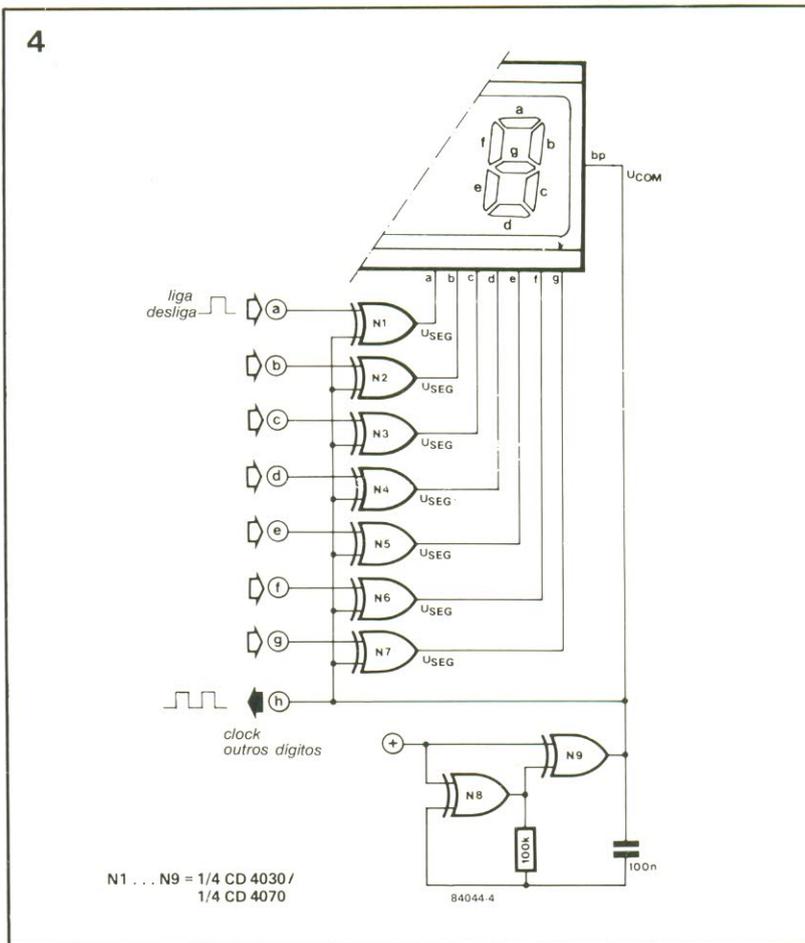
figura 3a — Reforçador/inversor baseado em uma porta EX-OU.
figura 3b — Mesma implementação com uma porta EX-NOU.

vras, os dados contidos na memória ficam protegidos contra acessos indesejáveis.

Uma aplicação semelhante, desta vez com uma porta EX-NOU, pode ser vista na figura 5b. Na posição 2, a chave faz tudo ocorrer normalmente; na posição 1, a EX-NOU torna-se uma porta sempre em 1, transformando a RAM em uma ROM, que fica assim protegida contra gravações acidentais ou errôneas.

A etapa seguinte consiste, como é óbvio, em substituir as chaves por elementos semicondutores. Isso pode ser facilmente implementado através de chaves eletrônicas, que permitem controlar as portas de forma mais prática, seja eletronicamente ou por meio de software adequado.

E aqui terminamos nossa breve análise das portas OU e NOU exclusivas. Uma informação adicional, bastante importante, que deixamos por último, refere-se às principais pinagens e codificações dessas portas; elas podem ser vistas na figura 6, nas versões das famílias CMOS e TTL.



EX-OU E EX-NOU: por quê não usá-las?

figura 4 — Exemplo prático de como se utiliza portas EX-OU na excitação de visores de cristal líquido.

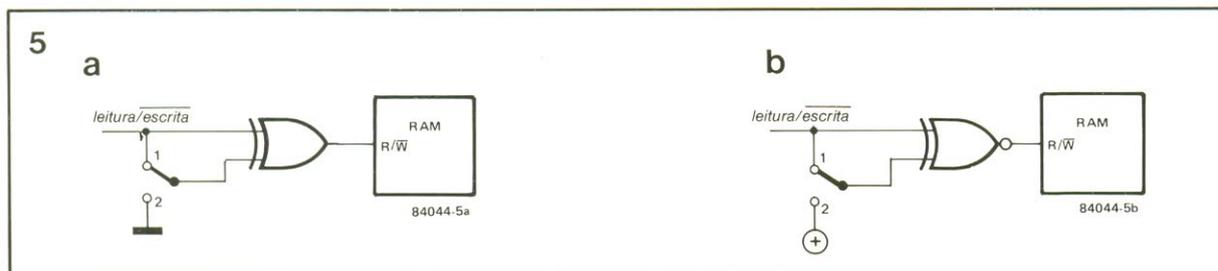


Figura 5a — Utilizando uma EX-OU para implementar uma memória exclusivamente de escrita.
figura 5b — Pode-se obter uma memória ROM por meio de uma porta EX-NOU.

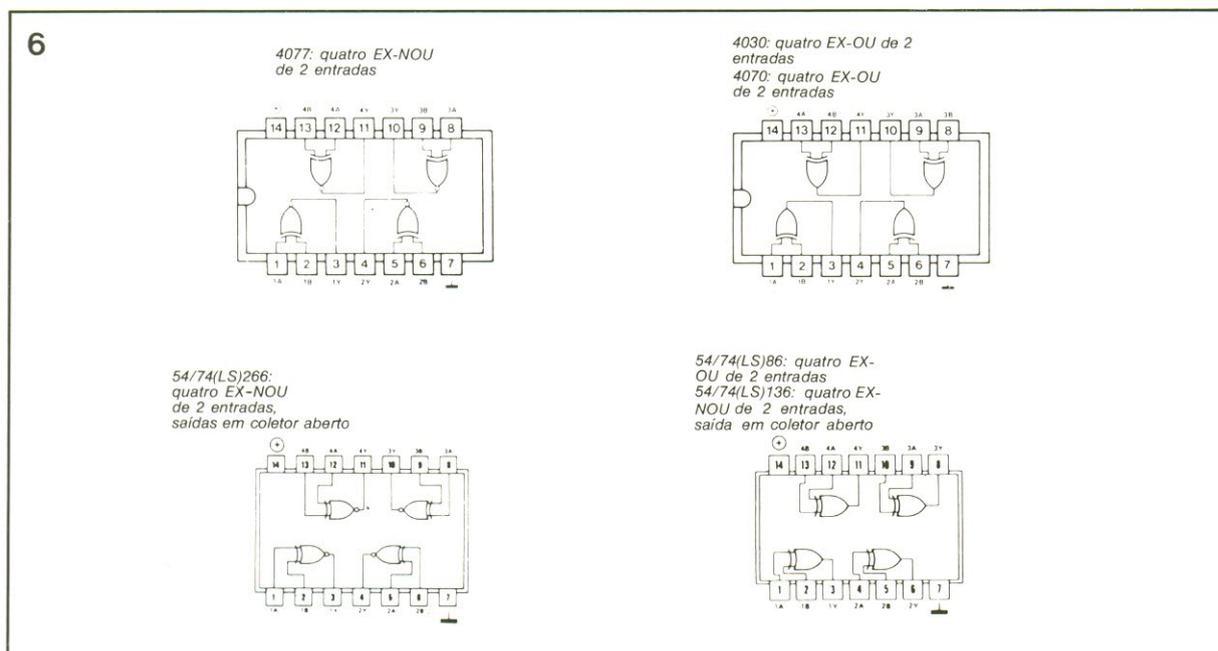
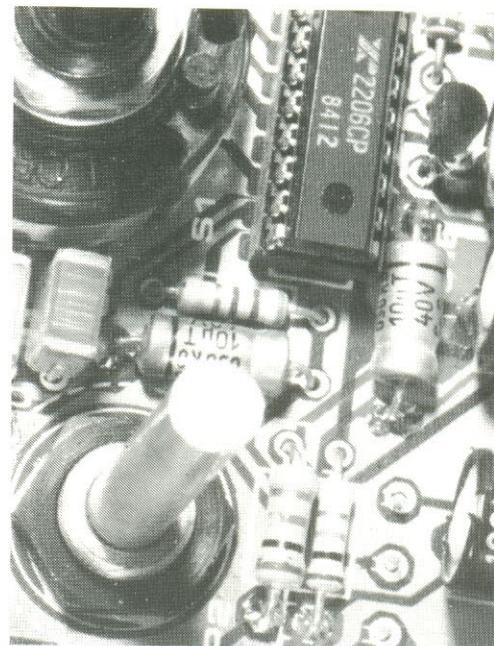


figura 6 — Códigos e pinagens das principais portas EX-OU e EX-NOU, nas versões CMOS e TTL.

O XR2206 no gerador de funções



Utilizar um CI dedicado em um circuito significa reduzir bastante o número de componentes. Afinal, uma única "caixa preta" pode conter uma grande quantidade de semicondutores, muitas vezes na configuração exata que necessitamos. É o caso do XR2206, usado no gerador de funções desta mesma edição. Não basta, porém, simplesmente copiar um exemplo de aplicação dado pelo manual do fabricante; há muito mais trabalho envolvido no projeto, se queremos um instrumento realmente profissional.

*algumas
observações
sobre o CI
e o projeto*

Os geradores de funções baseados no quase lendário XR2206 apresentam, normalmente, algumas falhas muito familiares aos usuários desse integrado. Assim, por exemplo, existem sempre pulsos espúrios nos picos das senóides e ondas triangulares, essas duas formas de onda tornam-se mais e mais semelhantes acima dos 100 kHz (fenômeno que é acompanhado pela redução gradativa da amplitude), a escala de frequência é incorreta para sinais assimétricos (dente-de-serra e pulsos) e a onda dente-de-serra mais parece uma onda triangular assimétrica. Exceto por esses problemas, o CI trabalha bem...

Um dos objetivos do novo gerador reside em eliminar todas essas desvantagens. Precisamos, todavia, conhecer primeiro as razões dessas falhas, antes de sabermos como foram solucionadas.

Forma de onda melhorada

A diferença principal entre os geradores convencionais

baseados no XR2206 e o novo projeto Elektor pode ser apreciada nas figuras 1 e 2, que dispensam mais comentários. Os esquemas das figuras 3 e 4 mostram a razão dessa diferença, exibindo a implementação tradicional e a melhorada, respectivamente. O coração de ambos é o mesmo CI dedicado, cuja pinagem e estrutura interna podem ser vistas na figura 5.

Afinal, de onde vêm os picos espúrios que empes-teiam a senóide e a onda triangular? Todos os testes efetuados sugerem que a principal causa está localizada no circuito ligado aos pinos 13 e 14 (ajuste de forma de onda). No interior do CI, esses dois pontos são conectados a um amplificador diferencial que gera uma onda senoidal a partir da triangular. Desse modo, mesmo a mais leve carga capacitiva nesses pinos vai provocar o aparecimento de picos no sinal — o que pode ser causada até mesmo por pequenos pedaços de cabo ou pelas pistas do circuito impresso.

A única solução, no caso, seria manter as ligações e tri-

lhas tão curtas quanto possível. Eis porque o circuito da figura 4 utiliza um transistor BS170 (tipo V-MOSFET) chaveando bem próximo ao pino 14. Outra fonte causadora de picos espúrios consiste no fato do 2206 ser constituído por geradores de ondas quadradas e triangulares, seguidos por um conversor triangular-senoidal. Devido a essa configuração, as bordas "agudas" da onda quadrada degradam os outros dois sinais.

Se nada for conectado à saída de onda quadrada (pino 11, que está ligado ao coletor de um transistor chaveador, dentro do CI), ou se a mesma for curto-circuitada, a senóide vai aparecer totalmente "limpa". Assim que um resistor é conectado entre o pino 11 e Vcc, porém, os picos reaparecem.

Portanto, uma combinação de ondas quadradas e senóide sem distorção, no mesmo instrumento, só será possível se a tensão de saída da onda quadrada, no pino 11, for mantida em baixas amplitudes e se essa saída não receber cargas muito

“pesadas”. Na figura 4, o pino 11 tem apenas a obrigação de excitar o transistor T2, cuja corrente de base é fornecida pelo resistor R15. Dessa forma, quando o transistor interno conduz, ele simplesmente remove essa corrente de base. Além disso, a junção base-emissor de T2 evita que o nível de saída do pino 11 exceda os 0,6 V.

Por outro lado, a onda quadrada presente no coletor de T2 continua exibindo um valor pico a pico de 16 V, o que não é muito favorável ao sensível pino 11. A solução, então, foi curto-circuitar a saída de T2 sempre que se escolhe um sinal triangular ou senoidal. Somente dessa maneira pode-se suprimir eficazmente a onda quadrada quando ela não é necessária.

Ajuste de amplitude aperfeiçoada

O ajuste de amplitude, por meio da entrada AM (pino 1), também parece afetar consideravelmente as formas de onda. Experimentos práticos mostraram que a interferência da onda quadrada sobre as outras duas pode ser minimizada aplicando-se uma tensão positiva à entrada AM. Essa é a razão de o pino 1 estar a +4 V, pois a -4 V haveria maior probabilidade de distorção, embora com a mesma amplitude de saída.

A amplitude do sinal entregue pelo pino 2 também é afetada pela resistência presente no pino 3 do CI. Para mantermos essa amplitude quando comutamos entre senóide e onda triangular, a resistência no pino 3 deve ser aproximadamente 2,7 vezes maior para a senóide, em relação à outra. É costume, então, simplesmente chavear a resistência ligada a esse pino, processo que nossa experiência demonstrou não ser recomendável. Isto porque os fios e trilhas acoplados à chave comutadora tornam o circuito muito suscetível a distorções; além disso, a variação de resistência também altera o nível CC no pino 2.

Esse problema poderia ser resolvido duplicando-se os trimpots P5 e P6 e comutando-se entre esses dois ramos de circuito. Não

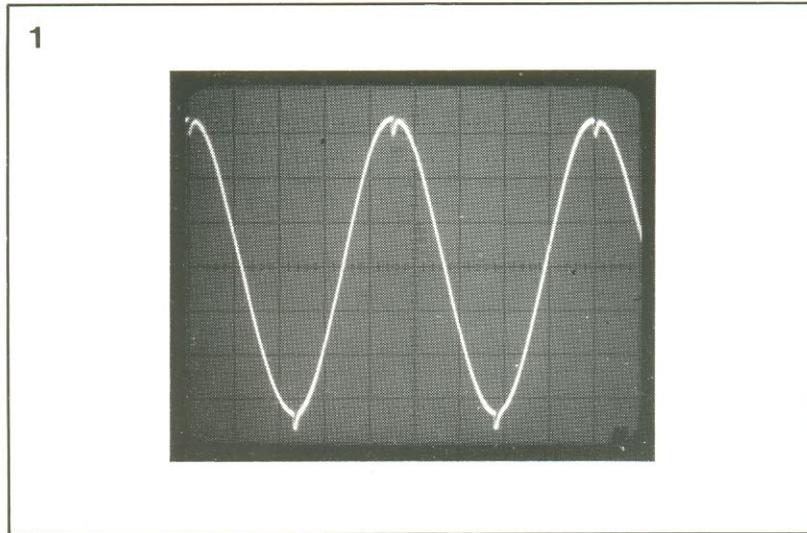


figura 1 — Esta foto mostra uma típica senóide produzida pelo XR2206, com os pulsos espúrios inerentes.

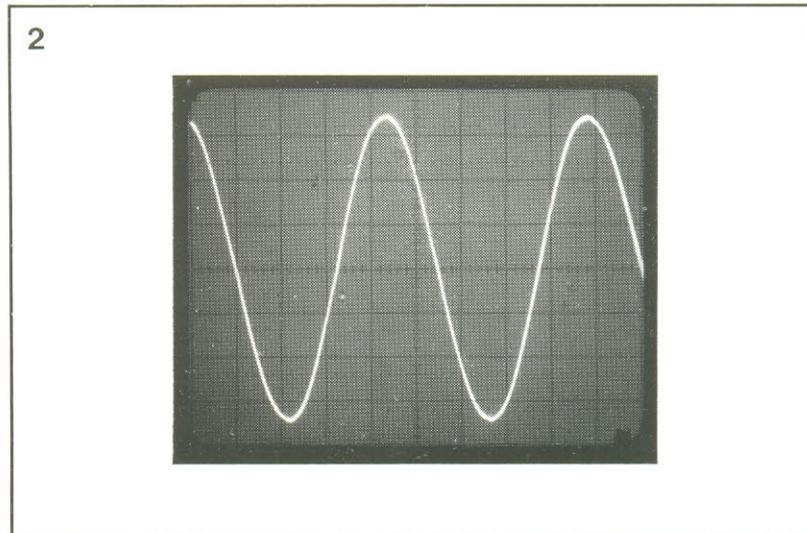


figura 2 — Outra senóide gerada pelo 2206, agora com os circuitos auxiliares do gerador de funções Elektor. Seria possível arredondar um pouco mais os picos do sinal — o que iria torná-lo mais atraente, mas com acréscimo de distorção.

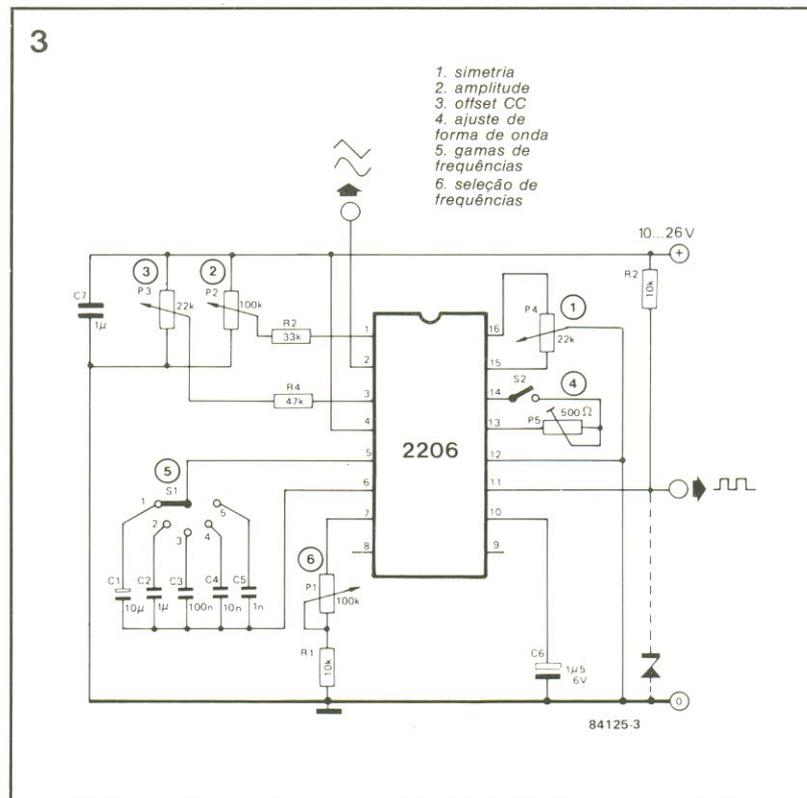


figura 3 — Configuração convencional do 2206 em um circuito. Os poucos componentes externos não compensam os maus resultados obtidos.

4

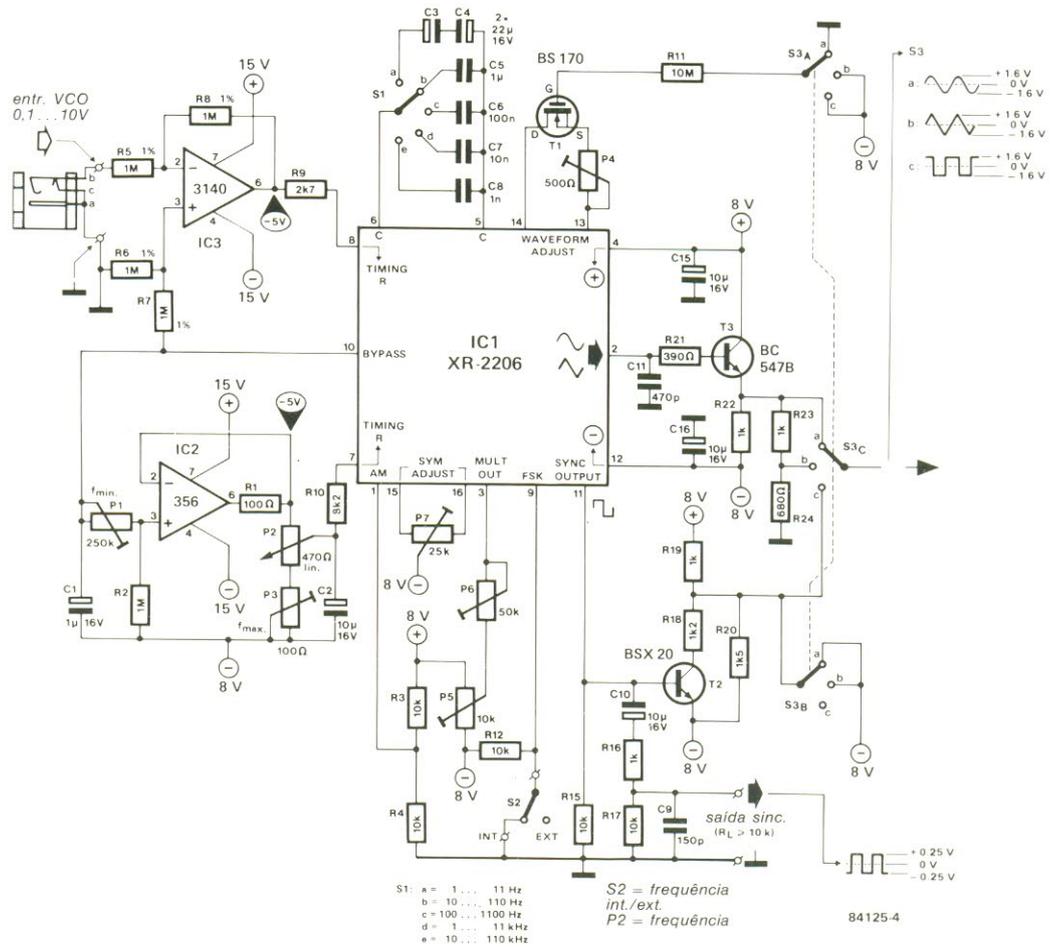


figura 4 — O gerador de funções Elektor utiliza um número bem maior de elementos externos. Aqui ele aparece sem a fonte e o amplificador de saída.

— Figura 5 — Estrutura interna do XR2206, em forma de diagrama de blocos. O oscilador interno do CI (VCO) fornece as ondas quadradas e triangulares, cuja frequência pode ser ajustada através dos pinos 7 e 8 (usados para definir as correntes de carga e descarga do capacitor que vai ligado aos pinos 5 e 6). Um conversor encarrega-se de gerar a senoide a partir da onda triangular; o ajuste, nesse caso, é feito pelos pinos 16/15 e 14/13. A amplitude, por fim, pode ser alterada por meio do multiplicador (pinos 1 e 3).

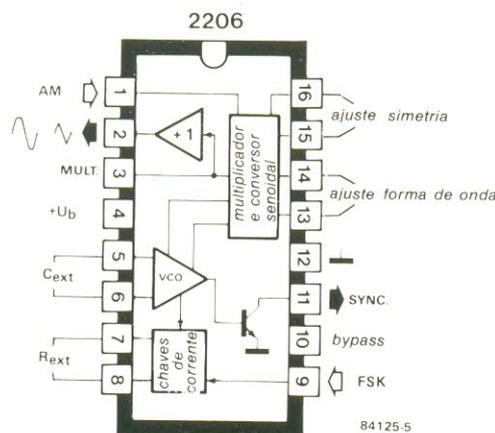
foi, porém, a solução que adotamos; preferimos determinar o nível CC e a amplitude das duas formas de onda através de P5 e P6, efetuando a correção de amplitude mais adiante, na saída,

por meio do divisor de tensão R23/R24.

A impedância desse divisor de tensão foi reduzida pela introdução de um estágio seguidor de emissor (T3). É claro que um divisor de alta

impedância (tal como 5,6 k/3,3k, por exemplo) poderia dispensar esse estágio adicional, mas em contrapartida iria introduzir mais distorção e tornar o circuito mais sensível a ruídos.

5



Ajuste de frequência linear e estável

O circuito básico da figura 3 utiliza um resistor variável (P1) para a seleção de frequência — método pouco afetado pelas variações na tensão de alimentação, mas que torna praticamente inviável a divisão de escala. A relação entre o valor de resistência (ou posição do cursor de P1) e a frequência, nesse caso, pode ser vista na figura 6.

No entanto, pode-se obter uma escala de frequência linear se for variada a tensão, e não a resistência, no pino 7. Essa idéia foi implementada na figura 4, onde P2 forma um divisor de tensão, através do

qual a tensão linear do cursor é entregue a R10. Para evitar que a frequência fosse afetada pelas variações da alimentação, o potenciômetro foi ligado à saída de um operacional de baixa deriva (IC2), ao invés de a +Vcc.

Esse LF356 "reforça" a tensão presente no pino 10 do 2206, que fornece uma tensão de referência interna do CI. Existem duas vantagens em se usar essa referência para P2: a frequência permanece estável e a tensão sobre P2 não pode tornar-se maior que a presente no pino 7 (que também está ligada à tensão de referência).

O operacional tem ainda a função de "desacoplar" os ajustes P1 e P3. Mediante tal arranjo, a frequência máxima pode ser determinada por P3, sem afetar a frequência mínima já imposta por P1. A tensão proveniente do pino 10 também serve de referência para ajustes externos de frequência via entrada VCO. Obtém-se, dessa forma, a melhor estabilidade possível de frequência.

Sem compromissos

O próximo item da lista refere-se à capacidade do 2206 de gerar ondas assimétricas. Para isso, é preciso chavear as constantes de tempo dos pulsos e da onda dente-de-serra — o que é obtido "amarrando-se" a entrada FSK (pino 9) à saída de onda quadrada (pino 11), de forma que o capacitor colocado entre os pinos 5 e 6 seja carregado pela corrente vinda do pino 7 e descarregado pela do pino 8.

Esta não é solução ideal por várias razões. A diferença entre os tempos de carga e descarga não pode ser suficientemente ampla, fazendo com que o dente-de-serra pareça mais um triângulo assimétrico. A escala de frequência do potenciômetro, no pino 7, não é mais correta, já que determina apenas metade da duração do período; o restante depende da resistência ou corrente no pino 8. O controle externo de frequência (via entrada VCO) deve receber uma chave adicional. E, por fim, a onda quadrada fornecida através do circuito impresso e pelas chaves, entre

6

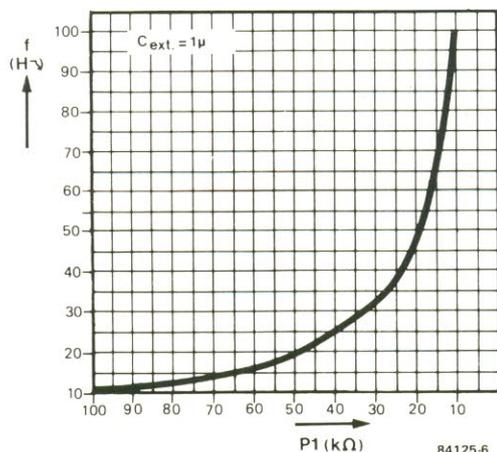


figura 6 — Caso a frequência seja ajustada por um potenciômetro atuando como um resistor variável, a curva "frequência x posição do cursor" não será nada linear — o que resulta numa divisão de escala pouco cômoda para o operador.

os pinos 11 e 12, degrada os outros sinais.

Nossa resposta a esses problemas é bastante simples: é melhor não ter ondas assimétricas do que tê-las em más condições. Levando-se em conta a estabilidade das formas de onda e da amplitude acima dos 100 kHz, existe outra solução aceitável: não estender o espectro de frequência além dos 100 kHz. A alimentação usada é completamente simétrica, o que permite trabalhar sem capacitores de desacoplamento e obter ondas quadradas quase perfeitas, mesmo em baixas frequências.

Todos esses "aperfeiçoamentos" do 2206 só foram possíveis com a adoção de uma placa dupla face para o circuito do gerador. Foi a única forma de manter as trilhas críticas bem curtas e/ou bem afastadas entre si. Isso também permitiu que a fiação entre a placa e as chaves, soquetes e potenciômetros fosse simplificada e reduzida. Ela exigiu muito cuidado no projeto, para que pudéssemos encontrar o melhor traçado possível.

Conclusão

Mesmo quando um circuito é baseado em um integrado especial, contendo quase tudo o que necessário, ele pede muito trabalho para que o projeto fique perfeito. Proje-

tamos o gerador de funções com todo o cuidado, de modo que o desempenho do XR2206 fosse o melhor possível. E, o que é mais importante, não levamos o CI até seus limites, pois isso só poderia resultar em um circuito repleto de compromissos.

✠

Detector de conteúdo em fitas

para gravadores cassette digitais

M. Hafner

O circuito aqui descrito possibilita aos usuários de pequenos computadores certificarem-se de que suas fitas de programas estão realmente gravadas. Foi testado em um Commodore, em um ZX81 e no Computador Júnior (micro lançado na Europa pela Elektor). Permite não só distinguir entre fitas em branco e gravadas, como também localizar o início dos programas — pelo chaveamento alternado entre as condições de reprodução e avanço rápido (ou retrocesso).

Quando usado juntamente com o Commodore ou o ZX81, o circuito mostra, através de três LEDs, se a fita está em branco (D2), se contém um sinal piloto (D1) ou se foi gravada (D3). O tom piloto é um sinal que precede a informação útil ou, no caso do Commodore, é intercalada entre a codificação do programa (nome, extensão e assim por diante) e os dados propriamente ditos.

Esse sinal não existe no ZX81, o que representa uma séria desvantagem. Por outro lado, torna a confecção do detector bem mais simples, como veremos a seguir.

O circuito

A entrada do detector (figura 1) é acoplada à saída do gravador cassette. O sinal vindo do gravador é recebido através de C6, sendo então aplicado às entradas (pino 3) de um decodificador de tom (IC1) e de um monoestável (IC2, no pino 2). Existem, então, três condições possíveis para o circuito:

*Ausência de sinal: A saída de IC1 (pino 8) vai para o nível 1, enquanto a de IC2 (pino 3) vai para 0. O sinal nas entradas do decodificador BCD/decimal (pinos 12 a 15) IC3 assume a condição 0010 (já que os pinos 12 e 13 estão aterrados). Isto faz com que a saída (pino 3) correspondente ao número decimal "2" seja ativada — ou seja, que ela vá para o nível 0. Com isso, vai circular uma corrente por R3 e pelo LED D2, indicando que a fita não está gravada.

*Presença de tom piloto: A frequência constante do sinal piloto é reconhecida por IC1, fazendo com que sua saída vá para 0. Ao mesmo tempo, IC2 recebe um trem de pulsos de disparo, que fazem sua saída mudar para 1. O número bi-

nário nas entradas de IC3 é, agora, 0001, levando o pino 2 a 0. A corrente passa a fluir por R3 e D1, indicando a existência do piloto.

*Presença de dados: A saída de IC1 permanece em 1, já que a frequência de entrada está fora da faixa do decodificador de tom. O monoestável permanece ativado, assim como sua saída em nível 1. O número binário nas entradas de IC3 torna-se 0011, levando o pino 4 a 0. Agora é o LED D3 que acende, assinalando a presença de dados.

A frequência central (f_c) de IC1 é determinada por P1 e C5, podendo ser calculada pela fórmula

$$f_c = 1/P1C5 \text{ (Hz)},$$

onde "P1" é o valor ajustado no trimpot P1. A largura de faixa (B) do decodificador de tom pode ser determinada por

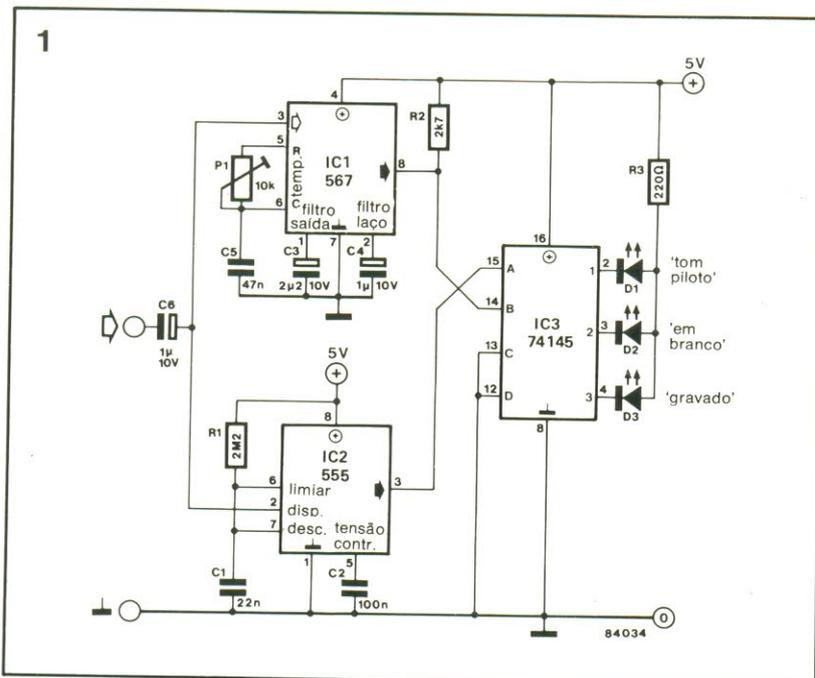
$$B = 1070 \sqrt{U_i/f_c C_4} \text{ (Hz)},$$

onde U_i é o valor RMS do sinal de entrada, em volts, C_4 é o valor do capacitor correspondente, em μF , e f_c é a frequência central, em hertz. Convém observar que U_i não deve exceder os 200 mV.

Se o seu computador é um ZX81 (ou compatível), pode eliminar do circuito os componentes D1, IC1, P1, R2 e C3...C5; o pino 14 de IC3 deve ser ligado, então, à linha positiva da alimentação.

Calibração

Ainda no caso do ZX81, como não há nada a ser calibrado, seus usuários estão dispensados da leitura deste item. Para outros computadores, basta ligá-los a um gravador cassette e escrever um programa curto, de apenas alguns caracteres (tão próximos quanto possível) sobre a fita; isto fará as vezes de tom piloto. Rebobine a fita e ponha o gravador para reproduzir; partindo de posição central de P1, ajuste-o lentamente, até que o LED D1 acenda por 1 ou 2 segundos para cada piloto.



BCD = decimal
codificado
em binário

figura 1 — O circuito é composto por três CIs bastante comuns e um punhado de componentes discretos. Se ele for alojado em uma pequena placa padronizada, com um pouco de sorte e habilidade será possível incluí-lo no gabinete do gravador.

Apesar da demora e dos problemas, eles já começam a aparecer no Brasil. Elementos essenciais da automação comercial, podem agilizar tremendamente a compra dos mais variados produtos, especialmente em supermercados e grandes lojas de departamentos. Mas você já se perguntou o que há por trás daquelas barras, como são interpretadas pelos computadores e que outras utilidades podem ter? Então leia e informe-se: os códigos de barras estão aí.

Códigos de barras

Todos já estão cansados de saber que os computadores trabalham com numeração binária, isto é, que neles todas as informações são convertidas em sequências de "uns" e "zeros". Esse fato, porém, pode levar a interpretações errôneas dos códigos de barras — como, por exemplo, que os traços mais largos correspondem ao "1" e os mais estreitos, ao "0" ou vice-versa; ou, ainda, que existe alguma relação entre as barras e os números impressos ao lado das mesmas.

Vistos dessa forma, os códigos de barras parecem muito simples de "decifrar". Infelizmente, não é o que acontece na prática; de fato, em geral não existe relação alguma entre os números e as barras, assim como a mesma informação pode ser "barrada" de várias formas diferentes. Uma observação mais atenta revela, além disso, que as barras têm espaçamento irregular — o que em certos casos também tem um significado.

Conclusão: os códigos não são assim tão simples e diferem segundo a utilização, mas também não chegam a ser bichos de sete cabeças. Vamos analisá-los agora e desfazer o mistério em torno deles.

Contínuos e discretos

Todo código de barras está baseado em caracteres individuais. Cada dígito tem o seu próprio código, não sendo convertido em binário (85=01010101, por exemplo) antes de ser transformado em barras. E não esqueça que não só as barras, mas também os espaços entre elas podem carregar informação. Assim, se no caso mais simples considerarmos apenas dois "tamanhos" — largo e estreito — tanto os espaços como as barras poderão ser enquadrados nessa classificação.

Um código "contínuo" é aquele onde *todos* os traços e espaços contêm informação. Já no código "discreto", por outro lado, não se utiliza o espaço entre caracteres; nesse caso, cada caractere (seja uma letra ou um dígito) é representado por um certo número de barras e pelos espaços entre elas. O intervalo entre tais grupos pode, além disso, variar de largura.

As coisas ficam um pouco mais complicadas quando um código contínuo é usado com um número ímpar de barras e espaços por caractere. Desse modo, supondo que cinco barras e espaços determinam um caractere, a primeira unidade poderia ser representada, digamos, como três traços e dois espaços, o seguinte como três espaços e

dois traços e assim por diante.

Mas a complicação não pára por aí. Estamos considerando, até agora, que as barras e os espaços existem em apenas dois tamanhos. Não é bem assim: em códigos de múltiplos níveis, várias larguras são utilizadas, a partir de um padrão que pode ser dobrado, triplicado ou até quadruplicado. A evidente vantagem desse sistema é que mais informações podem ser "comprimadas" no mesmo espaço; mas ele cobra seu preço: fica mais difícil imprimir os dados de uma forma confiável, legível e sem erros.

Os códigos mais usados

Não há possibilidade nem interesse em analisar todos os códigos barrados existentes. Ao invés disso, selecionamos alguns exemplos mais representativos, desde o mais simples até os razoavelmente complexos, sobre os quais vamos basear nosso artigo.

A versão mais simples é seguramente o código "2 em 5", que emprega sempre cinco barras para representar cada dígito, duas das quais são mais largas que as demais (daí o nome). O código completo pode ser visto na tabela 1, juntamente com alguns exemplos práticos na figura 1. Veja que as barras estreitas representam os "zeros", enquanto as largas são os "uns".

Os erros de leitura são evitados de três formas diferentes. Em primeiro lugar, exatamente duas em cada cinco barras devem ser mais largas; caso contrário, a leitura é interrompida. A segunda verificação controla o número de barras: entre os símbolos de

ou como
por os
dados na
linha



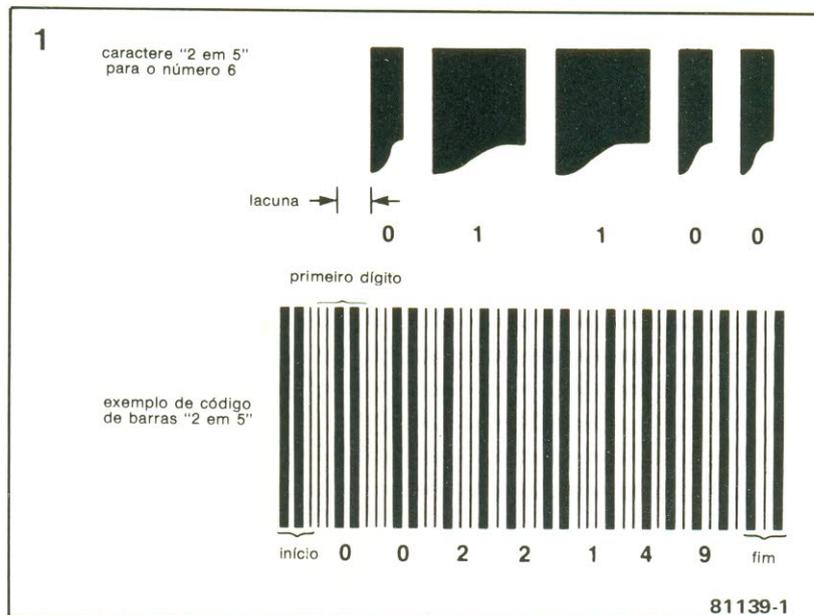


figura 1 — Na codificação "2 em 5", cada dígito é representado por cinco barras, duas das quais mais largas que as demais.

Tabela 1

caractere	código "2 em 5"
0	00110
1	10001
2	01001
3	11000
4	00101
5	10100
6	01100
7	00011
8	10010
9	01010
início	110
fim	010

0=barra estreita
1=barra larga

2 CONFIGURAÇÃO DO CÓDIGO 39

caractere	padrão	barras + espaços	caractere	padrão	barras + espaços
1		100100001	M		101000010
2		001100001	N		000010011
3		101100000	O		100010010
4		000110001	P		001010010
5		100110000	Q		000000111
6		001110000	R		100000110
7		000100101	S		001000110
8		100100100	T		000010110
9		001100100	U		110000001
0		000110100	V		011000001
A		100001001	W		111000000
B		001001001	X		010010001
C		101001000	Y		110010000
D		000011001	Z		011010000
E		100011000	-		010000101
F		001011000	.		110000100
G		000001101	espaço		011000100
H		100001100	*		010010100
I		001001100	\$		010101000
J		000011100	/		010100010
K		100000011	+		010001010
L		001000011	%		000101010

figura 2 — A codificação "39" (ou "3 em 9") permite representar letras e outros sinais, além de dígitos. Neste caso particular, os espaços fazem parte do código. Em cada nove barras e espaços, três são mais largos.

*código início/fim

81139-2

início e fim deve sempre haver um número de barras múltiplo de 5.

Falando dos símbolos de início e final, eles informam ao computador o sentido em que os dados devem ser lidos. Assim, por exemplo, se a caneta ótica ler os dados da direita para a esquerda, o computador terá primeiro que inverter a ordem dos "uns" e "zeros" para poder decodificá-los.

A terceira checagem de erros envolve uma simples

soma, que pode variar de um sistema para outro. Normalmente, costuma-se somar todos os dígitos de um código, para depois incluir o último dígito da soma no final do caractere (ou seja, imediatamente antes do sinal de fim). Esse processo está ilustrado na figura 1 como $2+2+1+4=9$. Se os dois primeiros zeros fossem substituídos por um 8 e por um 2, o resultado seria o mesmo, pois somente o 9 seria adicionado (isto é, $8+2+2+2+1+4=19$).

Um sistema bem mais complexo é o chamado código 39. Nesse caso, são nove símbolos (barras e espaços) por caractere, três dos quais são mais largos que os demais. Em outras palavras, esse é um típico código "3 em 9", que passou a se chamar "39" devido à notória praticidade americana nas abreviações.

Como podemos ver na figura 2, esse código exibe bem mais possibilidades. De fato, com ele é possível repre-

sentar não só os números, como também todas as letras do alfabeto e vários sinais de pontuação. Cada dígito "1" é sempre representado como uma barra ou espaço com o dobro da largura de um "0". Além disso, o espaço entre dois caracteres tem uma largura fixa equivalente a uma vez e meia de um espaço estreito.

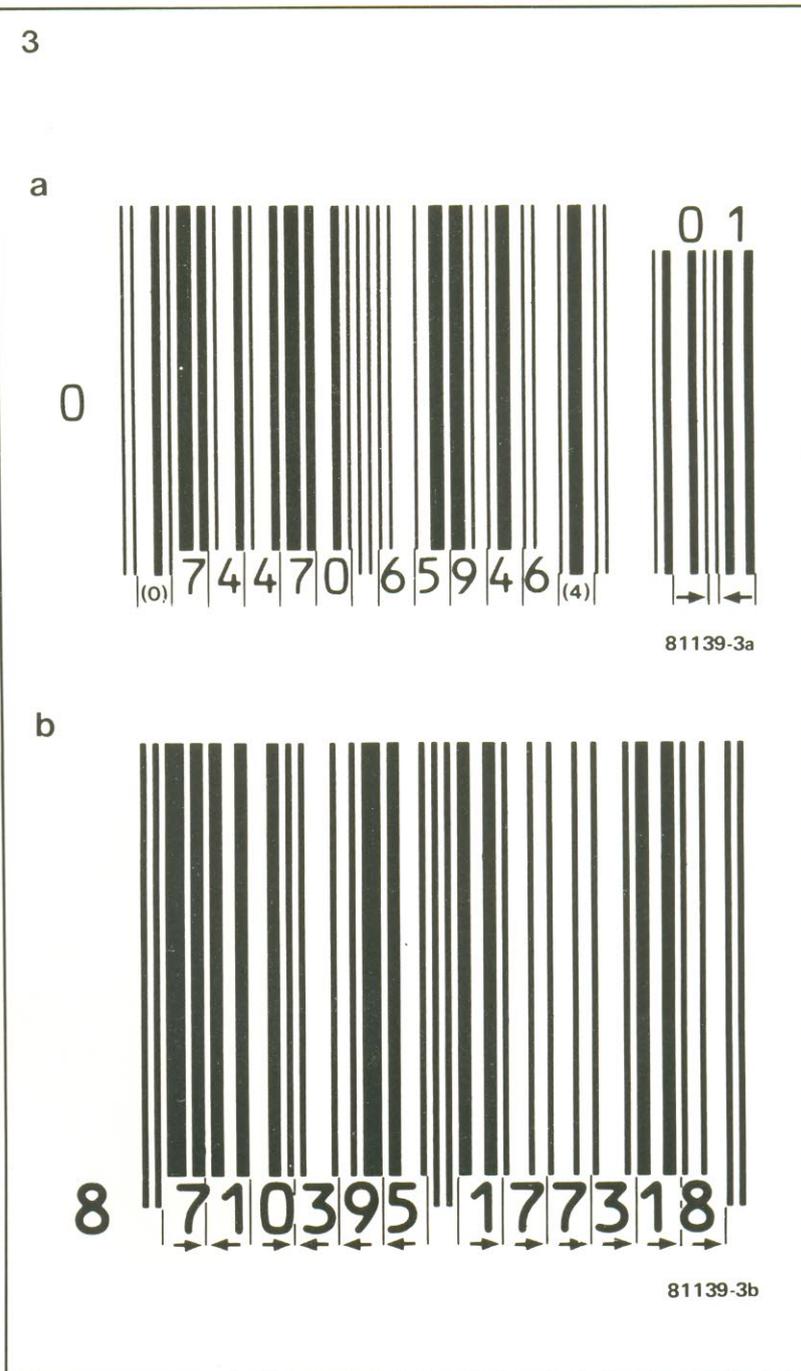
Os dois códigos que acabamos de ver exigem cinco barras por dígito (ou letra). Os produtos vendidos em supermercados, porém, são codificados de uma forma bem mais simples, por meio do UPC (*Universal Product Code* ou código universal de produtos). Ele utiliza apenas duas barras por dígito, o que significa que o processo de "largo" e "estrito" deixa de ser válido e dá lugar a outro, no qual barras e espaços podem exibir nada menos que quatro larguras diferentes.

A largura total (barras+espaços) para cada dígito foi fixado em sete "unidades" — que pode ser, por exemplo, um barra dupla, um espaço, uma barra tripla e mais um espaço, totalizando $2+1+3+1=7$ unidades.

Dois exemplos dessa codificação podem ser vistos na figura 3, enquanto a tabela 2 resume suas características. Observe que as barras podem ser lidas nos dois sentidos, pois tanto a sequência 3-2-1-1 como a 1-1-2-3 serão reconhecidas como o número 0 — recurso muito utilizado em certos sistemas de detecção de erros. Veja que na figura 3a foram acrescentados dois dígitos (0 e 4) que possibilitam a localização de erros no bloco principal; no bloco da direita isto é feito invertendo-se o sentido de escrita dos dígitos. Por outro lado, na figura 3b o sentido de escrita é usado para detectar erros ao longo de todo o bloco.

O software "faixa de pedestres"

Sempre que surge uma grande quantidade de programas de microcomputador a ser oferecida ao público, a grande questão é como distribuí-la. Uma das formas, a mais óbvia, consiste em fa-



zer tabelas cheias de "uns" e "zeros" ou de números hexadecimais. O problema é que esse tipo de impresso está muito sujeito a erros — pois mesmo quando o original é produzido sob a forma de listagem de computador, ele deve ser digitado manualmente. Além disso, envolve um trabalho enorme e o resultado final é pouco satisfatório, esteticamente falando.

Outra solução são as fitas de programas, agora vendidas regularmente por várias empresas, além dos disquetes e EPROMs pré-gravadas, em menor escala. Essa forma é bem mais prática, apresenta

Tabela 2

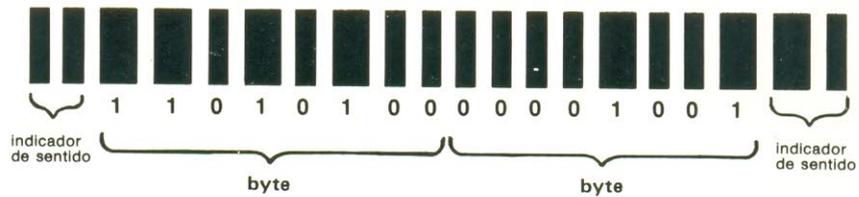
caractere	código UPC
0	3-2-1-1
1	2-2-2-1
2	2-1-2-2
3	1-4-1-1
4	1-1-3-2
5	1-2-3-1
6	1-1-1-4
7	1-3-1-2
8	1-2-1-3
9	3-1-1-2
início/fim	1-1-1

figura 3 — Dois exemplos de codificação de produtos, onde as barras e espaços têm quatro larguras diferentes.

os números indicam o número de unidades de largura para as duas barras e dois espaços usados em cada caractere.

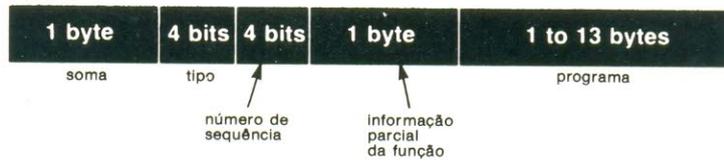


4



81139-4a

código de programa



exemplo:



81139-4b

figura 4 — O sistema da HP trabalha segundo duas larguras de barra: estreitas para os "zeros" e largas para os "uns".

menos problemas de erro, mas é também mais cara.

O que poderia ser melhor, teoricamente, do que um código de barras devidamente adaptado? Um microprocessador poderia ser "ensinado" a desenhar as barras e, desde que o usuário dispusesse de um sistema de leitura adequado, os programas poderiam ser introduzidos no micro em poucos minutos.

Pois é exatamente isso o que estão fazendo alguns fornecedores de *software*. A Hewlett Packard, por exemplo, oferece programas em códigos de barras para sua calculadora HP-41CV — que, apesar de serem adaptados a essa aplicação específica, foi um passo na popularização do sistema. Vamos olhar o processo mais de perto.

Conforme nos mostra a figura 4, a HP escolheu o código mais simples, onde as informações são transportadas somente pelas barras: "0" sob a forma de barras estreitas e "1" nas mais largas. Uma única linha pode representar até 16 bytes de dados, que são precedidos por um sinal de início (duas barras estreitas) e terminam com um símbolo de final.

Os sinais de início e de fim servem a um duplo propósito: permitem determinar a "unidade de largura" e, ao mesmo tempo, informam o sentido correto de varredura, de modo que o equipamento de gravação tenha condições de saber se deve ou não inverter a ordem de entrada dos bits. Na próxima edição veremos, em outro artigo, como é efetuada a operação de leitura; por enquanto, estamos apenas interessados no princípio básico do sistema.

A idéia por trás do código de barras é permitir a leitura de dados de forma rápida, varrendo-se as barras com uma caneta ótica. Como isto seria invariavelmente feito a mão, é pouco provável que ultrapassasse uma velocidade, digamos, de 7,5 cm/s \pm 0,1%. Um bom sistema de leitura deve trabalhar independentemente da velocidade de varredura, dentro de uma ampla faixa de valores, e não pode considerar essa velocidade constante.

Esses problemas foram resolvidos empregando-se uma

nova "unidade de largura" na decodificação de cada barra, derivada do conjunto barra/espaco imediatamente anterior. Tal sistema proporciona resultados bastante confiáveis em qualquer velocidade situada entre 76 cm/s e 7,6 cm/s.

Quando ao sentido de varredura, também não oferece problema algum. Todos os 16 bytes (ou 128 bits) ficam armazenados em uma memória intermediária durante a leitura; a localização de cada bit é determinada por um "indicador", que sofre um *reset* ao início de cada nova linha. Sempre que a leitura é feita da esquerda para a direita, o indicador faz a mesma coisa na memória; em caso contrário, o indicador não se perturba: percorre a memória no sentido inverso.

Assim que os 16 bytes são lidos, o indicador só terá o *reset* se eles forem introduzidos da esquerda para direita. Em seguida, os bits são novamente lidos na memória, um por um, com o indicador deslocando-se no sentido correto, ou seja, da esquerda para a direita. Como tudo isso parece um tanto complicado, vejamos um exemplo específico.

Se oito dígitos forem escritos da esquerda para a direita, eles poderão ser lidos e transferidos para a memória intermediária segundo o processo já descrito. Assim, vamos ter:

1 2 3 4 5 6 7 8,

o que nos dá a ordem correta.

Se os dígitos forem introduzidos da direita para a esquerda, porém, as coisas tornam-se um pouco mais complicadas. O primeiro dígito (8) será colocado na primeira posição à esquerda não deixando espaço algum para que os outros o procedam. Nesse caso, o indicador desloca-se para a esquerda, para fora dos limites da informação, e reaparece na extremidade direita! Assim, o dígito seguinte (7) será alojado na primeira posição à direita, precedido pelo 6, 5 e assim por diante. O resultado parcial ficará assim.:

8 1 2 3 4 5 6 7

O último dígito será o 1, na ordem de introdução, e o indi-

gador permanecerá nessa posição, sem sofrer *reset*. Os dígitos serão então relidos da esquerda para a direita, aparecendo na saída na ordem correta.

Páginas e páginas de barras...

Mesmo que os programas possam ser "traduzidos" em barras, uma questão ainda permanece: quanto espaço vão ocupar? O sistema da HP parece bastante razoável, seja no preço como na precisão (sua margem de erro é inferior a 0,1 mm, aceitando, assim, as barras mais estreitas).

Por razões práticas, todavia, a largura mínima das barras deve ser 0,5 mm — o que faz com que cada bit (barra + espaço) ocupe entre 1 e 1,5 mm. Assumindo que cada bit vá tomar, em média, 1,25 mm, um byte irá corresponder a 10 mm. E uma linha de 16 bytes, incluindo os bits de início, fim e verificação, ocuparia então toda uma linha de uma página de revista, enquanto 32 linhas, equivalentes a 500 bytes de *software*, iriam exigir a página inteira. Em suma, o sistema não é nada compacto, sendo viável apenas para programas curtos.





Gerador de funções

Uma bancada "séria" de hobista ou técnico não pode dispensar um gerador de funções, peça essencial em todas as ocasiões em que é preciso gerar ondas senoidais, quadradas ou triangulares. Este projeto utiliza um CI específico — o XR2206 — do qual foram eliminados todos os principais defeitos. O resultado é um instrumento semiprofissional, custando apenas uma fração do preço de seus equivalentes comerciais.

formas
de ondas
impecáveis

Especificações técnicas

- **Faixas de frequências:** 1 Hz... 110 kHz, divididas em cinco décadas.
- **Controle por tensão externa:** 0,1...10 V na entrada VCO proporciona uma faixa de frequências de 1...100, com uma impedância de entrada de 1 megohm.
- **Formas de onda:** senoidal, triangular, quadrada.
- **Distorção harmônica na senóide:** 0,1%.
- **Saída CC:** todas as formas de onda, amplitude de 100 mV...10 Vpp, nível ajustável entre -5 e +5 V, impedância de saída de 50 ohms, proteção contra curto-circuitos.
- **Saída CA:** todas as formas de onda, amplitude de 10 mV...1 Vpp, faixa de frequências de 0,1 Hz... 110 kHz (-3 dB), impedância de saída de 600 ohms, proteção contra curto-circuitos.
- **Saída de sincronismo:** onda quadrada, amplitude de 500 mVpp, total ausência de componentes CC de tensão, impedância de 1 quiloohm, proteção contra curto-circuitos, impedância de "fechamento" ≥ 10 quiloohms.

Por quê utilizar, em um novo projeto de gerador de funções, o "velho" integrado XR2206, lançado há mais de dez anos na Europa? Os projetistas da Elektor explicam que, após muito procurar no mercado, resolveram manter-se fiéis a esse CI por várias razões.

Primeiramente, era essencial que o circuito fosse o mais simples possível, podendo ser reproduzido por todos os montadores — o que invalidou de saída a tese de um circuito totalmente discreto. Em segundo lugar, o projeto não poderia ser muito caro, nem conter CIs exóticos, difíceis de encontrar — motivo pelo qual desistiram também de uma versão digital do gerador, onde as formas de onda seriam armazenadas em uma EPROM e depois entregues a um conversor D/A.

Concentraram-se, por isso, no tradicional XR2206, porém contornando uma série de fa-

lhas inerentes ao circuito básico sugerido pelo fabricante desse integrado. As estratégias adotadas para torná-lo um instrumento semiprofissional foram reunidas em outro artigo desta mesma edição — "O XR2206 no gerador de funções" — voltado para todos os que desejam conhecer esse componente mais detalhadamente.

As características do gerador

O objetivo, portanto, era claro: desenvolver um gerador de funções eficiente e de pequenas dimensões. É óbvio que ninguém quer um aparelho enorme, repleto de chaves e controles, podendo optar por outro mais compacto e simples, que não fique muito a dever aos similares comerciais. Como se pode notar pela tabela de especificações técnicas, parece que os objetivos foram plenamente al-

cançados e que até mesmo o painel lhe deu um ar profissional (figura 5).

Ele fornece as formas de onda mais utilizadas: senóides, triangulares e quadradas. Por razões de custo, foram dispensados os circuitos digitais de ajuste e leitura de frequência. A primeira função é exercida por um único controle que, uma vez calibrado, proporciona a precisão adequada; quanto á segunda, nada impede que um freqüencímetro seja acoplado à saída do gerador, para que se possa selecionar a freqüência exata.

Em operação normal, é importante dispor de uma extensa faixa de tensões de saída, com nível de *offset* variável. A saída CC exhibe uma amplitude máxima de 10 V pico a pico, com uma impedância de saída de 50 ohms; seu *offset* pode ser variado entre -5 e +5 V, recurso de grande utilidade quando se deseja uma onda quadrada nos níveis TTL ou CMOS. Outra saída, especial para áudio (saída CA), foi im-

plementada por meio de um capacitor e seu sinal pode ser ajustado entre 10 mV e 1 V (sempre pico a pico), com uma impedância de 600 ohms na saída.

O sinal foi mantido o mais "limpo" possível nas altas freqüências pela utilização de um amplificador de saída com banda larga e acoplado por CC. Falando francamente, a senóide não está totalmente livre de distorção; de qual-

quer modo, esse é um mal compartilhado por praticamente todos os geradores de funções. Assim, recomendamos que as medidas de distorção em equipamentos de alta fidelidade sejam efetuadas com geradores senoidais verdadeiros (tal como os osciladores por ponte de Wien).

O resultado das melhorias feitas na etapa senoidal pode ser visto na figura 1. A onda superior foi produzida pelo

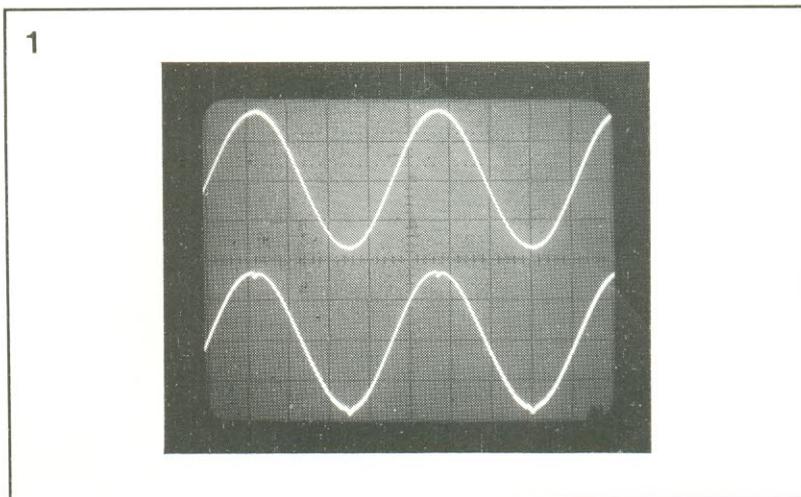


figura 1 — A senóide produzida pelo gerador Elektor (na parte superior da foto) e sua equivalente do circuito padrão.

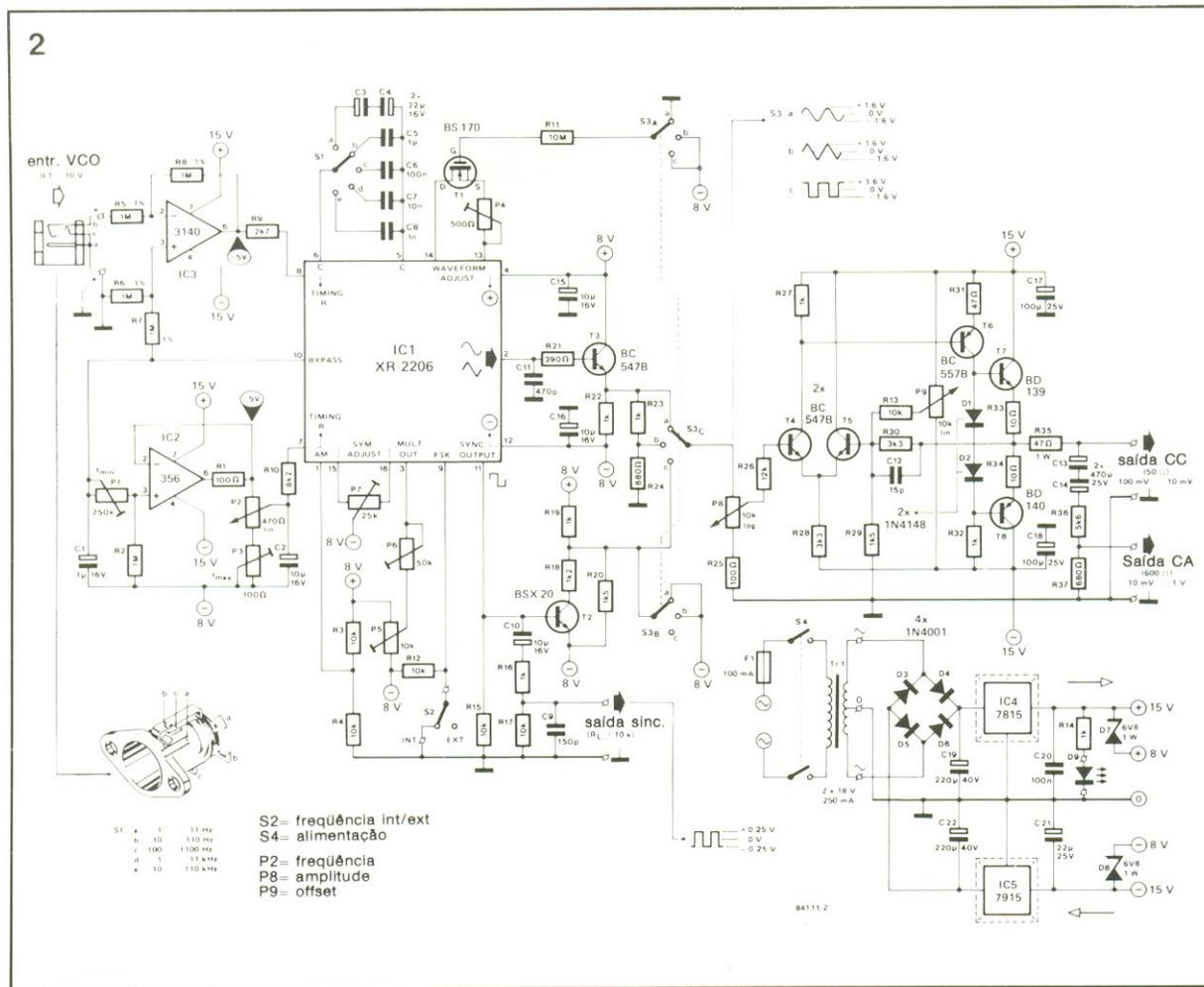


figura 2 — O circuito do gerador de funções é composto por três seções básicas: o gerador em si, baseado em IC1, o amplificador de saída acoplado por CC (T4... T8) e a fonte simétrica (IC4 e IC5).

Lista de componentes

Resistores

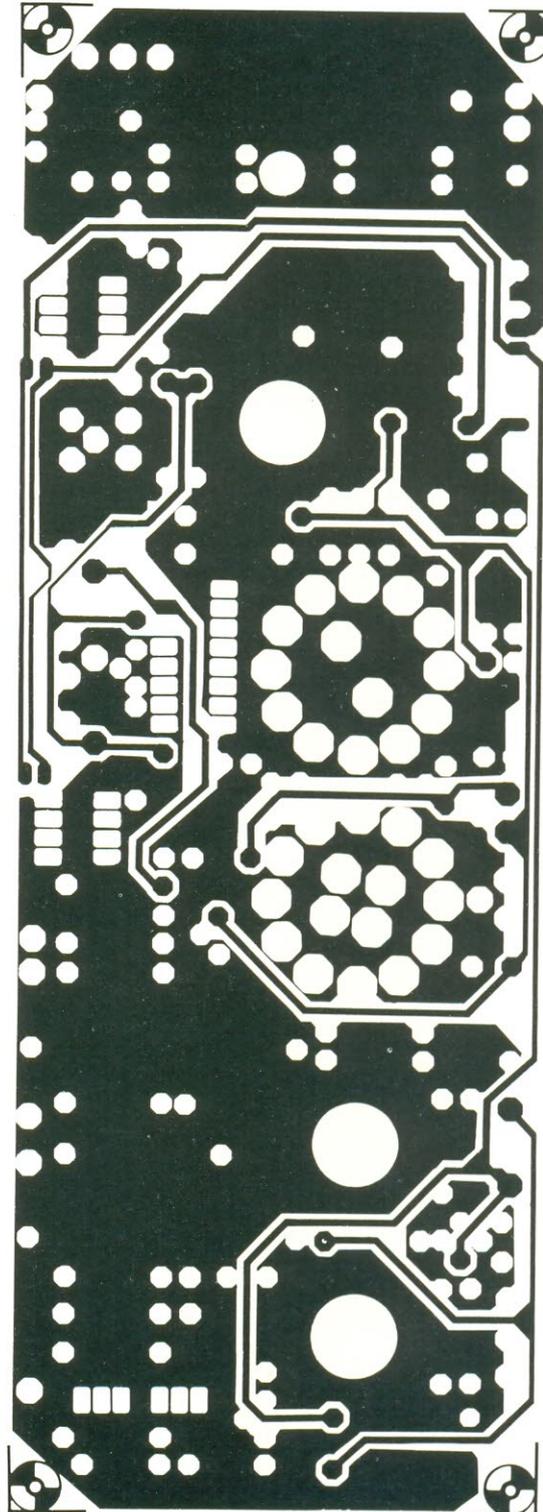
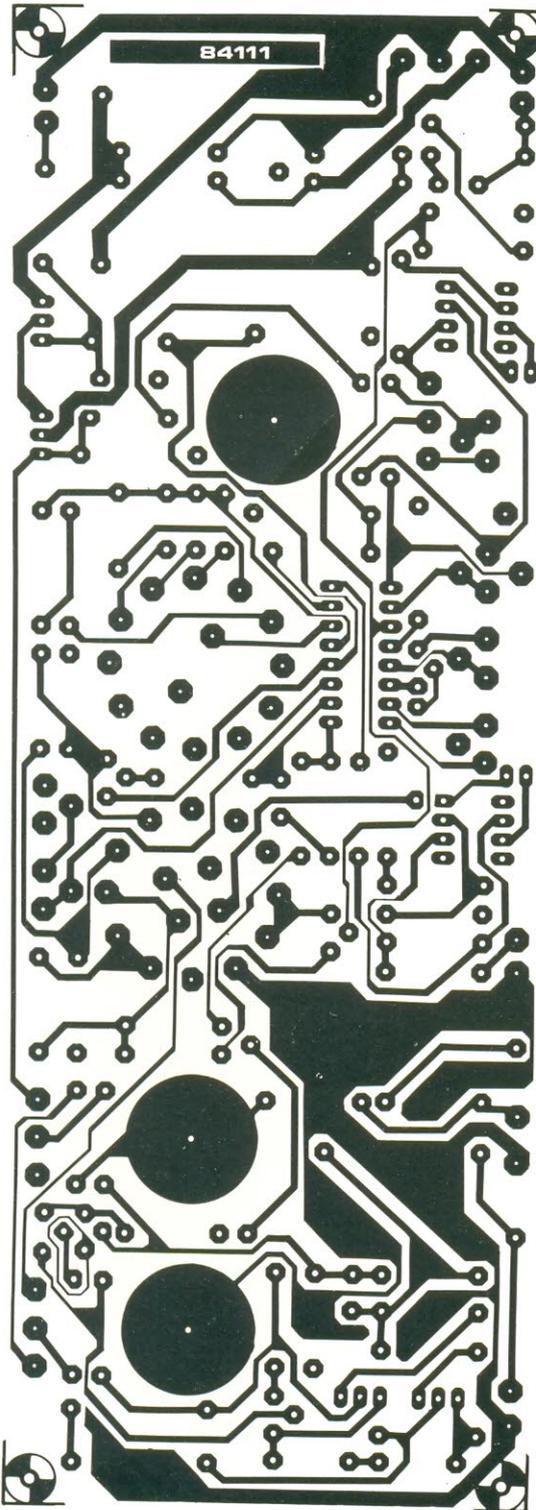
- R1, R25- 100
- R2- 1 M
- R3, R4, R12, R13, R15, R17- 10 k
- R5, R6, R7, R8- 1 M, 1% (filme metálico)
- R9- 2,7 k
- R10- 8,2 k
- R11- 10 M
- R14, R16, R19, R22, R23, R27, R32- 1 k
- R18- 1,2 k
- R20, R29- 1,5 k
- R21- 390
- R24, R37- 680
- R26- 12 k
- R28, R30- 3,3 k
- R31- 47
- R33, R34- 10
- R35- 47/1 W
- R36- 5,6 k
- P1- trimpot vertical 250 k
- P2- potenciômetro de fio, 470, eixo longo
- P3- trimpot vertical 100
- P4- trimpot vertical 500
- P5- trimpot vertical 10 k
- P6- trimpot vertical 50 k
- P7- trimpot vertical 25 k
- P8- potenciômetro log, 10 k, eixo longo
- P9- potenciômetro lin, 10 k, eixo longo

(todos os valores em ohms)

Capacitores

- C1- 1 μ F/16 V
- C2, C10, C15, C16- 10 μ F/16 V
- C3, C4, C21- 22 μ F/25 V (veja texto)
- C5- 1 μ F (veja texto)
- C6- 100 nF (veja texto)
- C7- 10 nF (veja texto)
- C8- 1 nF (veja texto)
- C9- 150 pF
- C11- 470 pF
- C12- 15 pF
- C13, C14- 470 μ f/25 V
- C17, C18- 100 μ f/25 V
- C19, C22- 220 μ F/40 V
- C20- 100 nF

figura 3 — A placa de circuito impresso do gerador tem dupla face, minimizando a fiação e as conexões com a placa. Aqui aparecem os dois lados, mais a distribuição de componentes.



gerador Elektor, enquanto a inferior foi obtida de um aparelho comercial, também baseado no 2206. É evidente a qualidade da senóide de cima, que contém menos que 0,5% de distorção harmônica.

Outro detalhe importante é a entrada VCO, incluída para proporcionar um controle li-

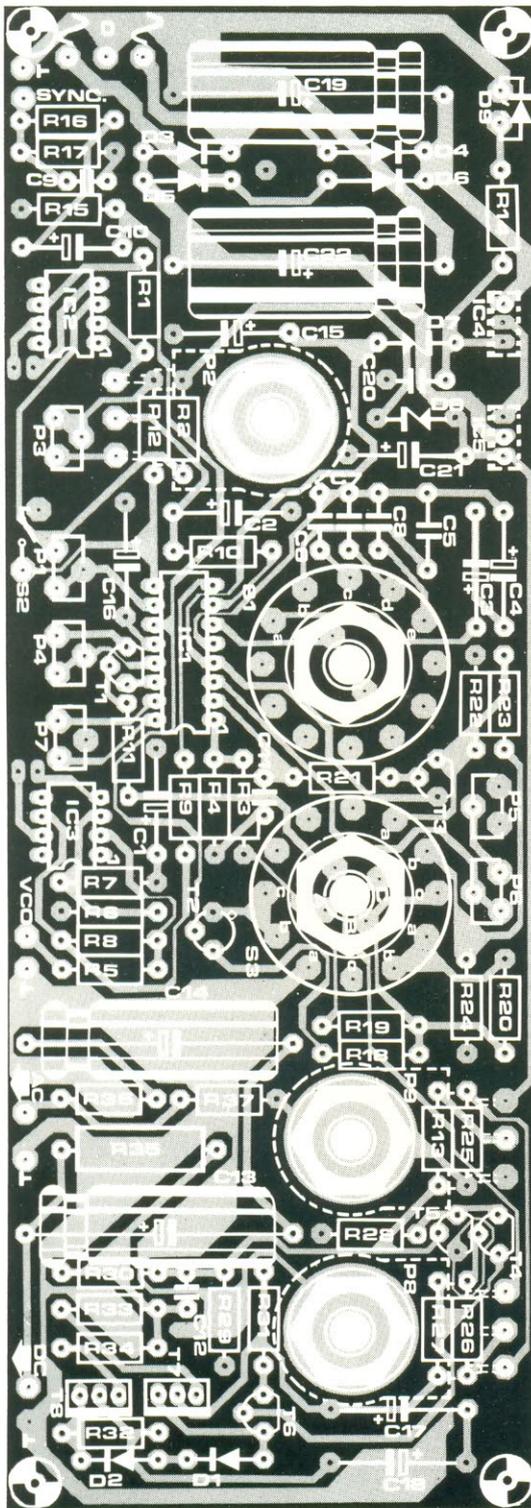
near de frequência dentro de uma faixa de 1 a 100, com base em uma tensão CC de 0,1 a 10 V.

O circuito do gerador só trabalha como deve se a fiação e as pistas do circuito impresso forem as mais curtas possíveis. Por esse motivo, a placa foi projetada com dupla

face, que não só tende a melhorar as formas de onda, mas também a facilitar a montagem.

O circuito em detalhes

Vamos começar pela parte mais simples, que é a fonte de alimentação. Ela tem a confi-



guração básica, com um transformador dotado de derivação central, retificador em ponte e um par de reguladores de tensão (IC4 e IC5) que fornece a alimentação simétrica de +15 e -15 volts. O LED D9 foi incluído simplesmente para indicar quando o gerador está operando.

Como a tensão máxima de alimentação do XR2206 é de 26 V, da fonte foram derivadas, através de diodos zener, as tensões de +8 e -8 V, aplicadas respectivamente aos pinos 4 e 12 do integrado. Dentro do CI existe uma referência de tensão bastante estável, fornecendo 3 Vcc em

relação à linha negativa de alimentação; essa tensão, disponível no pino 10 do CI, é desacoplada pelo capacitor C1 e usada no circuito como referência para o ajuste de frequência realizado por P2. O pino de referência é "reforçado" por IC2, a fim de reduzir a carga sobre ele.

Essa mesma tensão de referência também aparece no pino 7 do CI; a frequência do 2206 é diretamente proporcional à corrente que flui desse pino, que por sua vez é determinada pela tensão presente no cursor do potenciômetro P2. Sempre que essa tensão é elevada — 3 V, por exemplo — pouquíssima corrente flui, levando a frequência ao mínimo (f_{min}). Por outro lado, a frequência atinge o máximo (f_{max}) quando a tensão no cursor está baixa (ou seja, quando esse cursor está completamente voltado para a extremidade da alimentação negativa). Deve-se levar em conta que todas as tensões aqui mencionadas têm seus valores dados em relação à linha negativa. Por fim, os limites inferior e superior da escala de frequências podem ser alterados por intermédio dos trimpots P1 e P3.

A entrada FSK do CI (pino 9) é usada para se comutar o ajuste de frequência do seu pino 7 para o 8. Assim, quando S2 é comutada para a posição EXT, o potenciômetro P2 não tem mais efeito algum sobre o circuito, sendo a corrente vinda do pino 8 a determinar a frequência. Essa corrente depende da tensão de controle presente no resistor R9, fornecida pela entrada VCO via IC3. O 3140 inverte a tensão de VCO, de maneira que a frequência aumente juntamente com ela. Ao mesmo tempo, IC3 serve para assegurar que a faixa de tensões do VCO corresponda àquela em que IC1 trabalha.

Para isso, a entrada não inversora de IC3 é ligada à referência de 3 V através do divisor de tensão R6/R7. Caso a entrada VCO não seja necessária, todo esse estágio pode ser omitido — o que inclui IC3, R5...R9 e S2. A conexão para o pólo comum dessa chave deve ser então aterrado.

A gama de frequências do gerador é determinada pelos

Semicondutores
D1, D2 - 1N4148
D3... D6 - 1N4001
D7, D8 - zeners 6,8V/1W
D9 - LED vermelho
T1 - BS170
T2 - BXS20 ou 2N2369
T3... T5 - BC547B
T6 - BC557B
T7 - BD139
T8 - BD140
IC1 - XR2206
IC2 - LF356N
IC3 - CA3140E
IC4 - 7815
IC5 - 7915

Chaves
S1 - rotativa, dois pólos e seis posições
S2 - miniatura, um pólo, duas posições
S3 - rotativa, 4 pólos e 3 posições
S4 - miniatura, dois pólos, duas posições (força)

Diversos
F1 - fusível 100 mA
Tr1 - transformador para 2x18 V, 250 mA
3 conectores BNC (com rosca)
1 conector de força para entrada VCO (veja a figura 2)
Dissipador para IC4 e IC5
Placa nº 84111

capacitores C3...C8, que são chaveados através de S1. Dois eletrolíticos em série são utilizados na faixa inferior, formando o equivalente a um capacitor bipolar de 11 μ F.

Um sistema relativamente complexo foi adotado na seleção das formas de onda, com base na chave tripolar S3. A senóide, por exemplo, é produzida com essa chave na posição "a". A parte A da chave, nesse caso, insere eletronicamente o trimpot P4 entre os pinos 13 e 14 de IC1 (ajuste de forma de onda), por meio do V-MOSFET T1. A parte B, por sua vez, curto-circuita a saída de T2, ligando-a a -8 V, impedindo que a onda quadrada distorça a senóide. A parte C, por fim, entrega o sinal saído de IC1 ao amplificador de saída, após o "reforço" de T3.

Com a mesma chave na posição "b" temos a onda trian-

gular. A seção A agora impede a formação de uma senóide via BS 170, a seção B continua a inibir a onda quadrada e a C permanece entregando o sinal ao amplificador de saída. Note a pequena mudança efetuada nessa posição, através da qual o sinal vindo de IC1 (pino 2) passa por um divisor de tensão localizado logo após T3. Isto foi necessário para manter iguais as amplitudes da senóide e da onda triangular.

A onda quadrada é gerada com a chave S3 na posição "c". Aqui, mais uma vez, T1 é "desligado" pela seção A, enquanto a seção B permite que a onda, amplificada por T2, passe ao amplificador de saída, por meio da seção C.

A onda quadrada está sempre disponível na saída de sincronismo (SYNC OUTPUT) de IC1. Sua amplitude é de apenas 0,5 V_{pp}, mas ela é

uma forma de onda pura. Todos os componentes CC são bloqueados pelo capacitor C10, enquanto a simetria do sinal pode ser alterada através do trimpot P7, ligado entre os pinos 15 e 16. O nível de saída do sinal, no pino 2, pode ser ajustado pelo trimpot P6 e seu valor CC, alterado por meio do trimpot P5. A entrada AM do 2206 (pino 1) foi fixado em +4 V pelo divisor de tensão R3/R4.

O amplificador de saída é totalmente discreto, consistindo de um amplificador diferencial (T4 e T5), um excitador (T6) e dois transistores de potência (T7 e T8). O ganho de todo esse estágio é determinado pela relação R30/R29, ficando um pouco abaixo de 3 vezes. Um capacitor de 15 pF (C12) foi incluído para garantir a estabilidade da frequência, sem afetar em demasia a velocidade de resposta (*slew rate*) do amplificador.

A corrente quiescente do estágio de saída é determinada pelos diodos D1 e D2, enquanto a corrente de saída é limitada pelo resistor R35, que também define a impedância da saída CC. O *offset* CC pode ser ajustado com o potenciômetro P9 e o "volume" de saída, com o P8. Um eletrolítico bipolar, composto pelos capacitores C13 e C14, foi empregado na supressão de corrente contínua. A tensão de saída foi reduzida pelo divisor R36/R37, cujos valores foram selecionados para

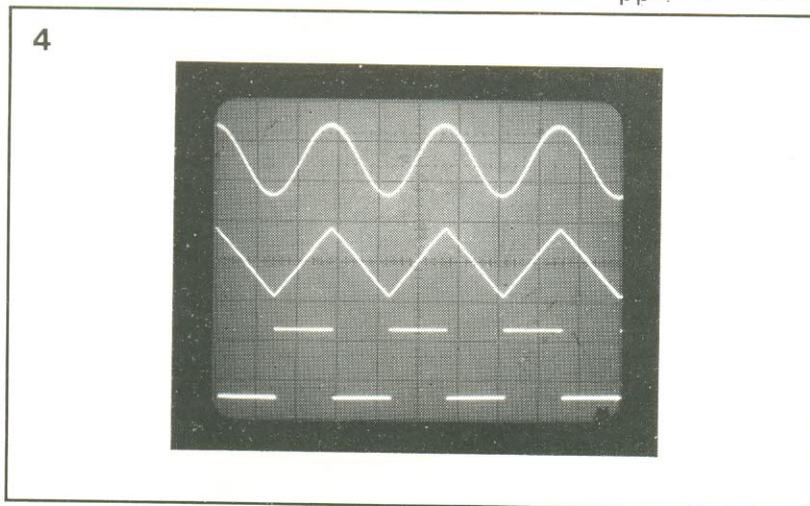


figura 4 — Eis as formas de onda produzidas pelo gerador. O osciloscópio está calibrado para 200 μ s/div. na horizontal e 1 V/div. na vertical.

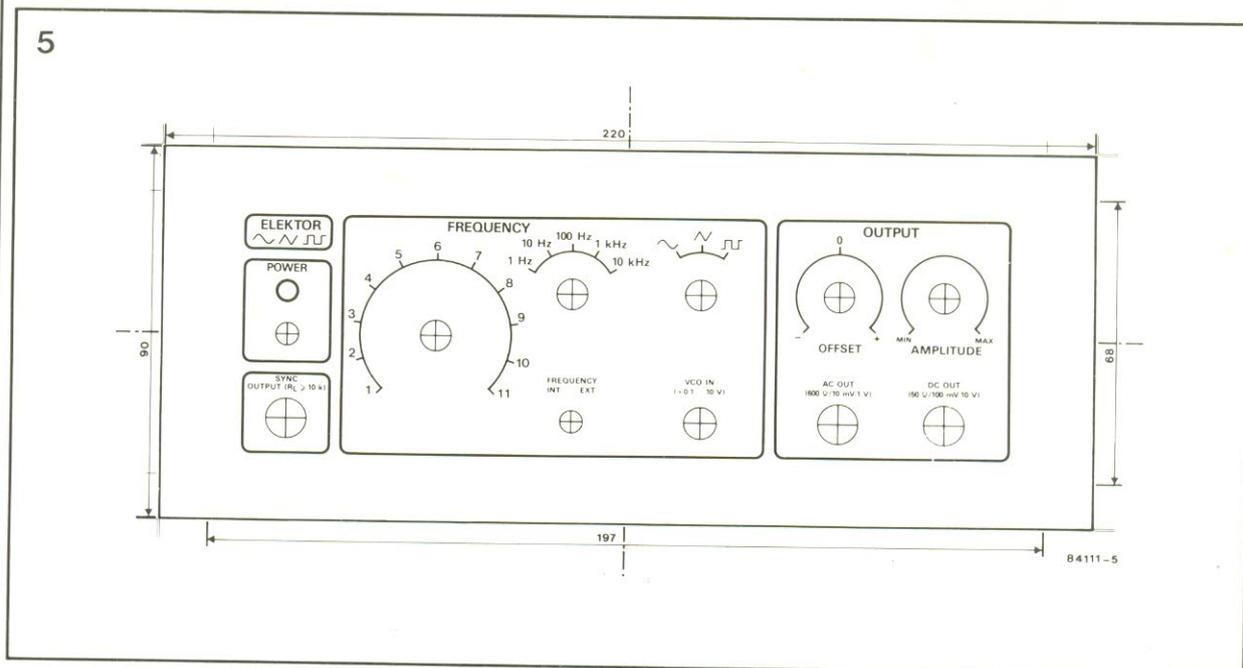


figura 5 — Sugestão de projeto e inscrições para o painel frontal do aparelho, que lhe dá uma aparência profissional. Como não foi possível reproduzi-lo em tamanho natural, a figura inclui todas as medidas.

6

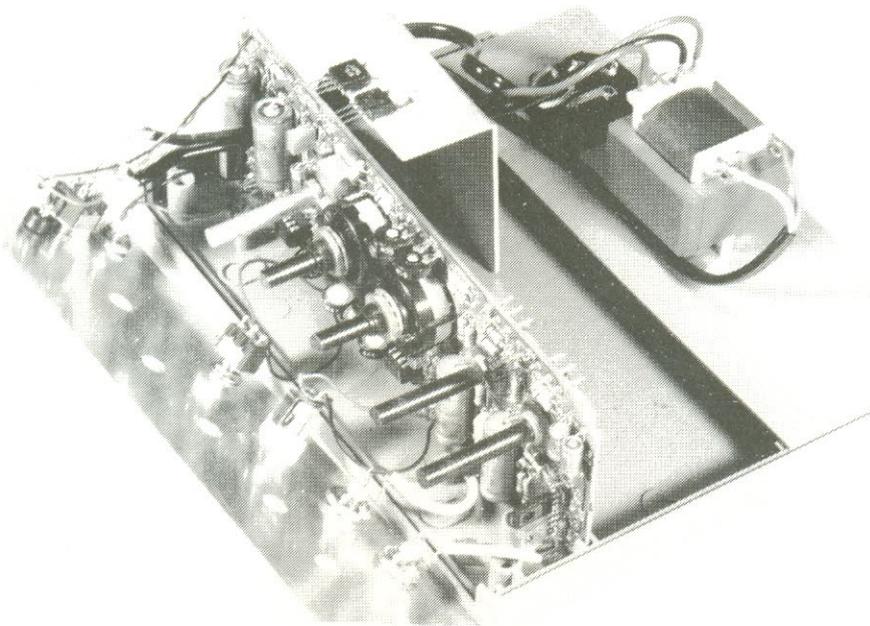


figura 6 — Visão geral do gerador montado e ainda aberto. As chaves e potenciômetros vão montados sobre a placa, mas seus eixos devem alcançar o painel frontal. Neste são fixados os conectores, os interruptores e o LED, enquanto o painel traseiro recebe o transformador, o porta-fusíveis e um receptáculo de força (opcional). É importantíssimo isolar com todo o cuidado o interruptor de força, assim como as conexões com o transformador, evitando todo contato com C19 e C22.

fornecer uma impedância de 600 ohms.

Cuidados na montagem

Todo instrumento de teste, especialmente aquele montado pelo próprio usuário, deve ser confiável. E isto só será possível se ele for construído e calibrado com o máximo de cuidado. Portanto, leia atentamente o restante deste artigo, antes de ligar seu soldador.

A placa de circuito impresso projetada para o gerador tem dupla face, mas não usa furos metalizados; por isso, vários componentes devem ser soldados em ambos os lados da placa. Nesses casos, existe sempre uma ilha de cobre de cada lado para a soldagem. Os componentes em questão estão relacionados a seguir, os quais recomendamos que sejam montados em primeiro lugar:

- * Uma conexão cada para P1 e P7;
- * Um dos lados de R2, R3, R4, R6, R7, R12, R15, R17, R20, R22, R24, R25, R28, R29, R37 e C20;
- * O lado negativo de C1, C2, C15 e C19;

- * O lado positivo de C17 e C21;
- * O coletor de T3 e T5;
- * O emissor de T2;
- * Os dois lados de C16, C18 e D8;
- * Duas conexões cada para P5, P9 e IC4;
- * Uma conexão para IC5, S2 e saída CC;
- * Por fim, dois pares de conexões lado a lado, próximos IC2 e IC3. São pontes de uma face à outra, inseridas nos furos apropriados e soldadas pelos dois lados.

Os pontos de ligação para os potenciômetros (P2, P8 e P9), os soquetes, o transformador e a chave S2 podem ser implementados com pinos soldados. Lembre-se que os destinados a P2, P8, P9 e ao transformador vão fixados do outro lado da placa, enquanto os demais ficam na face dos componentes. Todo o cuidado com respingos de solda e com os corpos metálicos de certos componentes, a fim de evitar curtos entre as pistas de circuito impresso.

Os reguladores IC4 e IC5 devem ser alojados na outra face da placa, com sua base metálica voltada para P2. Os dois devem receber seu dissipador ou ambos podem ser montados sobre uma única

peça de alumínio, medindo aproximadamente 60x100 mm (com 1,5 mm de espessura), como fizemos em nosso protótipo. Nas duas opções de montagem os CIs devem estar eletricamente isolados do dissipador.

As chaves rotativas não podem ser as comuns chaves de onda, usadas em rádios, pois não se adaptariam ao projeto da placa. Deve-se dar preferência àquelas chaves mais modernas, que concentram todos os pólos em um só "andar". Talvez seja necessário ligar as chaves à placa através de pequenas pontes de fio nu, devido à diferença de diâmetro e espaçamento entre pinos dos modelos europeus para os brasileiros.

A placa foi projetada especificamente para um certo modelo de caixa plástica europeia, com as dimensões de 205 x 140 x 75 mm. Acreditamos que o montador não vá encontrar dificuldades em adaptar uma caixa existente em nosso comércio ou mesmo em mandar confeccionar uma especialmente para seu projeto. A sugestão para o painel aparece na figura 5, que pode ser implementada com o auxílio de letras e símbolos transferíveis

7

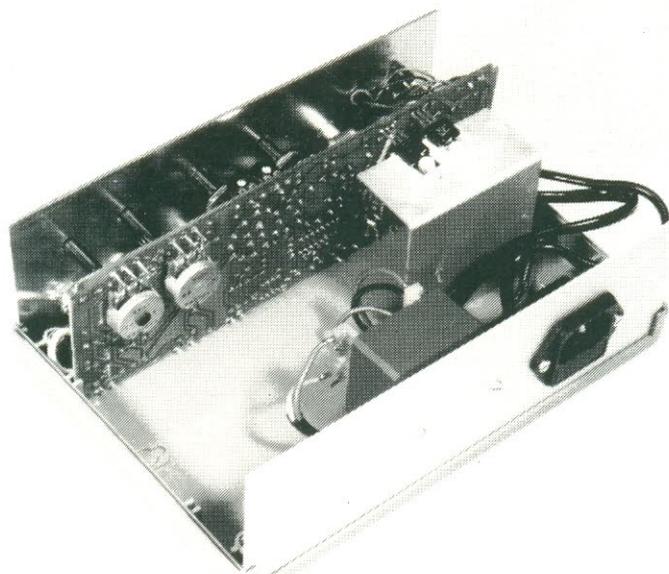


figura 7 — Aqui o gerador aparece completo, pronto para ser fechado. O cabo de força chega ao interruptor geral através da placa de circuito impresso. Os dois reguladores de tensão (do outro lado da placa) são fixados em um dissipador caseiro. O potenciômetro de fio (para o ajuste de frequência) está localizado sob o dissipador.

— que já existem nas lojas especializadas sob várias marcas.

O LED de "força" e o conector do VCO devem ser colados com adesivo especial, por trás desse painel frontal. As fotos mostram claramente como o hardware ficou distribuído, uma vez concluída a montagem. Observe como ela foi simplificada acomodando-se todos os elementos eletrônicos (e até alguns mecânicos) em uma só placa.

Calibração

Note que nem todos os trimpots estarão acessíveis, depois que o circuito for alojado na caixa; sendo assim, é preferível realizar toda a operação de calibração, antes da parte final da montagem. Ligue, então, o transformador de alimentação temporariamente e antes de ligar o circuito, posicione os controles da seguinte forma: P8 totalmente para a direita (máxima amplitude), todos os outros potenciômetros e trimpots na posição central, S2 fechada, S3 em onda quadrada ("c") e S1 na faixa de 1 a 11 kHz ("d").

Agora o circuito pode ser alimentado. Ligue um multí-

metro à saída CC (comutado para a escala de volts CC mais sensível) e ajuste P9 até que a leitura seja nula. Em seguida, mediante o auxílio de um osciloscópio, meça e anote a tensão pico a pico da onda quadrada presente nessa mesma saída.

Passa agora para a onda triangular (posição "b" de S3) e volte a medir a tensão pico a pico, pelo mesmo processo. Esse valor deve ser calibrado por P6, até atingir o mesmo nível da onda quadrada. Ao mesmo tempo, a tensão CC na mesma saída é levada a zero por meio de P5. Repita esse ajuste de P5 e P6, até que a amplitude e a tensão CC alcancem os valores corretos.

Finalmente, a senóide, selecionada pela posição "a" de S3 e cuja distorção é minimizada com o ajuste efetuado em P4 e P7. Caso seja possível, utilize um distorcímetro nesse ajuste; se não for, a calibração "a olho" também dará bons resultados. Atue algumas vezes sobre os trimpots P4 e P7 para "sentir" como eles influenciam a senóide.

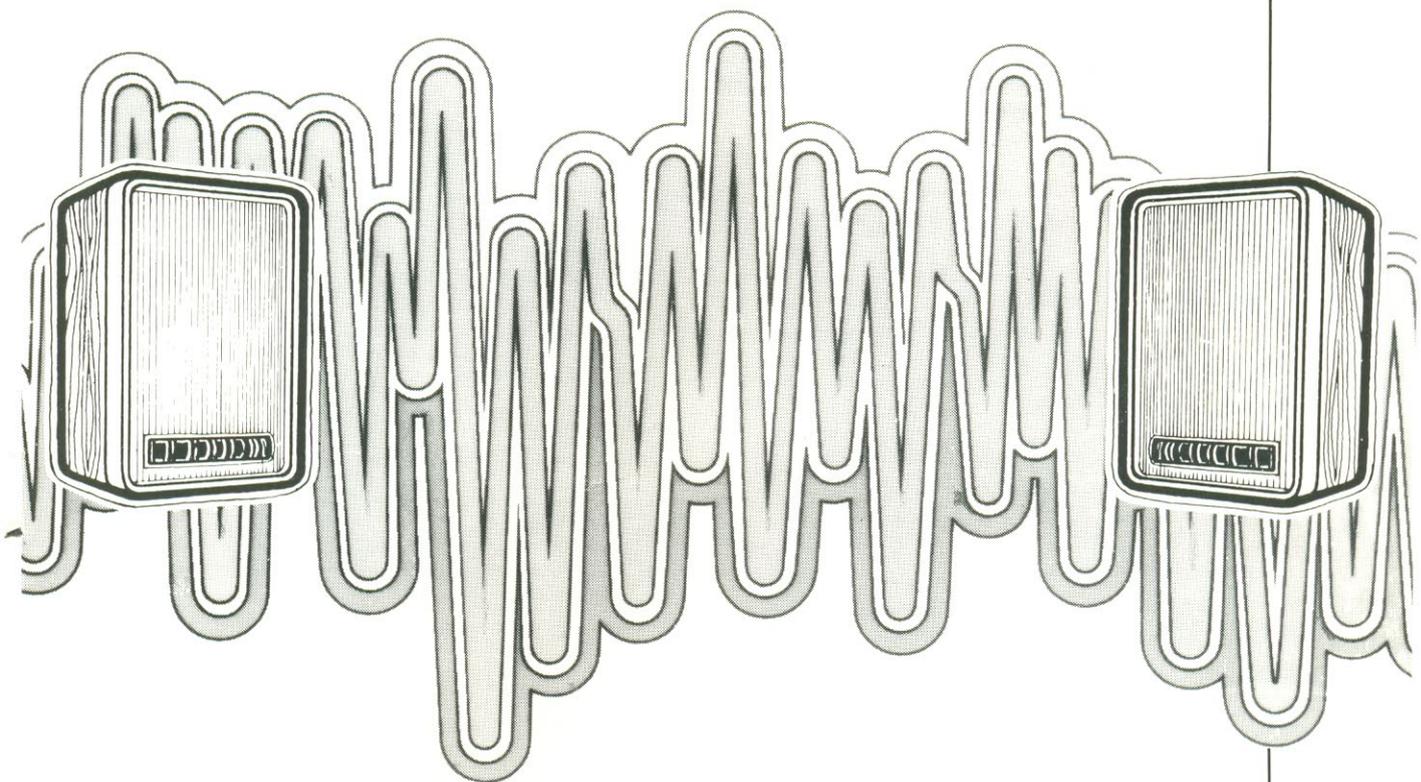
A calibração final consiste em se ajustar a divisão de escalas. Uma vez confeccionado o painel frontal, ajuste-o na frente do circuito impresso, tendo o cuidado de

não provocar curtos, e fixe um botão apropriado ao potenciômetro P2. Gire P2 até que ele aponte exatamente para o "1" da escala e ajuste a frequência precisamente em 1 kHz através de P1, com o auxílio de um osciloscópio ou freqüencímetro. A seguir, gire esse potenciômetro até que ele aponte para o "10" da escala e ajuste a frequência em 10 kHz, através de P3.

As demais faixas estarão, assim, automaticamente calibradas, até o limite permitido pelas tolerâncias de C3...C8. Dessa forma, capacitores com 5% de tolerância vão proporcionar uma precisão de 5% e assim por diante. A única exceção, no caso, é a faixa determinada pela rede C3-C4, já que seu valor nominal é 10% maior que o requerido (11 μ F, ao invés de 10 μ F) e os eletrolíticos exibem tolerâncias de -10%/+50%. A solução sugerida por nós consiste em testar vários eletrolíticos, a fim de se obter a melhor precisão possível para a escala mais baixa.

Os perfeccionistas também poderão testar a tolerância dos outros capacitores (com o capacímetro publicado em nosso nº 1, por exemplo) e usar resistores de película metálica no lugar de R2, R9 e R10. Um pequeno freqüencímetro poderá ser acrescentado ao circuito, para fornecer uma leitura contínua da frequência de saída. Nada disso é muito necessário, porém, pois o instrumento já vem com a qualidade necessária para figurar em qualquer bancada, sem qualquer outro "opcional".





Sem uma imagem precisa da resposta em frequência da cadeia reprodutora de áudio, o uso do equalizador pode ter um efeito contrário ao esperado, prejudicando ao invés de beneficiar a audição. Por isso, um analisador de espectro, capaz de localizar deficiências no equipamento e/ou no ambiente, é um elemento indispensável para quem deseja tirar o máximo proveito do equalizador, seja ele gráfico ou paramétrico.

As tentativas de se ajustar “de ouvido” a acústica ambiental, através de um equalizador, quase sempre acabam em explosões de raiva ou subidas de pressão, tamanha a dificuldade da tarefa. Assim, para obter benefícios concretos de um equalizador, é vital que o usuário saiba exatamente quais as alterações que deve introduzir na resposta em frequência de seu sistema de áudio. É inevitável, portanto, a necessidade de um bom analisador de espectro, que irá fornecer a informação acústica preliminar sobre a qual vai trabalhar o equalizador.

Um analisador de áudio compõe-se, basicamente, de três estágios: uma fonte de sinal de teste (ou gerador de ruído rosa), um microfone, para monitorar a saída do sistema sob teste, e algum meio de se analisar e exibir o nível de energia do sinal de en-

trada. A grosso modo, os analisadores de áudio dividem-se em dois tipos principais, dependendo se a análise é feita ou não em tempo real.

Analisadores em tempo real

Constituem o meio mais sofisticado, mas também o mais caro, de se obter uma imagem detalhada do espectro de um sinal de áudio. A operação desses analisadores pode ser melhor explicada através dos diagramas de blocos da figura 1. Primeiramente, um sinal de banda larga é aplicado ao sistema em teste — normalmente, ruído rosa, que possui uma distribuição uniforme de energia ao longo do espectro de áudio.

O sinal de saída é captado por um microfone de medição e entregue a um banco de fil-

tros de uma oitava ou 1/3 de oitava, que “pulverizam” o sinal de entrada em uma série correspondente de faixas de frequência adjacentes. A tensão de saída de cada filtro é então retificada e exibida em um visor — que pode ser um instrumento de bobina móvel, um osciloscópio ou uma matriz de LEDs, como no analisador comercial mostrado na figura 2.

A grande vantagem do analisador em tempo real está em permitir que o nível médio de energia de todo o espectro seja determinado numa só olhada. Em contrapartida, devido ao grande número de filtros e ao visor, não é nada barato, sendo acessível a poucos amadores. Entretanto, como a aplicação principal de um analisador é monitorar a resposta de sistemas de áudio a sinais *constantes* de teste (tal como a saída do gerador de ruído rosa, que

1

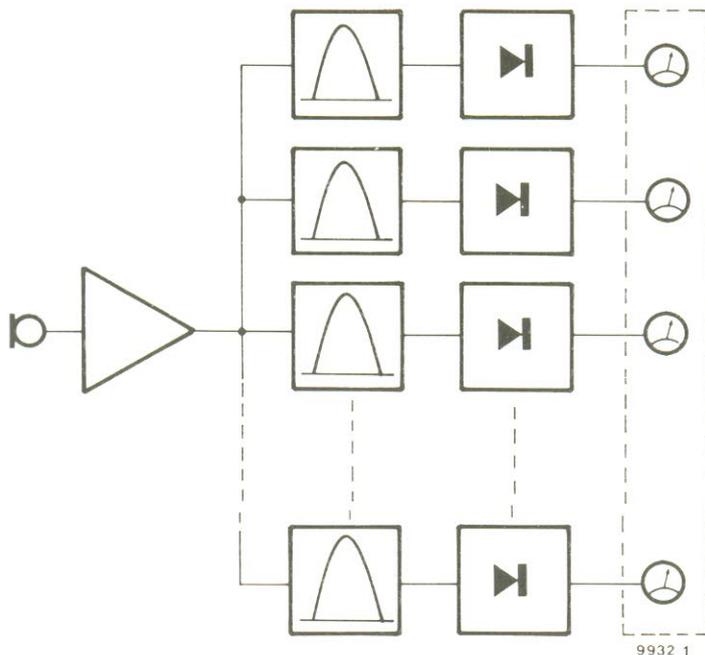


figura 1 — Diagrama de blocos do analisador de espectro em tempo real.

possui uma intensidade espectral uniforme), o processo em tempo real pode ser considerado um luxo quase desnecessário.

Um sistema mais barato, mas nem por isso menos satisfatório, consiste em um único filtro sintonizável, que

possa “varrer” o espectro em toda sua extensão. Esta foi a solução adotada no projeto do analisador de áudio Elektor.

O analisador Elektor

O diagrama de blocos do analisador ponto a ponto que

2

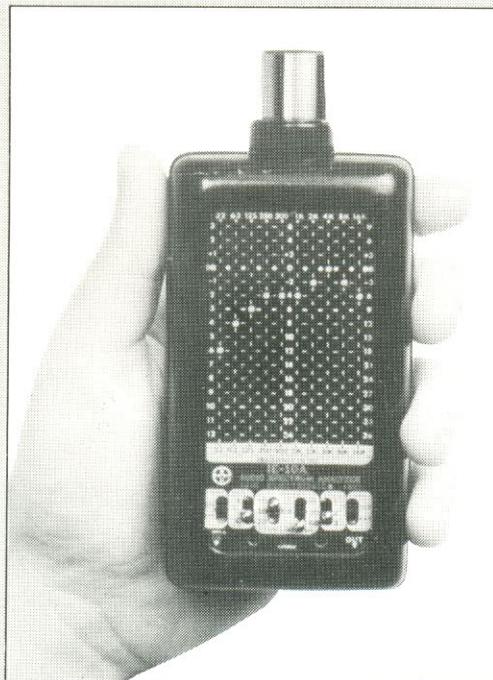


figura 2 — Foto de um analisador comercial que utiliza, para as medições em tempo real, uma matriz de LEDs.

estamos propondo pode ser visto na figura 3. Como se vê, o princípio básico da análise permanece o mesmo, exceto pela utilização de um só filtro e um só visor, significando uma enorme economia na montagem.

Com referência ao posicionamento do filtro no sistema, pode-se pensar em três configurações distintas. Na figura 3a o filtro variável está situado entre o gerador de ruído rosa e a entrada do sistema de áudio, enquanto na 3b foi ligado diretamente à saída do microfone; na figura 3c foram usados dois filtros, a fim de explorar as vantagens dos dois primeiros sistemas. Embora na teoria não haja diferença entre os três processos, as coisas são um pouco diferentes na prática.

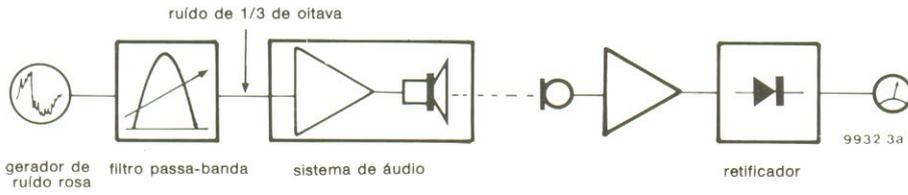
Na implementação da figura 3a, todo tipo de interferência e ruídos espúrios pode atingir o microfone, afetando negativamente a medição. Na figura 3b as coisas melhoram um pouco, já que apenas o ruído contido dentro da faixa de passagem do filtro tem a possibilidade de alcançar o microfone. Por outro lado, tem a desvantagem de usar uma porção muito reduzida do espectro do ruído rosa, face às exigências do sistema de áudio. O arranjo da figura 3c seria o ideal, mas em vista do custo e complexidade adicionais de dois filtros variáveis, decidimos que um dos circuitos mais simples (figura 3a ou 3b) seria adequado para este tipo de aplicação.

Os requisitos básicos para um analisador desse tipo são os seguintes:

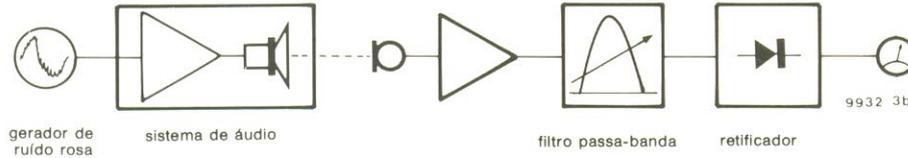
- * um gerador de ruído rosa
- * um filtro passa-banda com frequência central variável (de forma contínua ou por passos)
- * um microfone adequado, com pré-amplificador
- * um circuito retificador
- * um visor

No que tange à escolha do microfone, é óbvio que se ele próprio não possuir uma resposta razoavelmente plana, não se pode esperar uma imagem precisa do sistema de áudio. Por isso, é importante investir em um microfone e pré de boa qualidade. Quanto ao visor, qualquer multímetro de boa marca poderá servir, com a vantagem

3a



b



c

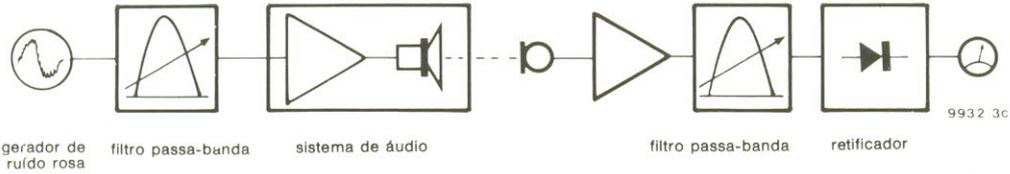
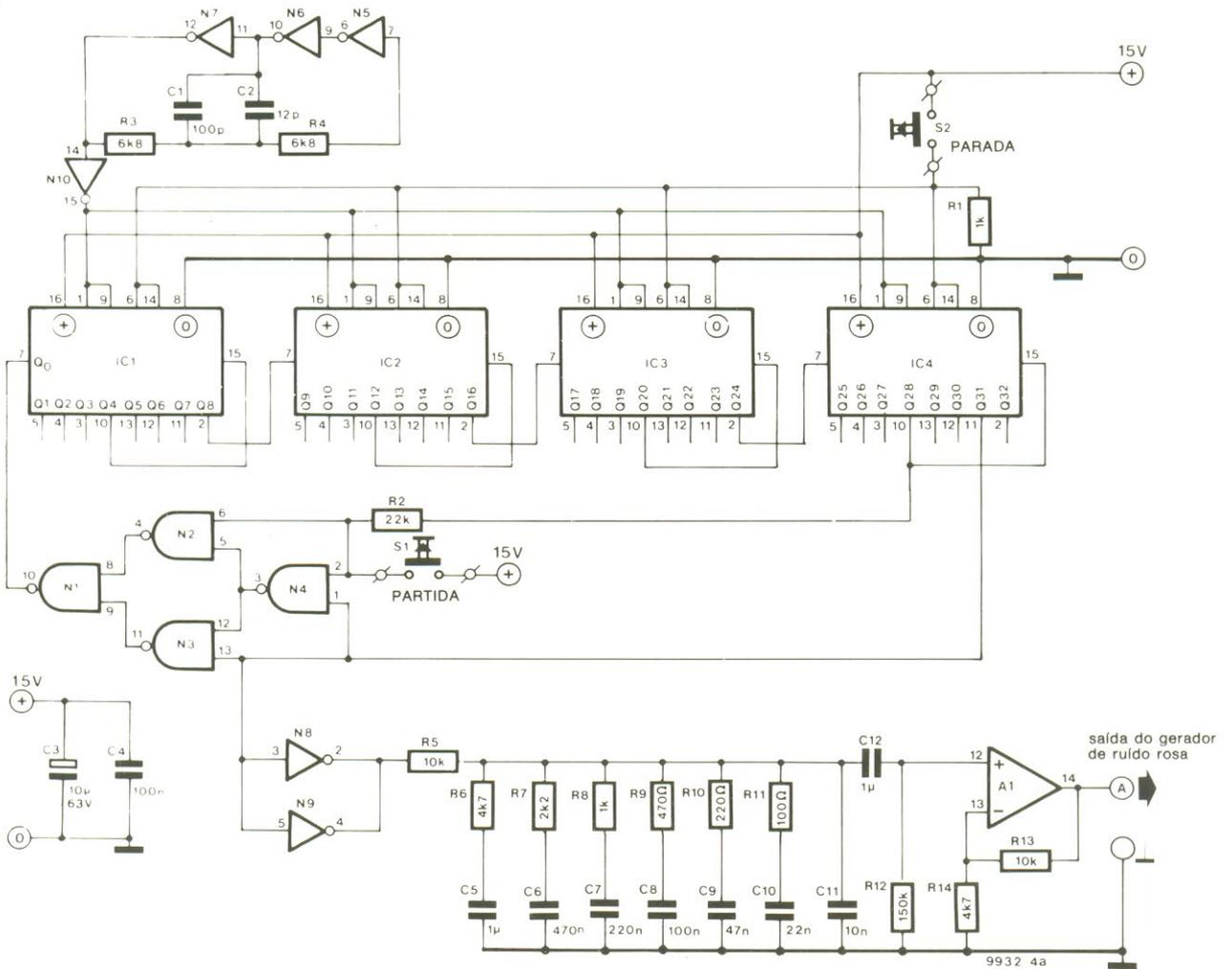


figura 3 — Três possíveis implementações para um analisador ponto a ponto.

figura 4a — Gera- dor de ruído rosa.

4a



4b

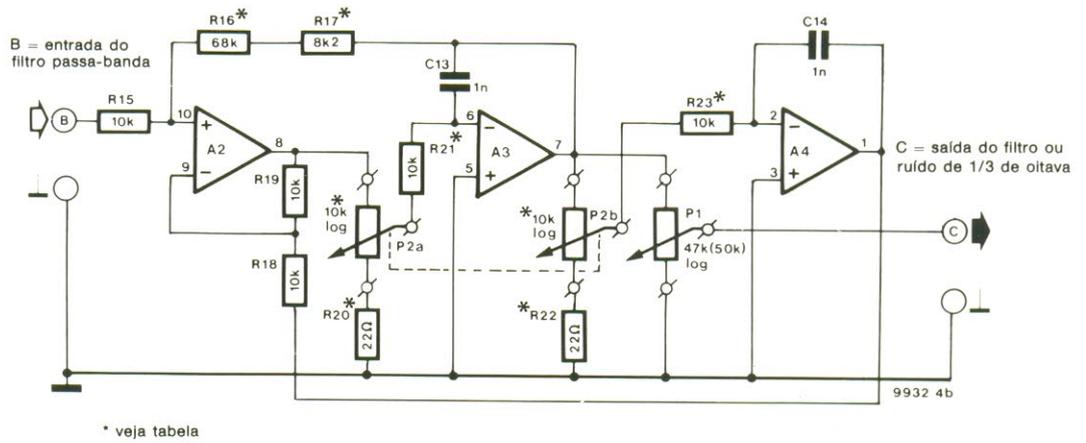


figura 4b — Filtro passa-banda.

4c

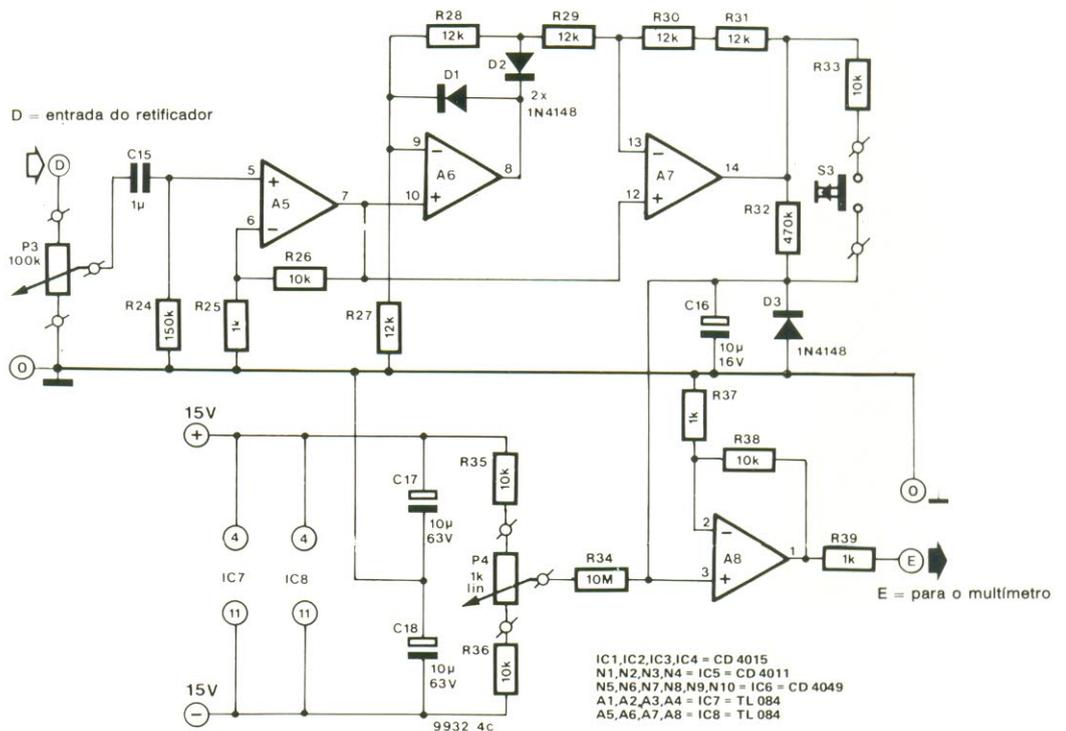


figura 4c — Circuito retificador.

adicional de estar disponível em qualquer acervo de hobista ou técnico. Os circuitos restantes, que formam o coração do aparelho e o "miolo" deste artigo, aparecem nas figuras 4a, 4b e 4c.

O gerador de ruído

Como se pode ver pelo esquema da figura 4a, o gerador de ruído é constituído por um gerador de sequência binária

pseudo-aleatória com um ciclo maior que o normal. Isto garante que o ruído apresente uma grande densidade espectral e a total ausência do incômodo efeito de "respiração", característico de ciclos mais breves. A extensão do registrador de deslocamento (IC1...IC4) é de 31 bits e, como a frequência do gerador de clock (N5...N7, C1, C2, R3, R4) é de aproximadamente 500 kHz, o ciclo total gira em torno de 1 hora e 15 minutos.

A realimentação é proporcionada pela porta EX-OU formada por N1...N4 e o controle, por dois botões de pressão: o de PARTIDA (S1) aplica um nível lógico 1 na entrada de dados Q₀ do registrador (pino 7 de IC1), dando início assim ao ciclo de clock, enquanto o de PARADA (S2) inibe esse mesmo ciclo. Desse modo, é possível desligar (temporariamente) a fonte de ruído sem desativar a fonte de alimentação — um recurso que reputamos indispensável.

O pseudo-ruído branco presente na saída do registrador é então levado ao filtro de ruído rosa formado por R5...R11 e C5...C11, antes de ser amplificado pelo estágio baseado em A1.

Filtro passa-banda

Segundo estágio do analisador, o filtro pode ser visto na figura 4b. O nível de saída do mesmo é variado através do potenciômetro P1, enquanto sua frequência central pode assumir qualquer valor entre 40 Hz e 16 kHz por meio do potenciômetro estéreo P2a/P2b. Se for desejado um controle por passos dessa frequência, será preciso substituir P2 por uma par de redes atenuadoras e uma chave de onda dupla. As modificações necessárias estão detalhadas na figura 5, onde se vê que os resistores R20 e R22 foram trocados por uma ponte de fio, os valores de R21 e R23 foram alterados e R40 e R41, acrescentados ao circuito. A tabela 1 relaciona os diversos valores de resistência requeridos para proporcionar as frequências centrais padronizadas internacionalmente.

Um detalhe importante: ao calibrar um equalizador paramétrico, será preciso dispor de uma faixa, no filtro, inferior a 1/3 de oitava. Alterando o valor de R16 para 220 ohms e substituindo R17 por uma ponte de fio, pode-se obter uma largura de faixa equivalente a 1/12 de oitava, aproximadamente.

Circuito retificador

É importantíssimo que a amplitude do sinal de teste seja medida com precisão. No caso em que se utiliza o ruído rosa como sinal de teste, juntamente com filtros que exibem uma faixa constante de uma oitava ou 1/3 de oitava (ou seja, filtros de Q constante), seria preciso medir o valor RMS do ruído — tarefa um tanto complicada.

Existe, felizmente, uma alternativa mais simples, que consiste em se medir a média do valor em módulo, isto é, o valor médio do sinal retificado em onda completa. Isto pode ser conseguido aplicando-se

Tabela

1	2	3	4	5
31,5	1/1	2Ω2 + 2Ω2	18 k	w
31,5	1/3	2Ω2 + 2Ω2	68 k	8k2
40	1/3	5Ω6	68 k	8k2
50	1/3	4Ω7 + 2Ω2	68 k	8k2
63	1/1	4Ω7 + 3Ω9	18 k	w
63	1/3	4Ω7 + 3Ω9	68 k	8k2
80	1/3	10 Ω + 1Ω2	68 k	8k2
100	1/3	10 Ω + 3Ω9	68 k	8k2
125	1/1	12 Ω + 5Ω6	18 k	w
125	1/3	12 Ω + 5Ω6	68 k	8k2
160	1/3	22 Ω	68 k	8k2
200	1/3	27 Ω + 1Ω8	68 k	8k2
250	1/1	33 Ω + 2Ω2	18 k	w
250	1/3	33 Ω + 2Ω2	68 k	8k2
315	1/3	22 Ω + 22 Ω	68 k	8k2
400	1/3	56 Ω	68 k	8k2
500	1/1	68 Ω + 3Ω3	18 k	w
500	1/3	68 Ω + 3Ω3	68 k	8k2
630	1/3	82 Ω + 8Ω2	68 k	8k2
800	1/3	100 Ω + 18 Ω	68 k	8k2
1000	1/1	100 Ω + 47 Ω	18 k	w
1000	1/3	100 Ω + 47 Ω	68 k	8k2
1250	1/3	120 Ω + 68 Ω	68 k	8k2
1600	1/3	220 Ω + 27 Ω	68 k	8k2
2000	1/1	270 Ω + 47 Ω	18 k	w
2000	1/3	270 Ω + 47 Ω	68 k	8k2
2500	1/3	390 Ω + 18 Ω	68 k	8k2
3150	1/3	470 Ω + 68 Ω	68 k	8k2
4000	1/1	680 Ω + 47 Ω	18 k	w
4000	1/3	680 Ω + 47 Ω	68 k	8k2
5000	1/3	820 Ω + 150 Ω	68 k	8k2
6300	1/3	1 k + 390 Ω	68 k	8k2
8000	1/1	1k8 + 330 Ω	18 k	w
8000	1/3	1k8 + 330 Ω	68 k	8k2
10.000	1/3	3k3 + 390 Ω	68 k	8k2
12.500	1/3	5k6 + 1 k	68 k	8k2
16.000	1/1	39 k + 1k2	18 k	w
16.000	1/3	39 k + 1k2	68 k	8k2

Observações:

coluna 1 — frequência central em hertz
coluna 2 — largura de faixa em oitavas
coluna 3 — valor do resistor a ser ligado entre a junção dos resistores R40/R21 e o terra e entre a junção de R41/R23 e o terra, arredondado para o valor comercial mais próximo.
coluna 4 — valor de R16
coluna 5 — valor de R17 — (W = ponte de fio)

a saída do retificador de pico a um filtro passa-baixas.

O circuito do retificador baseia-se em IC8 e nos componentes associados. Nesse estágio, o controle do nível de entrada é seguido pelo amplificador A5 e a retificação propriamente dita é efetuada por A6, A7, R27...R31, D1 e D2. A saída de A7, que sempre apresenta baixa impedância, está acoplada a C16 através de R32.

Como esse capacitor exibe tempos iguais de carga e descarga, a tensão sobre ele é equivalente ao valor médio da tensão de ruído retificada em onda completa. O período em que essa tensão permanece

estocada no capacitor é determinada pela constante RC da rede R32-C16 ou, se S3 estiver ativada, R32/R33-C16.

Com a chave S3 pressionada, C16 vai carregar e descarregar muito mais rapidamente — o que, na prática, significa que o capacitor irá seguir as variações mais rápidas da tensão de ruído. Essa chave, portanto, foi incluída com o objetivo de proporcionar uma rápida visão das variações no nível de ruído, para diferentes frequências centrais do filtro. Observe apenas que, para medidas de maior precisão, deve-se usar a constante de tempo maior (R32-C16).

figura 5 — Alterações efetuadas no filtro passa-banda, a fim de se obter frequências centrais comutadas.

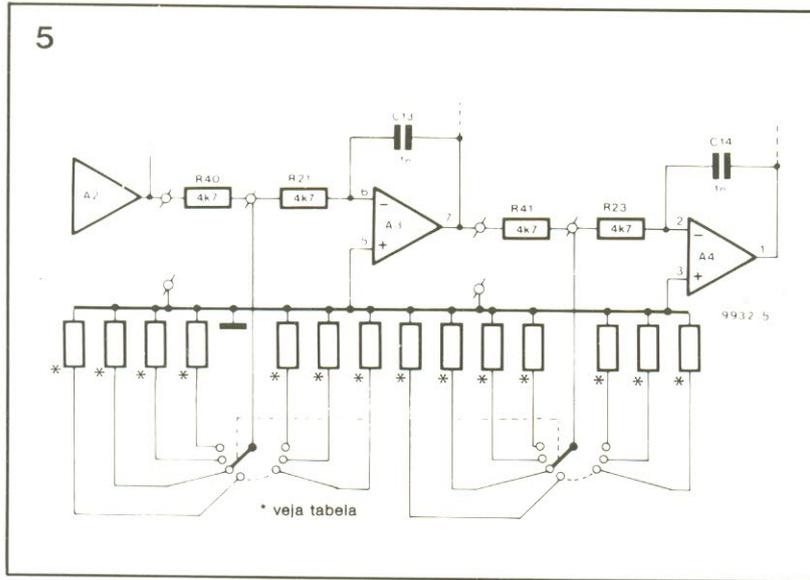


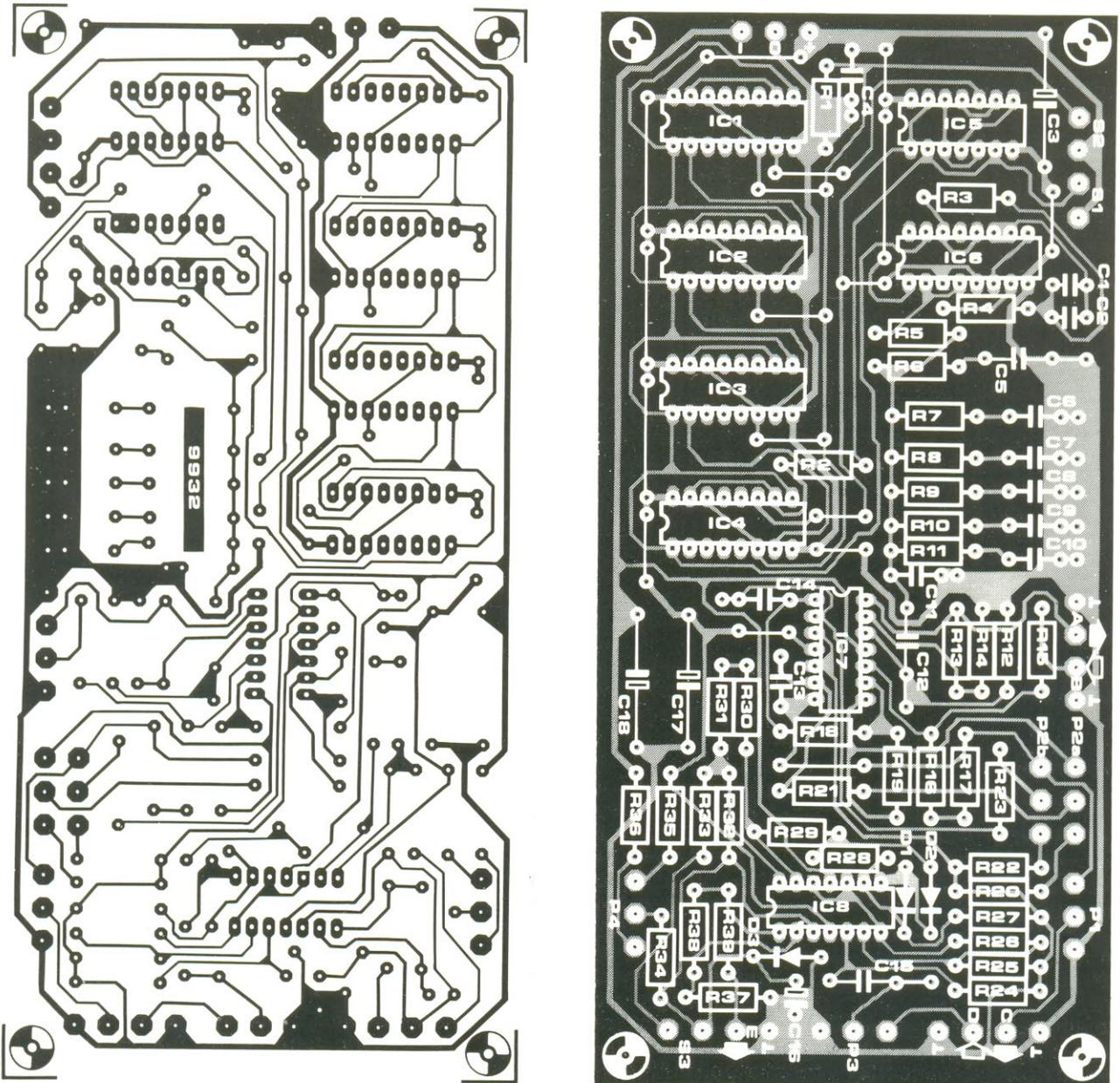
figura 6 — Placa de circuito impresso para o circuito da figura 4.

Após ser amplificada por A8, a tensão sobre C16 aparece no multímetro ligado à saída. Previu-se ainda a inclusão de um controle de *offset* (P4, R34...R36), a fim de permitir que o multímetro seja calibrado acuradamente — ou seja, deflexão nula em condição quiescente.

Montagem

Uma placa de circuito impresso, exibida na figura 6 em escala 1:1, foi projetada para acomodar os circuitos das figuras 4a, b e c. O projeto previu a utilização das duas primeiras opções da figura 3, indiferentemente, sem qualquer alteração no traçado

6



Recomenda-se apenas fazer conexões tão curtas quanto possível entre a placa e os potenciômetros e chaves; para facilitar essa tarefa, todos os pontos de ligação desses elementos foram concentrados em uma das extremidades da placa.

Os problemas começam, porém, se o montador quiser usar chaves para selecionar as frequências, ao invés de potenciômetros, já que elas são difíceis de encontrar a partir de um certo número de vias. A solução alternativa seria simplesmente substituí-las por uma série de interruptores de dois pólos-duas posições, embora obriguem o operador a comutar duas chaves a cada alteração da frequência central.

Além das chaves, a opção das frequências discretas envolve as seguintes alterações na placa (veja a figura 5):

* R21 e R23 assumem o valor de 4,7 k

* R20 e R22 são substituídos por uma ponte de fio

* Um resistor de 4,7 k (R40) deve ser soldado entre os dois terminais "superiores" de P2a

* Outro resistor de 4,7 k (R41) deve ser soldado entre os dois terminais "superiores" de P2b

Os pares de resistores que formam a malha atenuadora devem ser montados fora da placa, diretamente sobre as chaves; os valores calculados para as várias frequências aparecem na tabela.

No caso de se utilizar a versão tradicional, com o filtro continuamente variável, é conveniente dotar o potenciômetro P2 de um ponteiro e uma escala — que pode ou não ser calibrada em hertz, à vontade do montador; o importante, na verdade, é dispor de uma série de pontos de referência. Mas se a escala de frequências for mesmo necessária, ela pode ser montada utilizando-se um gerador de tons puros e anotando o valor sempre que a tensão no ponto C atinge o máximo, com uma senóide aplicada ao ponto B.

Usando o analisador

O multímetro usado para exibir a amplitude do sinal de

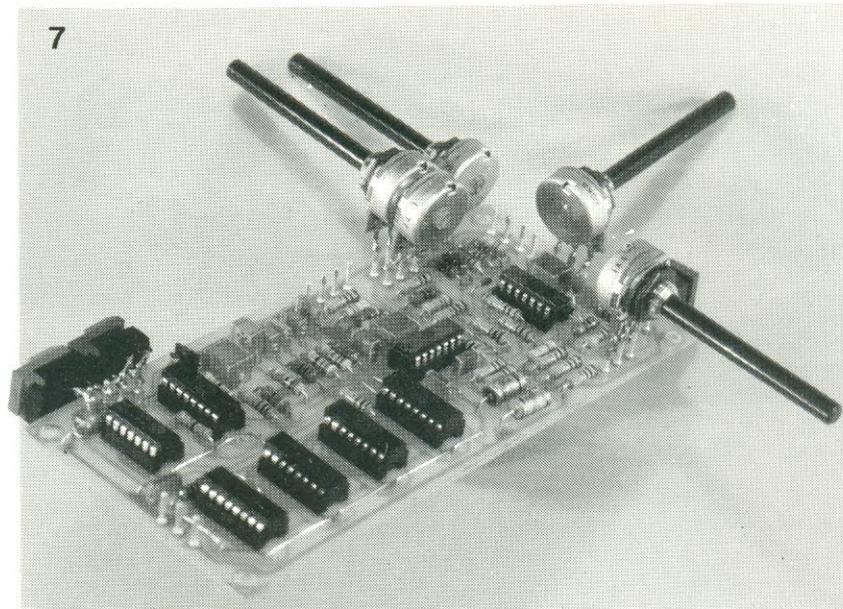


figura 7 — Protótipo do analisador de áudio Elektor.

ruído (comutado para uma deflexão máxima de 10 a 12 volts) deve ser ligado à saída do retificador (ponto E). Na ausência de tensão CA — seja com o ponto D desconectado ou com P3 voltado para o mínimo — a tensão CC nesse ponto deve ser levada a 0, por meio do potenciômetro P4. O ajuste correto de P4 é obtido reduzindo-se sucessivamente a escala de tensão do multímetro e verificando-se a leitura, pela inversão da polaridade das pontas de prova.

Deve-se ter em mente, durante essa operação, que devido à longa constante de tempo de R32-C16, os ajustes sobre P4 serão um pouco demorados. Dessa forma, a agulha do instrumento irá responder vagarosamente às mudanças de nível na saída do filtro — o que recomenda que o "varrimento" pelo filtro do espectro de áudio seja feito gradualmente, impedindo que a lenta reação do circuito vá camuflar picos ou vales ocultos na resposta.

No caso ideal de o analisador ser utilizado para medir um sistema de resposta completamente plana, a resposta média do instrumento (isto é, a média entre as deflexões positivas e negativas máximas) deve ser independente das variações sofridas pela frequência do filtro. Como tal sistema é quase impossível de se achar, a solução é usar simples condutores em seu lugar.

Assim, para testar a operação do analisador de áudio basta juntar o ponto A ao B e

o C ao D — ou seja, a saída do gerador de ruído ao filtro passa-faixa e a saída deste ao retificador. Essa configuração permite verificar especialmente o ruído rosa e o filtro, nos quais variações médias de até +2 dB (0,8...1,25) são aceitáveis. Para evitar que o retificador seja sobrecarregado, pode-se ajustar a leitura média em torno de 3...4 V.

Por fim, um conselho importante: é preciso todo o cuidado para que o sinal de ruído não vá sobrecarregar o equipamento de áudio. Esse risco é ligeiramente maior neste caso, em relação a uma senóide ou uma onda quadrada, já que a distorção provocada pela sobrecarga é muito menos audível (mas não menos desastrosa). Os falantes de agudos, em particular, são muito suscetíveis à sobrecarga por altos níveis de ruído.

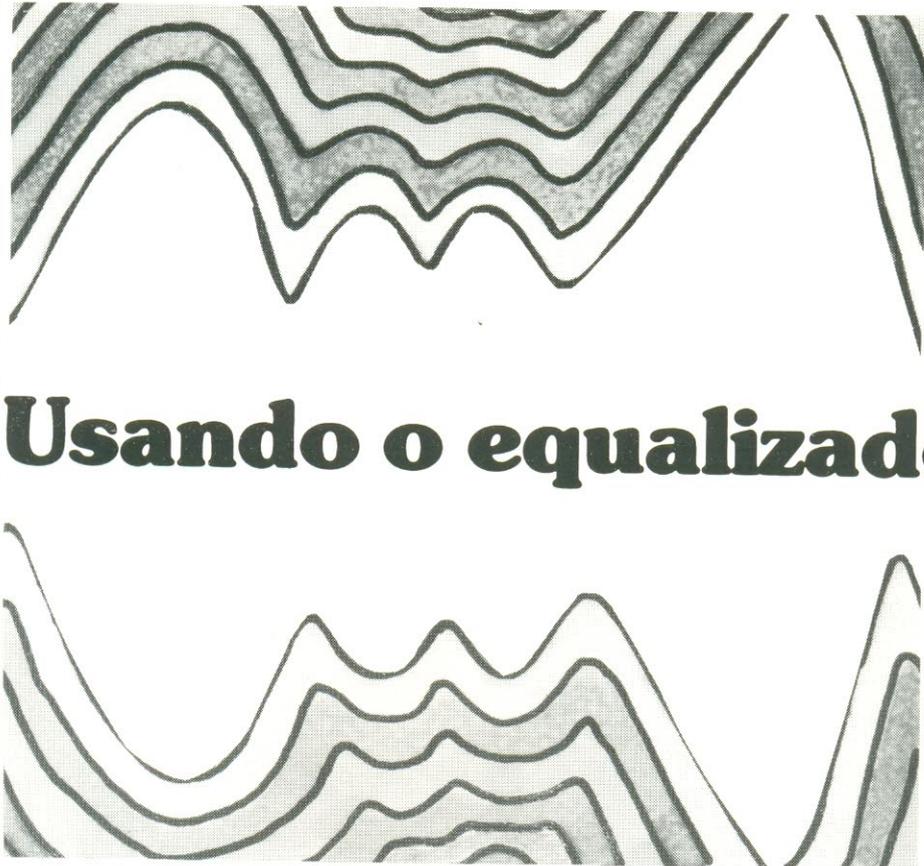
Montar o analisador é uma coisa, usá-lo é outra. Recomendamos, portanto, uma boa olhada no artigo "Usando o equalizador", desta mesma edição, onde se explica em profundidade como empregar o equalizador e o analisador combinados na medição e posterior correção da resposta de um sistema de áudio.

Literatura

1. *Digital noise generator*, Elektor nº 21, janeiro 1977
2. *CMOS noise generator*, Elektor nº 33, janeiro 1978

Lista de componentes

- Resistores**
R1, R8, R25, R37, R39 — 1 k
R2 — 22 k
R3, R4 — 6,8 k
R5, R13, R15, R18, R19, R21, R23, R26, R33, R35, R36, R38 — 10 k
R6, R14 — 4,7 k
R7 — 2,2 k
R9 — 470
R10 — 220
R11 — 100
R12, R24 — 150 k
R16 — 68 k
R17 — 8,2 k
R20, R22 — 22
R27...R31 — 12 k
R32 — 470 k
R34 — 10 M
P1 — potenciômetro log 47 k ou 50 k
P2a/P2b — potenciômetro estereó log 10 k
P3 — potenciômetro log 100 k
P4 — potenciômetro linear 1 k (todos os valores em ohms)
- Capacitores**
C1 — 100 pF
C2 — 12 pF
C3, C17, C18 — 10 µF/63 V
C4, C8 — 100 nF
C5, C12, C15 — 1 µF (sem polaridade)
C6 — 470 nF
C7 — 220 nF
C9 — 47 nF
C10 — 22 nF
C11 — 10 nF
C13, C14 — 1 nF
C16 — 10 µF/35 V (tântalo)
- Semicondutores**
IC1...IC4 — 4015
IC5 — 4011
IC6 — 4049
IC7, IC8 — TL 084
D1, D2, D3 — 1N4148
- Diversos**
S1, S2, S3 — chaves de pressão, contato momentâneo, NA
Placa nº 9932



Usando o equalizador

Embora existam vários tipos de equalizador, todos eles executam a mesma função básica: corrigem deficiências na resposta em frequência do equipamento e do ambiente de audição. Representam, assim, uma útil ferramenta na busca pela alta fidelidade "perfeita". Infelizmente, nem sempre os equalizadores são bem utilizados, chegando até a piorar a situação, em certos casos extremos. Este artigo pretende fazer com que se extraia o máximo desse aparelho, passando por todas as aplicações em que é empregado.

A grande vantagem do equalizador é que, ao contrário dos controles tradicionais de tonalidade, que proporcionam apenas um nível limitado de ênfase ou atenuação nos extremos do espectro de áudio, pode-se com ele nivelar (ou equalizar) picos e vales ao longo de toda faixa de audiodiferências. Não bastasse essa vantagem, o *equalizador paramétrico* (veja Elektor nº 3) é capaz de ajustar sob medida a frequência central, o Q e o ganho dos filtros, para compensar as alinearidades de resposta de qualquer sistema.

Embora sua utilização estivesse originalmente limitada aos estúdios de gravação, os equalizadores traziam tantos benefícios que foram ganhando lentamente a confiança dos audiófilos e amadores, sendo atualmente empregados na correção de toda a cadeia de áudio, incluindo o ambiente de audição.

Infelizmente, porém, muitas pessoas deixam de aproveitar todo o potencial de um equalizador paramétrico, por exemplo, acabando por usá-lo apenas como um super controle de tonalidade — acrescentando um pouco de graves aqui, tirando um pouco de agudos ali e assim por diante. Vamos acabar com esse problema e jogar luz sobre o processo de equalização de ambientes, seja para fins domésticos ou sistemas de P.A. De uma vez por todas.

Equalizando o ambiente

Nos últimos anos, a equalização de ambiente domésticos tornou-se uma espécie de mania, ao menos na Europa. Diversos consultores/projetistas de áudio e conhecidos fabricantes de equipamentos conduziram longas pesquisas sobre o tema. A empresa dinamarquesa Bruel & Kjaer,

por exemplo, oferece um completo sistema de medição e equalização para esses ambientes, enquanto a Philips comercializa alto-falantes especialmente projetados para compensar as deficiências da "típica sala de audição doméstica".

A equalização ambiental, com especial ênfase no posicionamento dos alto-falantes, já foi discutida dezenas de vezes em inúmeras publicações específicas, juntamente com a publicação dos mais variados circuitos de equalizadores gráficos. Não temos dúvida, portanto, que todos sabem dos efeitos causados pelo formato e conteúdo do ambiente sobre a reprodução de áudio.

Esses efeitos, na verdade, não devem ser surpresa mesmo para os menos avisados, principalmente quando se considera o extremo cuidado com que são projetados os alto-falantes. De fato, num

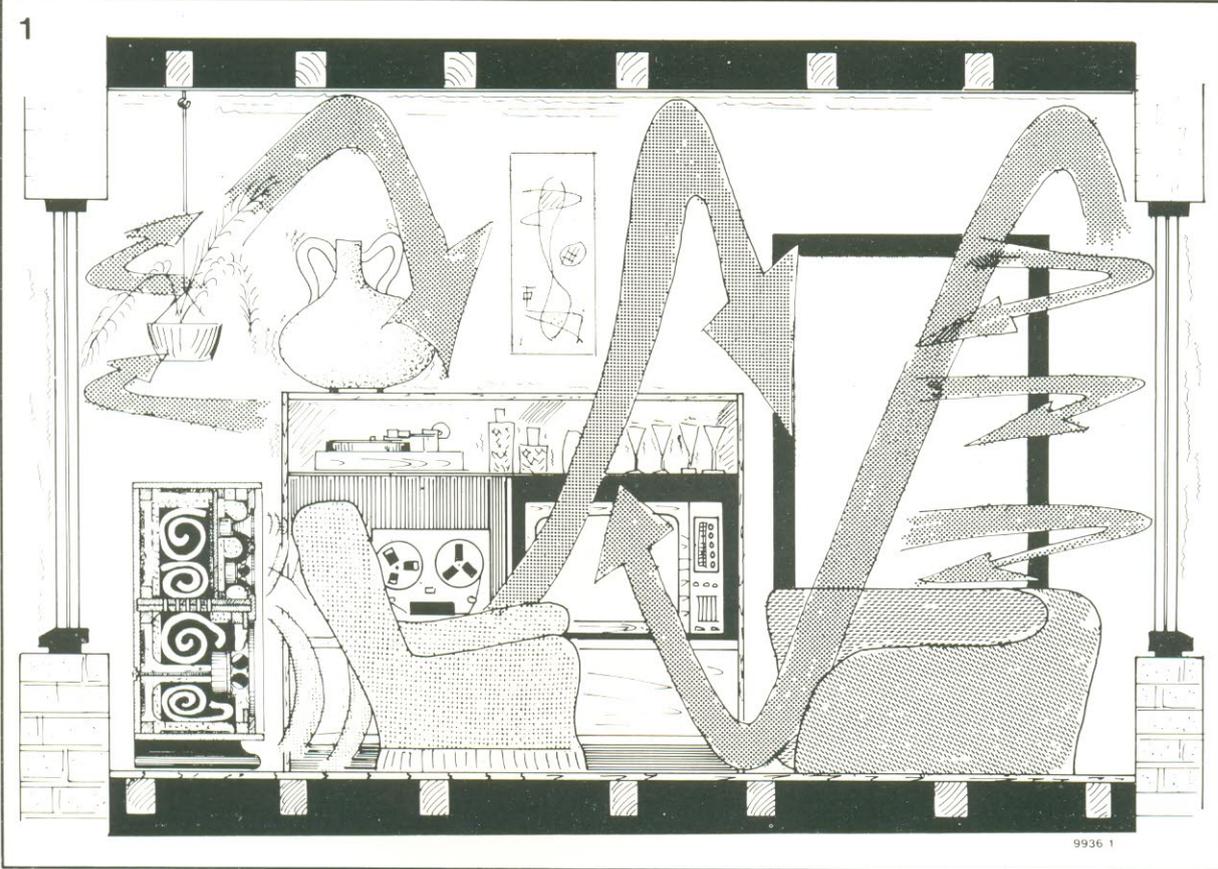


figura 1 — Costuma-se dar muito mais importância ao projeto interno das caixas acústicas do que à sala de audição, embora esta tenha um profundo efeito sobre a reprodução sonora.

certo ponto de vista, o ambiente não passa de uma grande caixa acústica, onde fica instalado o ouvinte.

Na prática, porém, pouco ou nada é feito para melhorar a resposta dessa enorme caixa. Claro que é possível tomar algumas providências básicas, como trocar as corti-

nas, carpetar o chão e as paredes, testar várias localizações para as caixas, alterar a posição dos móveis etc. A questão é saber se, depois disso, a sala continuará habitável.

Uma solução mais simples para melhorar o ambiente consiste em se utilizar um

equalizador, concebido para compensar as deficiências de resposta de todo um sistema, englobando aí o equipamento e a própria sala. Vamos considerar, por exemplo, que o ambiente em questão possua uma resposta semelhante à da figura 2a. Usando um equalizador, a resposta do

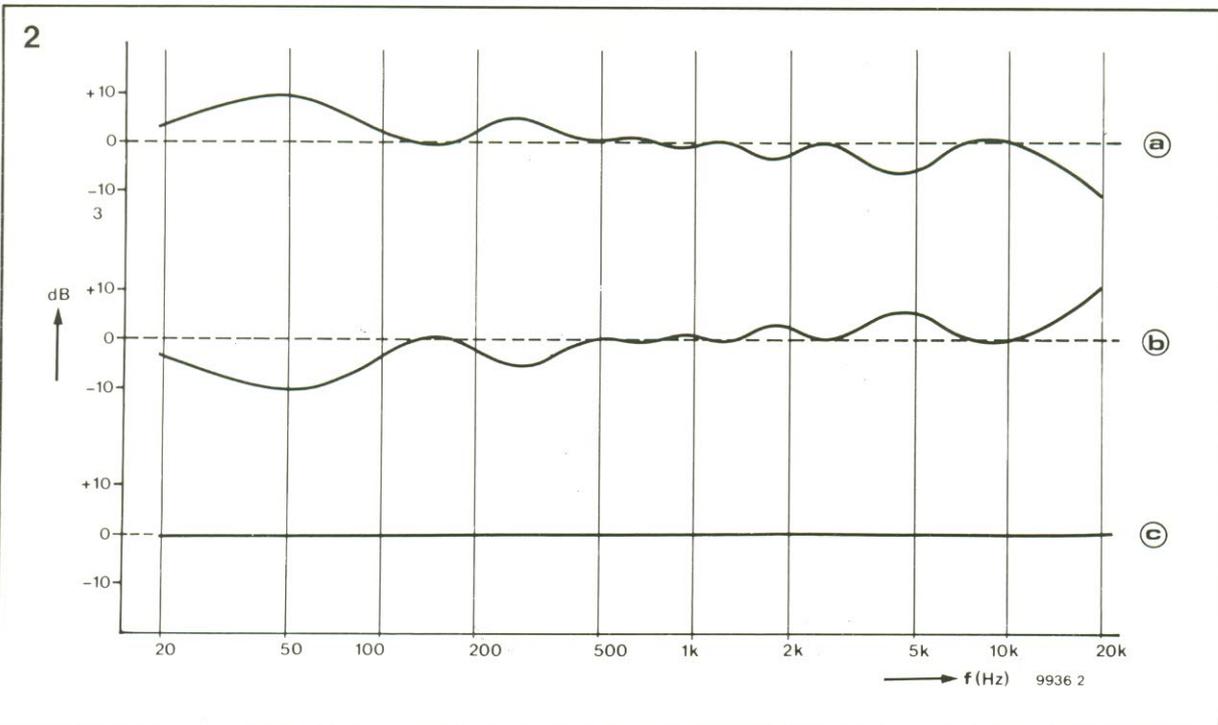
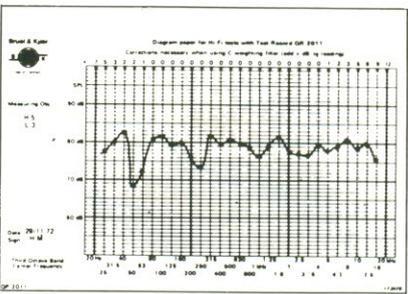
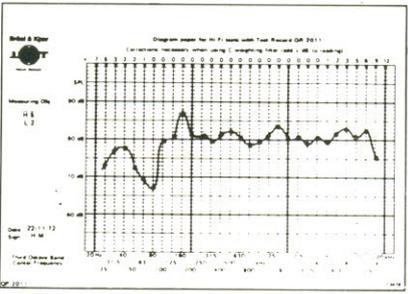
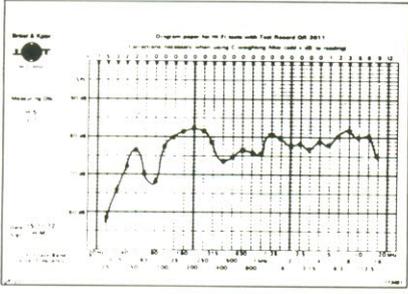
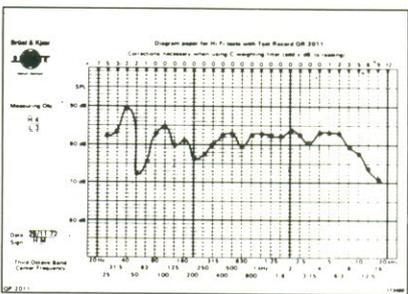
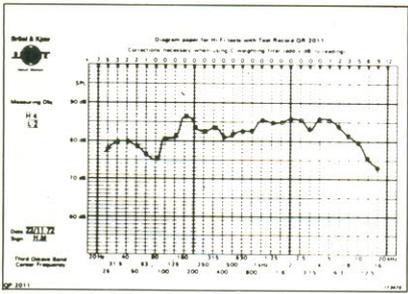
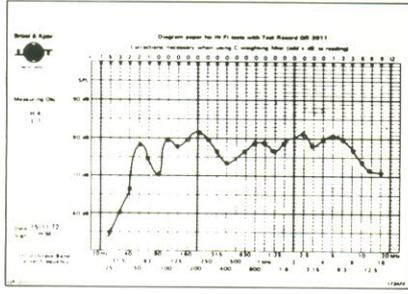
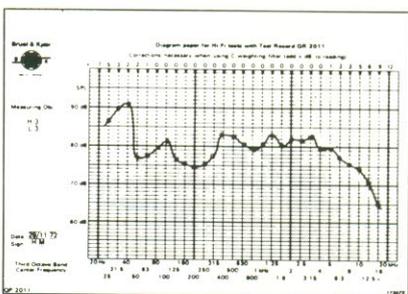
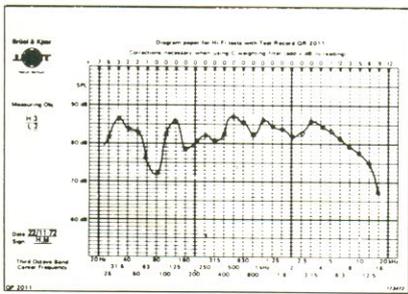
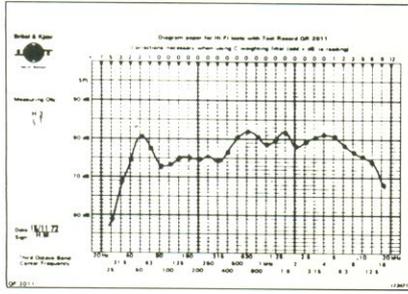
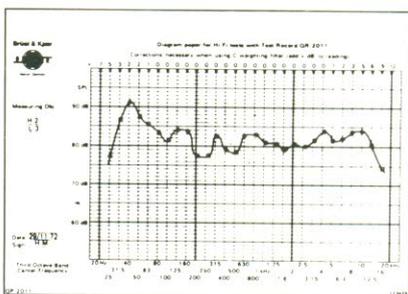
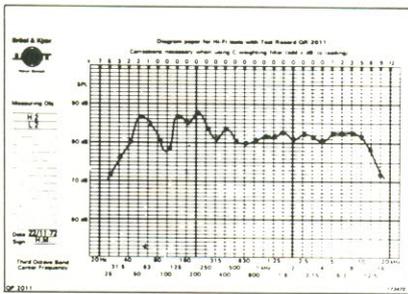
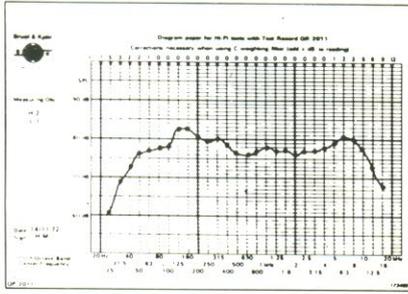
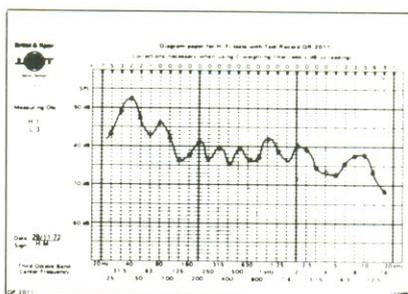
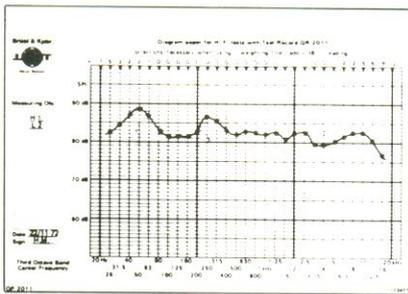
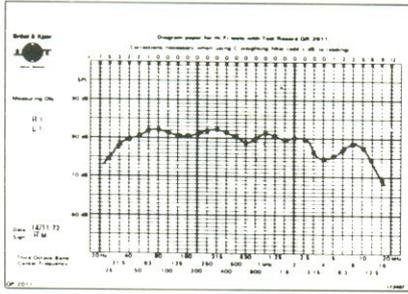


figura 2 — Exemplo de como é possível obter uma resposta em frequência uniforme com o auxílio de um equalizador.



Esta página do folheto de aplicações nº 13-101 da Bruel & Kjaer mostra como é tratada profissionalmente a acústica ambiental. As respostas em frequência aqui representadas foram medidas usando-se 5 alto-falantes diferentes, instalados em 3 salas distintas.

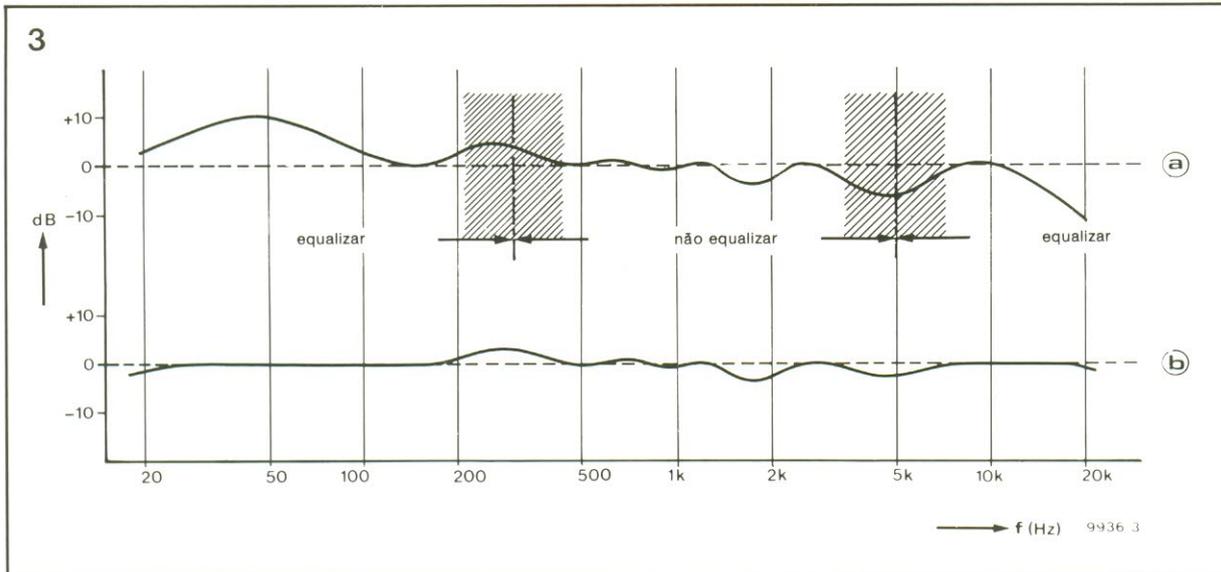


figura 3 — Em alta-fidelidade não é recomendável nem necessário tentar eliminar todas as imperfeições da resposta.

equipamento poderia ser adaptada para algo parecido com a figura 2b — isto é, exatamente o inverso da resposta do ambiente, com picos em 1,6 e 4 kHz, vales em 50 e 250 Hz e reforço acima dos 10 kHz. Portanto, teoricamente a resposta combinada (isto é, aquela que chega aos ouvidos do usuário) seria perfeitamente plana, conforme mostra a figura 2c.

Mas, como era de se esperar, não é tão simples assim. A situação torna-se mais complexa pelo fato de que o sinal recebido pelo ouvinte é uma mistura de sons diretos e indiretos. O som direto é aquele que chega sem interrupções ou desvios aos nossos ouvidos, enquanto o indireto é primeiramente refletido pelas paredes, pelo teto, pelo chão e pelos móveis; esta parte do sinal, portanto, é que carrega a "coloração" dada pelo ambiente.

Esse fato traz duas consequências imediatas: em primeiro lugar, as proporções relativas entre os sons direto e indireto irão variar de um ponto do ambiente para outro, devido às diferentes extensões que ambos devem percorrer. Ocorrem, por isso, reforços ou cancelamentos de fase, gerando nodos e antinodos em pontos distintos da sala. Por esse motivo, só é possível equalizar a resposta em frequência de uma determinada posição do ambiente; caso essa posição seja alterada, o mesmo irá ocorrer com a resposta.

Em segundo lugar, nosso ouvido reage de forma dife-

rente ao som direto e indireto, particularmente às frequências contidas no espectro vocal (entre 300 Hz e 5 kHz, aproximadamente). O som direto é considerado como o fator determinante da "qualidade" da fonte sonora, enquanto o refletido transporta informações sobre o ambiente de audição. Equalização excessiva, portanto, pode acarretar resultados bastante indesejáveis, principalmente fortes colorações do som direto, na tentativa de compensar um sinal refletido demasiadamente influenciado pela acústica ambiental.

Assim, o uso descuidado ou exagerado do equalizador traz mais prejuízos que benefícios. O audiófilo comedido, porém, não deve sentir-se inibido por esse fato, já que os equalizadores podem realmente significar diferenças tangíveis àqueles que, por qualquer motivo, são obrigados a manter um equipamento de alta fidelidade em ambientes pequenos, acusticamente pobres e com as caixas mal posicionadas.

As vantagens de um equalizador podem ser melhor ilustradas analisando-se mais detidamente a resposta em frequência de uma típica sala doméstica, como a da figura 2a. A mesma curva reaparece na figura 3, com algumas áreas críticas enfatizadas. Para a faixa de frequências médias, entre 300 Hz e 5 kHz, aproximadamente, a regra geral é "deixe ficar como está" — assumindo, é claro, que o responsável pelas deficiências seja o ambiente e não a resposta dos alto-falantes.

Entretanto, picos e vales que estejam fora dessa faixa podem ser tranquilamente nivelados pelo equalizador. E as frequências localizadas nos limites dessa região (isto é, em torno de 300 Hz e 5 kHz) poderão eventualmente receber uma pequena dose de equalização, em certos casos. Em suma, manipulação da curva da figura 3a pode ser assim relacionada:

*A visível ressonância na altura dos 50 Hz pode ser completamente eliminada (o que

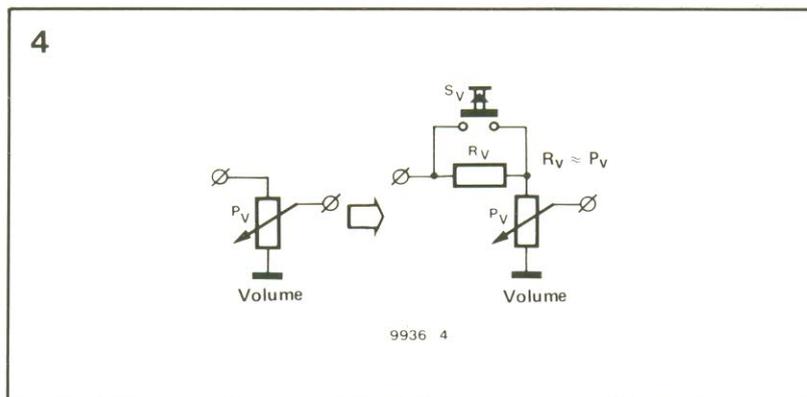


figura 4 — Em muitos casos, é relativamente simples incorporar um atenuador chaveado a um sistema de P.A.

5

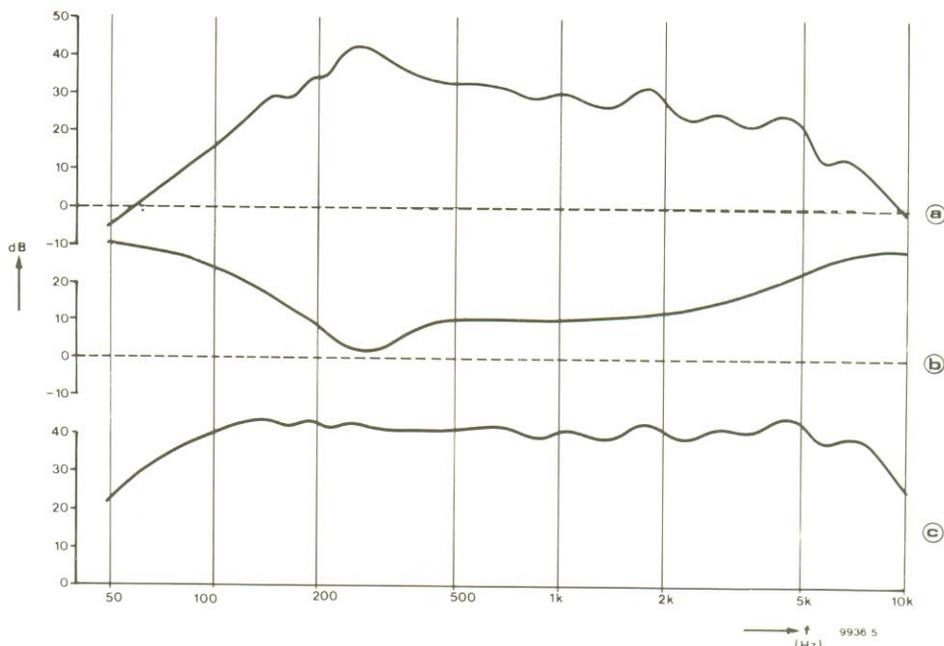


figura 5 — A resposta em frequência dos sistemas P.A. é normalmente sofrível.

traz a vantagem adicional de uma melhora de quase 10 dB na relação sinal/ruído);

* O pico menor, próximo de 250 Hz, está localizado numa área de transição, podendo ser parcialmente equalizado, se necessário. A opção mais sensata, no caso, é comparar os resultados com e sem equalização;

* O minúsculo "calombo" após os 500 Hz é insignifi-

cante demais para ser levado em conta: ademais, ele já está dentro da gama crítica das frequências médias, o que só serve para reforçar nossa opinião sobre ele;

*O vale ao redor dos 1600 Hz localiza-se quase no meio da faixa vocal crítica, sendo melhor evitar qualquer ação contra ele;

*O outro vale, um pouco maior, em 5 kHz, caiu bem no

limite superior da área crítica e pode aceitar uma equalização limitada, se for o caso;

*Por fim, a queda de resposta após os 10 kHz deve ser corrigida pelo equalizador, sem restrições; cuidado, apenas, com níveis excessivos de reforço, capazes de danificar os tweeters.

Feitas as correções sugeridas (e assumindo que o vale em 1,6 kHz é resultado da

6

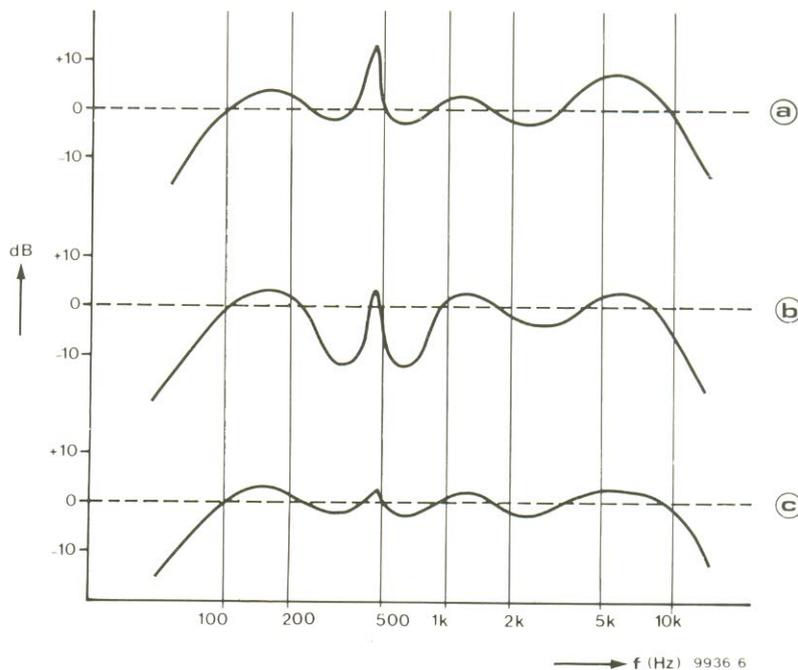


figura 6 — No caso de sistemas de P.A. o equalizador deve ser ajustado de forma que todos os picos da resposta tenham a mesma amplitude.

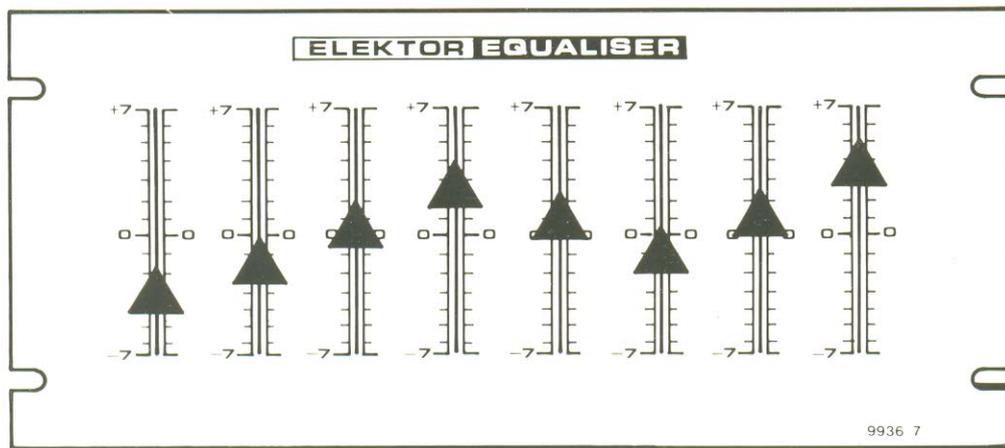


figura 7 — O equalizador "gráfico" deve seu nome aos potenciômetros deslizantes, que, dispostos em alinhamento no painel frontal, fornecem uma representação gráfica da resposta em frequência do aparelho.

acústica ambiental e não dos alto-falantes), a resposta global obtida deve ficar parecida com a curva representada na figura 3b — levando a uma melhora considerável da reprodução sonora.

O exemplo passa a idéia, portanto, de que não é necessário efetuar muitas correções para se obter uma resposta acusticamente "plana". Tudo o que é preciso, no caso citado, são três filtros de ressonância variável e um circuito para reforço de agudos — recursos disponíveis no equalizador paramétrico descrito na edição passada de Elektor. Veremos, em seguida, a correta manipulação do equalizador em uma série de situações práticas.

Os sistemas de P.A.

Os equipamentos de amplificação pública (P.A. ou *public address*, em inglês) usados em salas de conferências ou auditórios são normalmente instalados por profissionais. Existem muitos casos, porém, de ambientes menores que podem ser acusticamente tratados por amadores — tais como salões escolares ou paroquiais, pequenos templos de culto etc.

Os problemas mais comuns encontrados nesse tipo de instalação são a falta de inteligibilidade, som fraco e realimentação acústica persistente. Mas antes de explicarmos as principais causas desses problemas, convém tecer alguns comentários preliminares sobre a natureza dos sistemas de P.A.

Em primeiro lugar, o principal objetivo de um sistema desses não é a alta fidelidade, mas sim a melhor inteligibilidade possível. Infelizmente, na prática, esse detalhe costuma ser confundido com o máximo volume possível — o que em alguns casos pode até melhorar a inteligibilidade, mas na maioria das vezes serve apenas para provocar microfonia, especialmente em instalações mal projetadas ou mal feitas.

É preciso, portanto, que antes de mais nada o técnico (a) torne o sistema menos suscetível à realimentação acústica e (b) procure outras formas de melhorar a inteligibilidade, ao invés de simplesmente aumentar o volume.

Atacando primeiramente o problema da realimentação acústica ou microfonia, todos sabem que esse fenômeno irritante é provocado quando o som produzido pelo alto-falante é captado pelo microfone, seja diretamente ou

através de reflexões nas paredes, teto, etc. O som é então amplificado e novamente entregue ao alto-falante, só para ser mais uma vez captado pelo microfone — até surgir um apito agudíssimo no ambiente.

Para que o volume possa ser aumentado sem causar tal efeito, a única solução consiste em fazer com que pouco ou nada do sinal emitido pelos falantes seja captado pelos microfones. Isso pode ser feito de várias formas diferentes:

- * empregando microfones direcionais (tipo cardióide), que são bem menos sensíveis aos sinais vindos por trás;
- * usando alto-falantes que também tenham uma resposta direcionalmente dependente (poucos devem saber que existem alto-falantes tipo cardióide). Posicionando-os de forma que não fiquem voltados para os microfones, pode-se reduzir consideravelmente a microfonia;

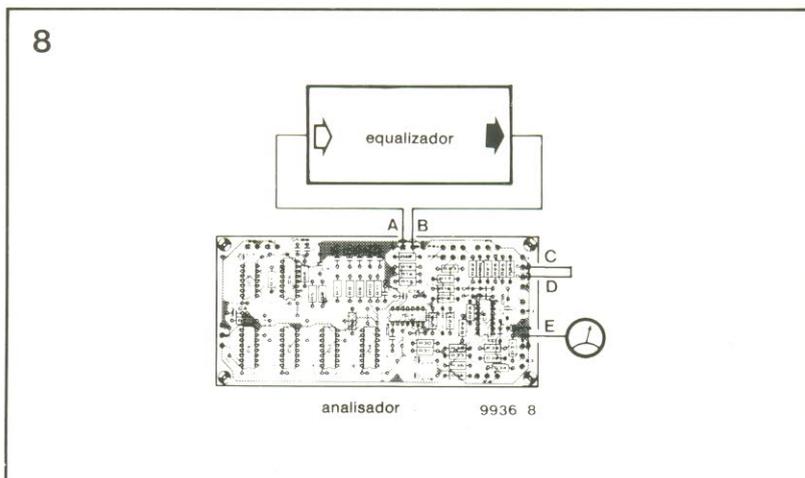


figura 8 — Antes de incorporar o equalizador ao sistema de P.A., ele deve ser primeiro ajustado para exibir uma resposta plana — o que pode ser obtido com esta implementação.

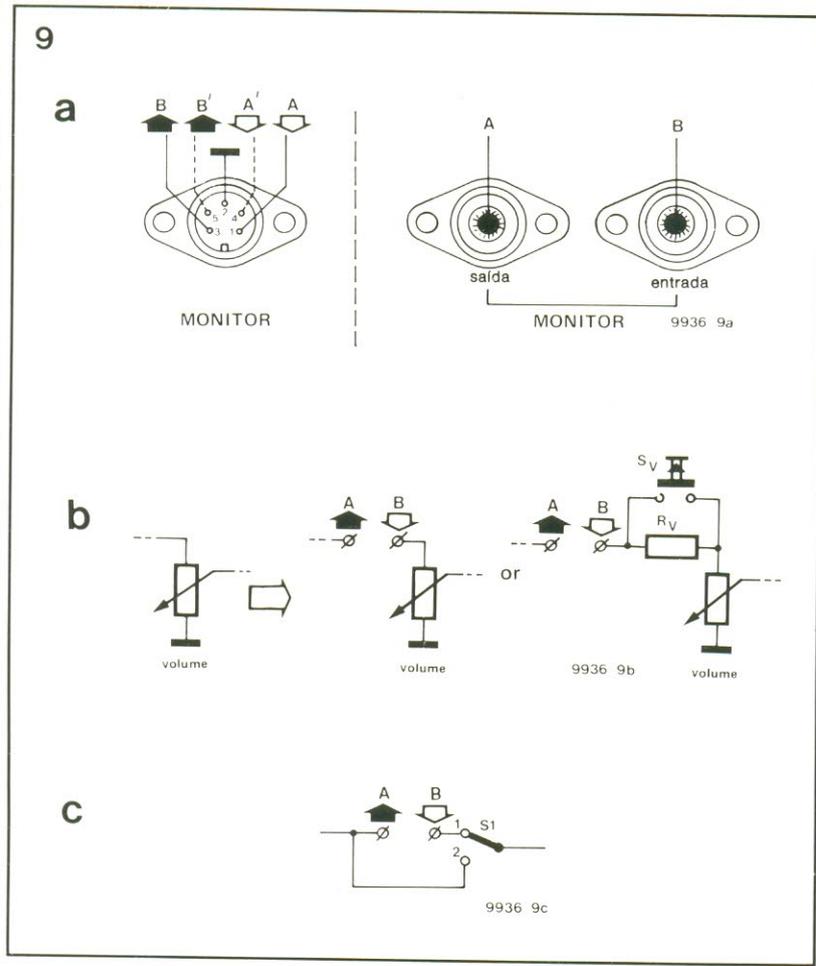


figura 9 — É preciso, antes de mais nada, encontrar o ponto ideal, no amplificador, para ligar o equalizador.

* evitando posicionar os alto-falantes muito próximos aos microfones — providência que, embora pareça óbvia, é muitas vezes esquecida pelos instaladores de fim de semana;

* reduzindo o volume dos alto-falantes mais próximos aos microfones, naqueles em que existe esse recurso. Nos

demais, é tarefa relativamente simples acrescentar-lhes um resistor em série, a fim de obter a atenuação desejada. Apesar de parecer um tanto contraditório, esse artifício realmente permite elevar o volume do amplificador sem "incentivar" a microfonia;

* a qualquer momento, evitando de ter mais microfones

ligados o necessário. Assim, por exemplo, se houver somente uma pessoa falando, apenas um microfone bastará; qualquer outro ligado sem necessidade só tenderá a aumentar as possibilidades de microfonia;

* assegurando-se de que o controle de volume está corretamente posicionado. Parece outro ponto óbvio, mas na prática é mais difícil de ser observado do que parece. Duas dicas podem ajudar bastante nessa tarefa:

— a realimentação acústica ocorre com mais facilidade em salas vazias do que cheias de gente. Por isso, normalmente é suficiente ajustar o volume no limiar da microfonia, para uma sala vazia, que com certeza será o ponto ideal quando ela estiver cheia.

— a diferença entre o correto posicionamento do volume e outro no limiar da microfonia é de 3 a 6 dB. Em geral, sabe-se que um sistema está para sofrer microfonia quando começa a soar um tanto "ecoante", num efeito similar ao obtido com efeitos artificiais de reverberação. Pode-se então capitalizar esse fato incorporando um atenuador comutável de 3 para 6 dB em série com o controle de volume (veja a figura 4). Um resistor R_V , com um valor próximo ao do controle de volume é ligado em série com o mesmo e um botão de contato momentâneo fica em paralelo com R_V ; com o atenuador fora do circuito (S_V ativado), ajusta-se o sistema até o limiar da microfonia (lembrando que a evolução da microfonia é gradual), para depois inserir o atenuador (liberando S_V) — e o sistema está pronto para uso.

Uma vez minimizada a realimentação acústica, a etapa seguinte consiste em tentar elevar a inteligibilidade do sistema de P.A., sem que seja preciso recorrer ao controle de volume. Existem também duas maneiras de se alcançar esse objetivo: reduzindo o nível de reverberação gerado pelo ambiente e melhorando a qualidade do próprio som. O primeiro ponto implica no aperfeiçoamento acústico do ambiente, pela instalação de cortinas pesadas, carpetes mais grossos e assim por

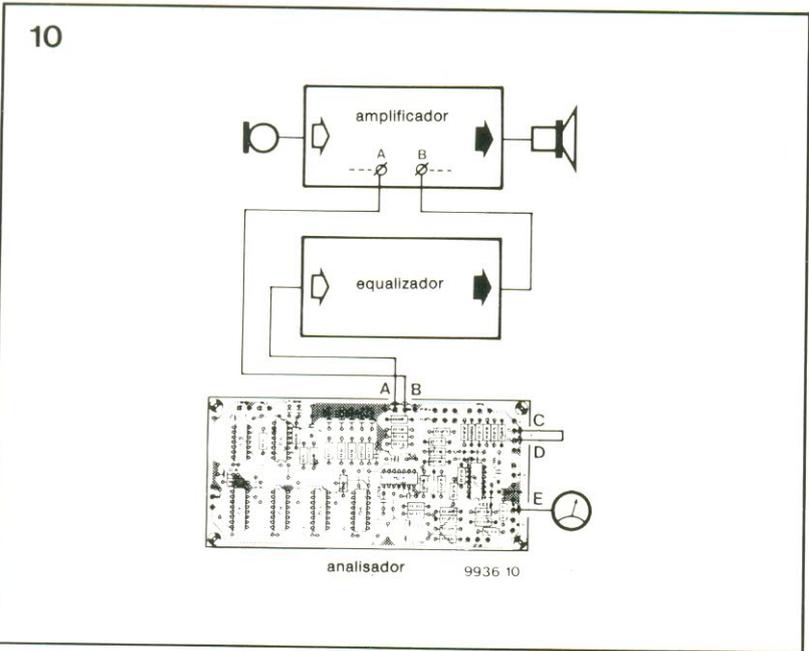


figura 10 — Uma vez ajustada a resposta plana do equalizador e localizado o ponto de conexão no amplificador, o conjunto analisador/ equalizador pode ser ligado desta forma.

diante, num processo bastante dispendioso. A segunda medida é mais fácil de ser colocada em prática, pois é onde a eletrônica, sob a forma de um equalizador, pode provar sua utilidade.

Não é comum considerar-se que a *qualidade* do som reproduzido tem um papel importante em sua inteligibilidade. É verdade que foi várias vezes provado, na prática, que uma resposta plana ao longo de um espectro relativamente extenso — entre 100 Hz e 10 kHz, aproximadamente — leva a uma sensível melhoria da inteligibilidade do sistema típico de P.A.

Por outro lado, existem muitos conceitos errôneos sobre a resposta em frequência ideal e como obtê-la. Tais conceitos chegaram até a gerar algumas monstruosidades, tais como "comutadores especiais para voz", que cortam os graves abaixo de 200, 300 ou até 400 Hz; caixas acústicas "especiais" para voz, cuja resposta não passa de horripilante; e microfones para voz, com uma resposta um pouco melhor que a dos alto-falantes.

Para completar o desastre, basta colocar o controle de graves no mínimo e acionar o filtro de "presença" ou "loudness" que com frequência é acrescentado aos sistemas de P.A. A figura 5a mostra a resposta de uma implementação dessas, num levantamento feito com os controles de tonalidade na posição central.

Empregando um simples equalizador paramétrico, pode-se tentar nivelar um pouco as maiores irregularidades, através da resposta corretora da figura 5b. A resposta global resultante pode ser vista na figura 5c; pode não parecer, mas a inteligibilidade do sinal foi tremendamente melhorada. De fato, se antes as palavras dificilmente eram compreendidas, mesmo em um ambiente silencioso, depois da equalização todos os sons ficaram perfeitamente inteligíveis, mesmo com a mais barulhenta das audiências.

A prática encarregou-se de provar que o equalizador é uma ferramenta utilíssima para se obter uma reprodução clara e inteligível em am-

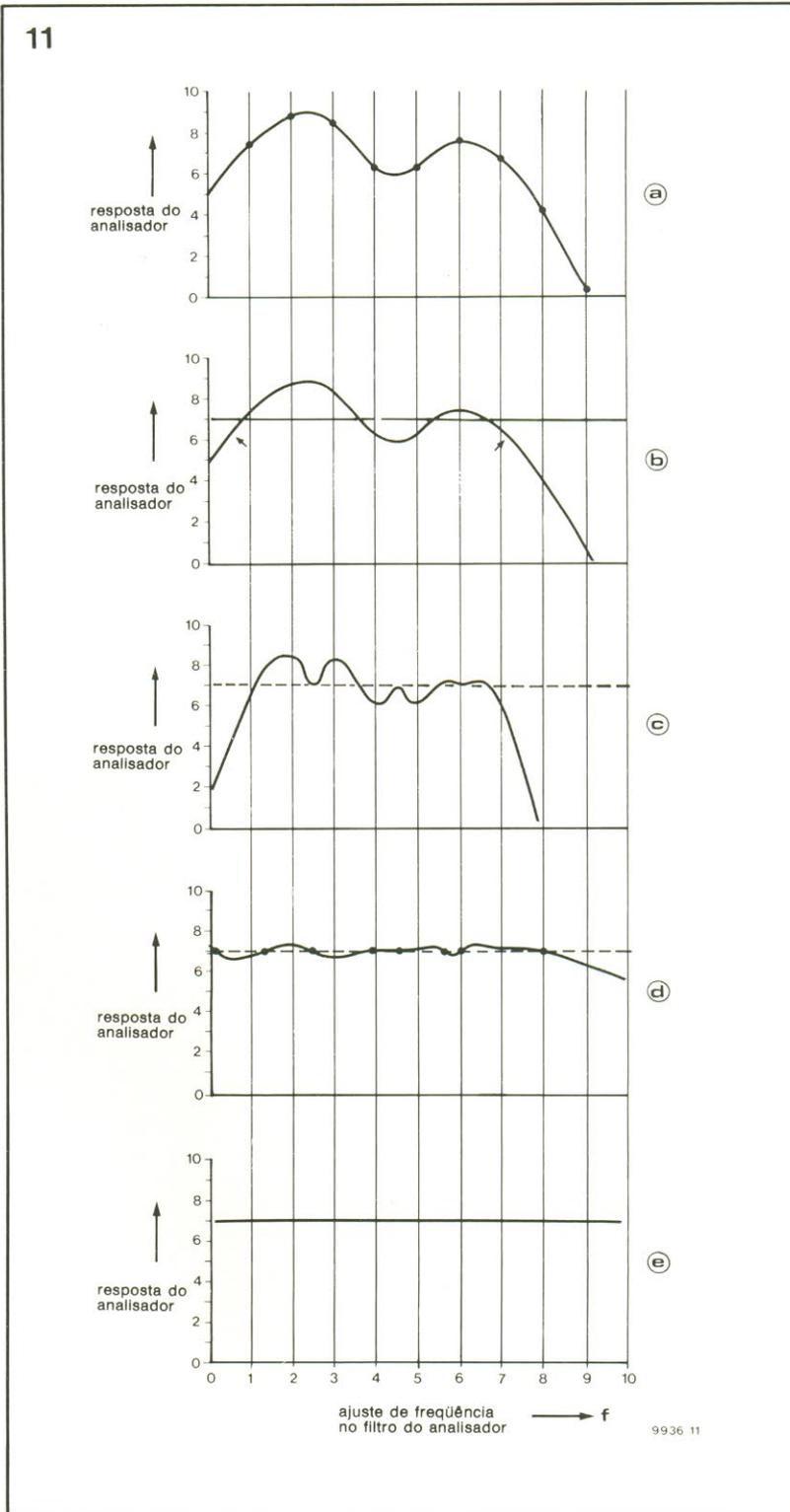


figura 11 — Os vários estágios de medida e correção da resposta em frequência de um sistema de P.A.

bientes com acústica deficiente. No entanto, a forma de se utilizar o equalizador em sistemas de P.A. difere daquela empregada com equipamentos domésticos de alta fidelidade. Já aconselhamos que, ao equalizar a resposta de um equipamento ou ambiente de audição, a faixa de frequências localizada entre 300 Hz e 5 kHz não deve ser tocada. No caso de uma instalação de P.A., entretanto,

vale quase o oposto: a gama a ser corrigida cobre dos 100 Hz aos 10 kHz, pois os extremos do espectro são de pouca importância para a inteligibilidade da voz humana.

Além disso, o fato de a resposta do sinal reproduzido ser ou não completamente plana é de importância secundária. Assim, por exemplo, vales de 4 a 5 dB têm, geralmente, pouco efeito no som. O fator realmente cru-

12

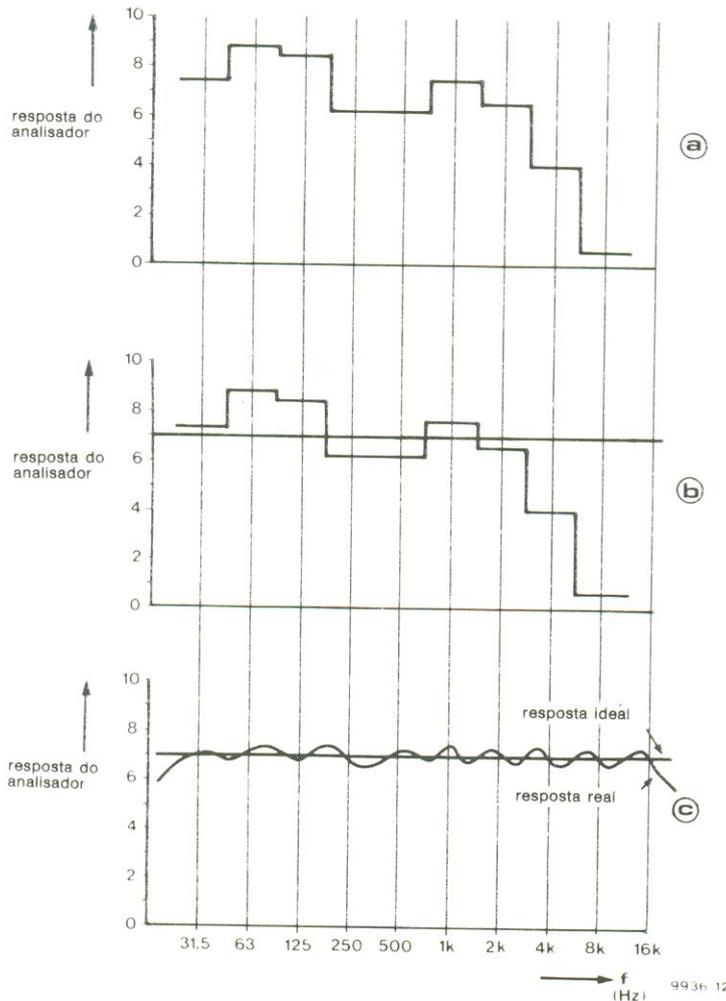


figura 12 — Nos equalizadores gráficos de uma oitava ou de 1/3 de oitava não compensa usar precisão maior que a própria divisão dos filtros.

cial, em sistemas de P.A., é a presença de grandes picos de ressonância na resposta, já que o maior deles vai determinar o nível máximo em que

o volume pode ser mantido sem causar microfonia. Em consequência, o equalizador deve ser usado para assegurar que todos os picos da res-

posta tenham a mesma amplitude.

Esse processo está ilustrado na figura 6. Embora à primeira vista a curva da figura 6a pareça ser ligeiramente melhor, na prática os melhores resultados são obtidos com a da figura 6b. Mas é claro que mesmo esta última está longe da perfeição e que, com a filtragem adequada, pode-se conseguir a ótima resposta da figura 6c.

Finalmente, se alguns leitores ainda não se deixaram convencer sobre as vantagens de um equalizador nesse tipo de aplicação, gostaríamos de lembrar que o custo de um equalizador doméstico é ínfimo, comparado com os preços dos novos microfones e alto-falantes.

Música eletrônica

Esta é uma área menos comum, mas nem por isso menos importante, de aplicação dos equalizadores, onde sua flexibilidade e recursos de moldagem de sinais os tornam úteis acessórios de órgãos e sintetizadores. Em confronto direto com o procedimento adotado em sistemas domésticos e de P.A., nesse caso os parâmetros dos filtros não são pré-ajustados e depois "congelados"; ao contrário, os ajustes são variados continuamente, de acordo com a passagem da música que está sendo executada.

Por esse motivo, os controles do equalizador devem ser bem calibrados e ergonomicamente projetados — uma pré-condição que resultou na popularidade dos equalizadores gráficos, nos quais o posicionamento dos potenciômetros deslizantes no painel frontal fornece uma visão imediata da resposta global dos filtros (figura 7).

Isto não quer dizer, porém, que os equalizadores paramétricos não são adequados a essas aplicações — muito pelo contrário. Seu principal objetivo (o controle de todos os parâmetros dos filtros) os torna ainda mais flexíveis e permite ao operador treinado a obtenção de uma ampla gama de efeitos especiais.

Ajustando o equalizador

Antes de discutir os problemas específicos com que de-

13

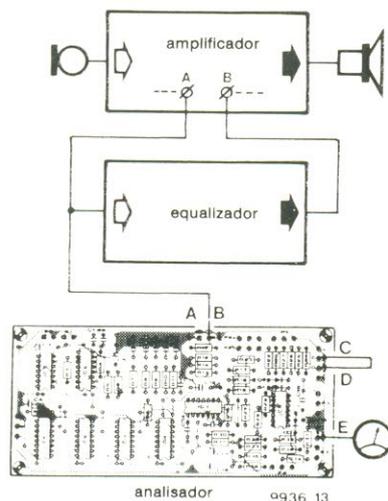
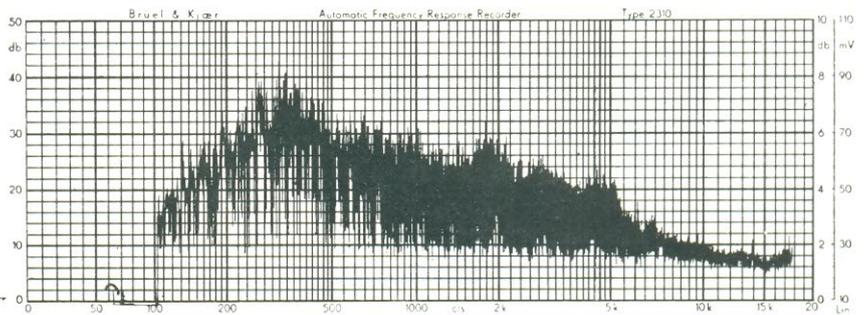


figura 13 — Com esta implementação é possível checar o desempenho do sistema de P.A. após a equalização.

Automatic Frequency Response Recorder
Type 2310
Measuring Object:



Potentiometer: 50 dB.
Paper Speed: 10 1 0,1 0,01
Wheel No.: A C E G

Recording No.
Date Sign.

paramos ao tentar equalizar sistemas domésticos de áudio e sistemas de P.A., existem ainda alguns pontos básicos a esclarecer. O primeiro e o mais importante: é essencial conhecer de antemão a resposta em frequência a ser corrigida. Mesmo correndo o risco de sermos repetitivos, voltamos a ressaltar que brincar com os controles do equalizador para tirar a correção "de ouvido" é contraproducente e pouco contribui para a qualidade de reprodução.

Por outro lado, levantar a resposta em frequência de um sistema não é nenhuma missão impossível. Esqueça os analisadores de espectro profissionais, que custam milhares de dólares; tudo o que você precisa é um analisador de áudio, sugerido em forma de montagem nesta mesma edição, um pouco de paciência e uma razoável compreensão do que se está tentando obter. A questão, no caso, é que podemos dispensar as altíssimas precisões nos filtros, assim como uma imagem precisa da resposta em frequência que desejamos nivelar. Pouco importa se um determinado pico ou vale ocorre *exatamente* em 225 Hz; muito mais importante é detectar e corrigir essas deficiências, mesmo sem conhecer, necessariamente, sua localização precisa.

Curvas como as das figuras 2, 3, 5 e 6 podem ser muito importantes para o consultor de acústica ou engenheiro de som; para o possuidor de um equipamento de áudio o que importa mesmo é como o som chega aos seus ouvidos. A medição/correção acústica

em ambientes domésticos pode seguir vários procedimentos, embora os princípios gerais envolvidos sejam sempre os mesmos. A escolha, nesse caso, limita-se basicamente ao equipamento de apoio, como microfones de medida, fones de ouvido, discos de teste, etc.

O ajuste do equalizador em sistemas de P.A. é ligeiramente mais simples, pois só faz sentido utilizar, nos testes, os próprios microfones da instalação. Como este constitui o estágio básico dos vários procedimentos que podem ser adotados com sistemas de áudio doméstico, vamos

figura 14 — Resposta em frequência real de um sistema, obtida com um gerador de varredura.

15

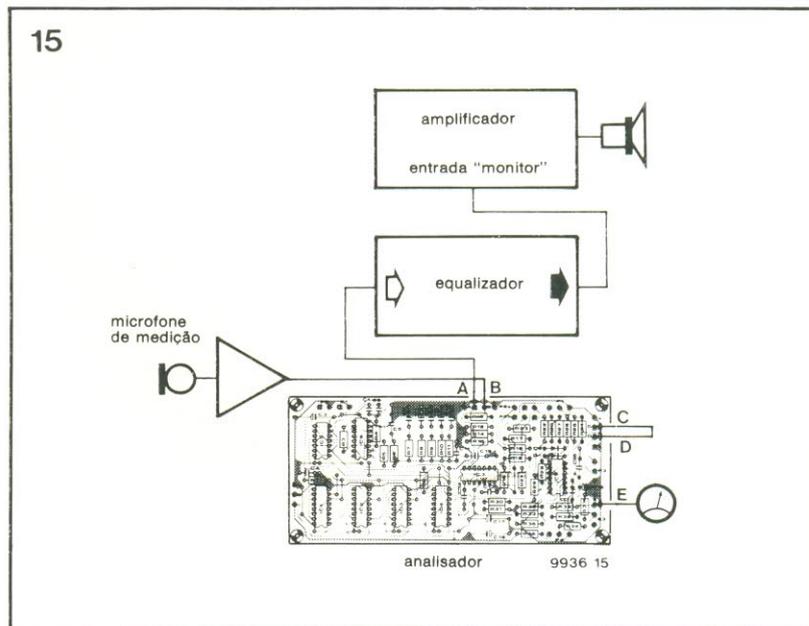
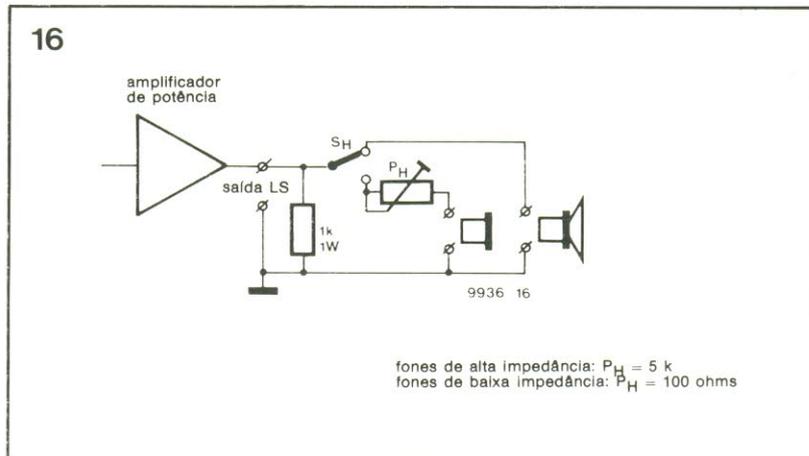


figura 15 — Dispondo de um microfone de boa qualidade, este arranjo pode ser usado para medir a resposta combinada do equipamento e do ambiente.

16



fones de alta impedância: $P_H = 5\text{ k}$
fones de baixa impedância: $P_H = 100\text{ ohms}$

figura 16 — Quando se emprega fones de ouvido para medir a resposta do ambiente, é preciso dispor de um controle de volume.

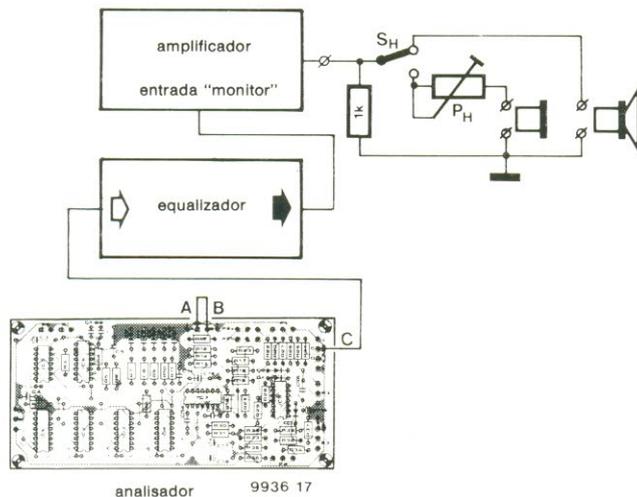


figura 17 — Conexões entre o amplificador, o equalizador e o analisador quando fones de ouvido são usados para medir a resposta do ambiente.

examiná-lo primeiro, antes de discutir a utilização do equalizador em casa.

Equalizando os sistemas de P.A.

Vamos começar recomendando que, na medida do possível, o desempenho do sistema seja otimizado antes da introdução de qualquer equalizador. Em outras palavras, deve-se antes de mais nada posicionar cuidadosamente os microfones e alto-falantes; empregar, de preferência, microfones tipo cardióide; e, se necessário, baixar o volume das caixas postadas frontalmente aos microfones.

Somente depois de esgotadas todas as providências desse tipo é que se deve pensar em um equalizador. O procedimento de ajuste descrito a seguir assume que o interessado possua um equalizador paramétrico (como aquele descrito no nº 3 de Elektor) e o analisador de áudio que aparece neste número. Pode-se fazer praticamente a mesma coisa com um equalizador gráfico de uma oitava ou 1/3 de oitava; qualquer diferença será mencionada no momento adequado.

1. O primeiro passo consiste em ajustar os controles do equalizador, de modo a obter uma resposta em frequência linear — o que pode ser feito conectando-se o gerador de

ruído diretamente à entrada do equalizador e ligando-se o filtro e o visor do analisador na saída do mesmo (figura 8). O filtro deve ser calibrado para o Q máximo (largura de faixa de 1/12 de oitava). Mediante esse arranjo, será bastante simples localizar e corrigir quaisquer vales ou picos introduzidos na resposta pelo próprio equalizador (os filtros de um equalizador gráfico devem ser ajustados um de cada vez).

2. No próximo passo deve-se encontrar um ponto adequado, no amplificador, para acoplar o equalizador. Caso o amplificador disponha de uma entrada "monitor" (figura 9a), normalmente nem será preciso procurar mais. Em caso contrário, pode-se fazer a ligação na região do controle de volume. As figuras 9b e 9c explicam como incorporar uma entrada "monitor" ao equipamento.

3. A saída do equalizador deve então ser ligada ao ponto B da figura 9; o gerador de ruído, à entrada do equalizador; e o conjunto filtro/visor, ao ponto A da figura 9. Essa implementação pode ser vista na figura 10.

4. Pode-se agora medir a resposta em frequência do sistema. Antes, porém, é importante que o potenciômetro do analisador que percorre todo o espectro de áudio seja dotado de uma escala calibrada (de 1 a 10, digamos). Se o sistema de P.A. utilizar vários microfones, convém ligar

apenas o principal, isto é, aquele usado com mais frequência. Os resultados obtidos podem ser plotados sob a forma de um gráfico, como o que se vê na figura 11a; os pontos mais importantes, que convém representar no gráfico, são os mais altos de um pico e os mais baixos de um vale. No caso do equalizador gráfico, o filtro do analisador deve ser variado por etapas, em incrementos de uma oitava ou 1/3 de oitava; as leituras obtidas em cada faixa de frequências também vão formar um gráfico, a exemplo da figura 12a.

5. Usando uma régua, traça-se então uma linha reta a meio caminho, aproximadamente, entre o maior pico e o vale mais baixo (veja as figuras 11b e 12b); ela vai representar a resposta teórica ideal, o objetivo que se tentará alcançar.

6. Leva-se ao máximo, então o Q de todos os filtros passa-banda do equalizador paramétrico (no caso do equalizador gráfico, deve-se "pular" os pontos de 6 a 12, passando diretamente ao item 13). Usando agora o filtro do analisador, localiza-se o primeiro pico ou vale da resposta levantada; na figura 11b, por exemplo, é um pico, situado entre os pontos de medida 2 e 3. Pelo fato de ser um pico, programa-se o primeiro filtro do equalizador para o corte máximo e ajusta-se sua frequência central até que haja uma queda (mais ou menos repentina) na leitura do analisador. Faz-se então o ajuste fino da frequência central do filtro, levando ao mínimo essa leitura. Por fim, reduz-se a atenuação do filtro até o ponto em que a leitura coincida com a resposta uniforme teórica.

7. Sintoniza-se novamente o filtro do analisador, até a próxima irregularidade da resposta. Se for um vale, como na figura 11b, o segundo filtro do equalizador deve ser programado para reforço máximo, sintonizado na frequência correta e seu ganho variado, até que seja obtida a leitura desejada no multímetro do analisador. As demais deficiências, se existirem, serão tratadas da mesma forma, com os filtros restantes do equalizador.

8. O passo seguinte consiste em sintonizar o filtro do analisador na frequência em que a resposta de graves começa a cair bruscamente (ponto assinalado por uma seta, na figura 11b). O controle de tonalidade Baxandall do equalizador deve então ser ajustado para o corte máximo e seu ponto de 3 dB calibrado, até que a leitura caia para 70% de seu valor original.

9. A frequência de transição do filtro de agudos, no controle de tonalidade, deve ser ajustada da mesma forma. Se houver interesse em medir a resposta global nesse ponto (o que não é necessário), ela deverá surgir como algo semelhante à figura 11c.

10. A frequência central do filtro do analisador pode ser agora sintonizada no ponto imediatamente inferior em que foi posicionada a frequência de transição do controle de graves. Eleva-se então o ganho deste controle, até que a leitura coincida com o valor plano teórico. Vale o mesmo procedimento para o controle de agudos.

11. O filtro do analisador é sintonizado então em uma frequência localizada no "flanco" do primeiro pico ou vale da resposta; o Q do primeiro filtro do equalizador é reduzido gradualmente, até que a leitura nesse ponto atinja o valor nominal "ideal". Repete-se o mesmo processo para os demais filtros do equalizador.

12. Teoricamente, ao menos, o equalizador deveria estar corretamente ajustado, a essa altura — e a resposta do sistema seria algo parecido com a figura 11e, ou seja, plana ao longo de todo o espectro de áudio. Infelizmente, isso raramente acontecerá na prática, e será preciso repetir o processo já descrito, a partir do item 4, de uma forma ligeiramente diferente. A razão disso pode ser melhor entendida observando-se a figura 11d, que representa a resposta mais provável após a primeira correção. Essa curva exibe algumas falhas, que são as seguintes:

— A frequência de transição do controle de graves está muito baixa; em consequência, a resposta cai bruscamente demais nesse ponto. O remédio consiste em elevar

a frequência de transição e reduzir ligeiramente o ganho.

— A frequência central do primeiro filtro, no equalizador, está muito elevada, acarretando muita atenuação e uma largura de faixa ampla demais. É preciso, portanto, ajustar cada um desses parâmetros do filtro.

— O segundo filtro está corretamente ajustado, mas o terceiro tem sua frequência central um pouco baixa, provocando sobreatenuação e uma largura de faixa muito estreita.

— A frequência de transição do controle de agudos também está um tanto baixa, fazendo a resposta decair muito nas altas frequências. Mais uma coisa a corrigir.

13. Todo o procedimento fica bem mais simples com a utilização de um equalizador gráfico, seja ele de uma oitava ou 1/3 de oitava; essa é, na verdade, uma das principais vantagens desse tipo de equalizador. Nesse caso, porém, o filtro do analisador deve ser comutado por passos de uma oitava ou 1/3 de oitava. O processo de ajuste consiste simplesmente em procurar em sequência cada uma das faixas de frequência, variando simultaneamente o ganho do filtro correspondente (no equalizador), até que a leitura corresponda com o valor nominal "ideal". Como era de esperar, a curva resultante (figura 12c) apresenta uma certa ondulação, inevitável quando se emprega um equalizador gráfico. No entanto, esse fenômeno tem pouca influência sobre a qualidade do som, especialmente em aplicações domésticas ou de P.A.

14. Qualquer que seja o tipo de equalizador empregado, uma vez concluído o processo de ajuste deve-se checar o sistema por meio do seguinte teste: primeiramente, prepara-se o sistema para operar como em uso normal — ou seja, o equalizador ligado ao ponto A da figura 9 e o gerador de ruído, removido do circuito. O filtro e o visor do analisador, porém, permanecem conectados ao ponto A (veja a figura 13). Leva-se, então, o controle de volume do amplificador até o limiar da microfonia; usando o analisador, é bastante simples lo-

calizar a frequência em que o sinal está oscilando, para então reduzir o ganho do filtro equalizador correspondente.

15. Caso o equalizador tenha sido ajustado com perfeição, o sistema não deve mais apresentar oscilação nessa frequência. Senão, o procedimento sugerido deve ser repetido novamente, ponto por ponto.

16. Se o sistema de P.A. utilizar mais de um microfone, o procedimento sugerido deve ser aplicado apenas ao microfone principal. A resposta obtida com os outros microfones deve ser medida separadamente, seguindo as orientações do item 4. Se todos provarem ter uma resposta razoavelmente plana, o sistema estará pronto para uso. Mas, se não for o caso, será preciso tomar uma das providências descritas a seguir.

Se apenas um microfone apresentar resposta irregular e for de um tipo diferente do principal, melhor pensar em substituí-lo. Se as discrepâncias forem de pequena monta, bastará uma equalização básica para cada microfone (isto é, um filtro equalizador para cada um). Tenha sempre em mente que uma depressão na resposta dos microfones secundários é menos importante que a presença de um pico. Tem-se, por fim, uma solução de compromisso: ligar todos os microfones de uma vez e ajustar o equalizador para a melhor resposta global.

Para concluir, é bom ressaltar que todas as medições descritas foram efetuadas com o auxílio de ruído rosa — que foi escolhido por um bom motivo. De fato, se a resposta do sistema fosse medida empregando-se, por exemplo, um gerador senoidal, a curva da figura 5a iria aparecer como a da figura 14. Essa resposta, que é a real, caracteriza-se por incontáveis picos e vales, separados por poucos hertz e variando entre 20 e 30 dB na amplitude. Essas variações bruscas são inerentes à resposta e não podem ser corrigidas.

No caso da figura 14, a curva foi levantada com um gerador senoidal acoplado a um gerador de varredura, num processo automático, porém lento (tomando de 15 a

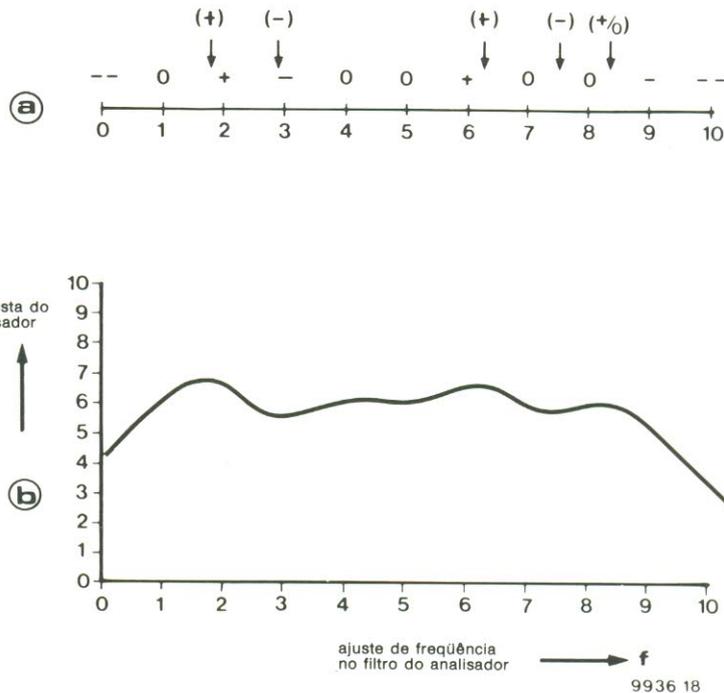


figura 18 — Exemplo de como se pode levantar acusticamente a resposta do ambiente usando fones.

20 minutos para cada curva). A utilização de um gerador de ruído visou a obtenção de uma curva “média”, muito mais útil na manipulação doméstica do equalizador.

Se, mesmo assim, for dada preferência a um gerador senoidal, convém lembrar que o ponto mais importante é alinhar o topo dos picos, pois os níveis médios e mínimos são de menor influência. Isto porque, como dissemos, são os picos a determinar os pontos em que o sistema é suscetível à microfonia. Não há dúvida que as medições serão bem mais precisas com esse método, mas também mais demoradas, além da dificuldade adicional de saber se estamos realmente registrando apenas os níveis de pico, na plotagem do gráfico.

O ambiente doméstico

A exemplo do amplificador de P.A., o ponto mais adequado para se incorporar o equalizador é a entrada “monitor”. Se ela não existir, continuam válidas as dicas fornecidas para sua implementação. No caso de sistemas estereofônicos, será necessário dispor de dois equalizadores mono, formando um conjunto estéreo.

Feita a instalação, vários métodos podem ser adotados para o ajuste do equalizador. O mais simples deles consiste em se utilizar o analisador de áudio descrito nesta edição, em conjunto com um microfone de medição. Outras abordagens, entretanto, também podem ser aplicadas, nas quais apenas parte do analisador é utilizada, juntamente com um par de fones de alta impedância (pode-se até dispensar totalmente o analisador, em certos casos). Vamos descrever cada um desses métodos em detalhes.

a. Analisador e microfone de medição

Vale, neste caso, o mesmo procedimento descrito para os sistemas de P.A. Por “microfone de medição” entende-se um dispositivo de qualidade razoável, cuja resposta em frequência seja suficientemente plana para garantir a ausência de erros significativos nas medições. Pode-se considerar de boa qualidade os microfones empregados em gravadores de rolo, por exemplo.

As conexões do amplificador com o microfone e o analisador podem ser vistas na figura 15. O microfone deve ser posicionado na posição

“ideal” do ouvinte, dentro do ambiente de audição, tomando-se o cuidado de excluir todas as fontes de ruído externo (como crianças, cachorros etc.). Aplica-se, então, o mesmo processo já descrito para P.A., mas com uma exceção importante no que toca ao analisador.

Como já foi mencionado, quaisquer vales ou picos de resposta ocorrendo entre 300 Hz e 5 kHz devem ser ignorados. Até agora, porém, não houve necessidade de se calibrar a escala de frequências, no filtro do analisador — o que, em outras palavras, quer dizer que não há como saber onde está localizada essa faixa de frequências. Felizmente, existem outros métodos para se determinar essa faixa com precisão, como os discos padrão de teste, contendo uma série de frequências gravadas com precisão; ou, então, um plano (ou o 8º registro do órgão eletrônico), no qual a frequência de 300 Hz corresponde aproximadamente a d¹ (o ré logo após o dó médio) e 5 kHz coincide com e⁵ (ou seja, quatro oitavas acima do mi médio).

Na figura 3a, a resposta em frequência exibiu uma depressão em torno dos 1600 Hz, que foi assumida como resultado da acústica am-

biental e não recebeu equalização; se houvesse sido provocada pelos alto-falantes, poderia (e deveria) ser equalizada. O meio mais simples de verificar qual desses dois casos é o real, no caso doméstico, consiste em medir a resposta dos alto-falantes em dois ambientes diferentes. E, por incrível que pareça, o lugar mais adequado para esse teste é o banheiro (desde que seja suficientemente grande). Se a depressão persistir, pode-se então afirmar, com certeza, que a falha é dos alto-falantes.

Como o equalizador estéreo é composto por dois estágios monofônicos, o processo teórico de ajuste exigiria uma dupla medição, uma para cada canal, estando o outro canal completamente desligado. Na prática, todavia, basta alimentar com o sinal de ruído o canal desejado e girar o controle de balanço todo em direção a esse canal. Qualquer interferência entre canais será desprezível, pouco afetando as medições.

b. Discos padronizados de teste

Embora raros (e caros) no Brasil, pode-se encontrar discos de teste com gravações de ruído rosa. Eles podem ser usados, de modo geral, no lugar do gerador de ruído rosa do analisador. O ajuste, porém torna-se um pouco mais incômodo, pois é preciso procurar sempre o ponto correto do disco para efetuar as medições; por outro lado, não interfere com a precisão do ajuste.

c. Senóides de teste

É teoricamente possível, também, usar uma senóide pura como sinal de teste (seja proveniente de um gerador ou de um disco-padrão), embora esse processo não seja recomendável. Como já explicamos, a resposta em frequência real de um sistema consiste de inúmeras e rápidas variações de nível; se um gerador senoidal for empregado como fonte de sinal, esses picos e vales vão refletir nas medidas, obrigando o operador a determinar a resposta "mediana" do sistema, antes de equalizá-lo. Uma variação mínima na frequência

do oscilador ou mesmo um ajuste ligeiramente incorreto nos controles poderá ocasionar alterações de 5 a 10 dB no nível do sinal. Portanto, se é tão arriscado usar senóides no levantamento de resposta em frequência, melhor esquecer completamente esse processo.

d. Fones de ouvido

Muitos montadores e audiófilos não devem estar dispostos a adquirir um microfone de medição (com seu pré-amplificador) apenas para ajustar um equalizador. A solução alternativa, então, é utilizar fones de ouvido de boa qualidade — e se forem do tipo "aberto" (isto é, daqueles que não isolam acusticamente os ouvidos do ambiente), tanto melhor.

A figura 16 mostra como ligar os fones ao amplificador, num arranjo que permite comutar entre eles e o alto-falante (para fins de comparação) e variar o volume dos mesmos, até que soem como os alto-falantes. É importante que os fones não encubram ou distorçam o som dos alto-falantes. E lembre-se que, como a chave e o potenciômetro devem ser operados a partir da posição ideal de audição, será preciso prever uma extensão adequada de fiação.

Todas as conexões necessárias entre o amplificador, o analisador e o equalizador aparecem na figura 17. Pode-se usar, também neste caso, uma fonte de ruído rosa no lugar do gerador de ruído do analisador, apesar de ser menos conveniente. O multímetro não entra nessa implementação (já que não há microfone de medição), dando lugar aos próprios ouvidos do usuário, que deverão distinguir entre os níveis de sinal. Isto requer uma certa dose de atenção e concentração, embora a prática tenha demonstrado que o processo funciona satisfatoriamente. Eis toda a seqüência do procedimento, passo a passo:

1. O controle do filtro, no analisador, deve ser posicionado aproximadamente a meio curso e, com a chave S_H (veja a figura 17), na posição "alto-falante", o sinal de ruído é ajustado para um nível ambiental adequado. Não que o

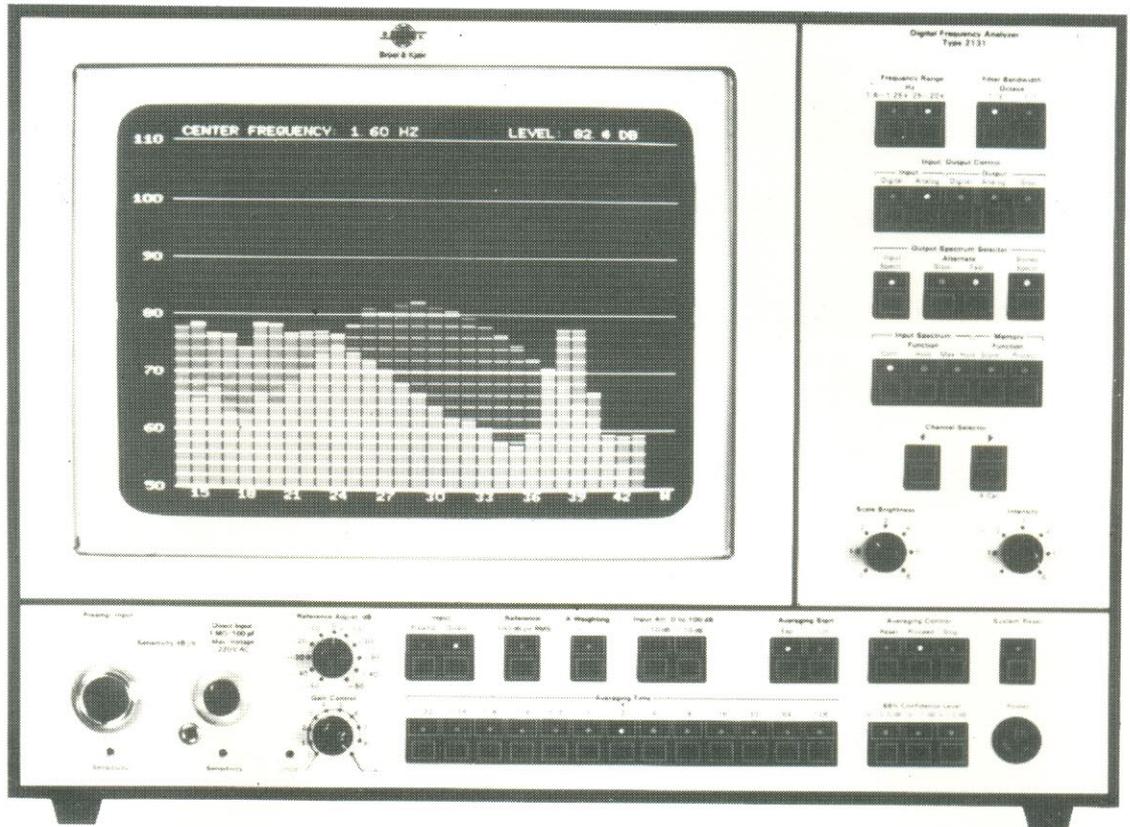
som do ruído rosa seja desagradável; o caso é que pode danificar os alto-falantes.

2. Ajuste-se o potenciômetro P_H na máxima resistência, comuta-se S_H para a posição "fones" e reajusta-se P_H , até que o sinal emitido pelos fones pareça estar ao mesmo nível dos alto-falantes.

3. A frequência do analisador deve ser deslocada gradualmente ao longo de todo o espectro de áudio, anotando-se as diferenças de nível entre os dois sinais — alto-falante ligeiramente mais alto, muito mais alto ou equivalente, por exemplo, como na figura 18a. Ao mesmo tempo, é preciso observar os pontos em que ocorrem os picos mais elevados e as maiores depressões (ou seja, os maiores e menores níveis do sinal, respectivamente). A figura 18a mostra uma forma conveniente de se registrar as várias observações, enquanto a 18b apresenta a resposta em frequência correspondente. De posse dessas informações, pode-se então ajustar o equalizador da forma já explicada, usando o nível do ponto "1", por exemplo, como o valor nominal "plano" (o símbolo "O", na figura, significa que fones e falantes têm o mesmo nível de reprodução). Continua válida a recomendação de não mexer nas frequências médias, em condições normais.

4. Prosseguindo com este método de ajuste, todos os filtros do equalizador devem ser ajustados para o máximo Q. Com o auxílio do analisador, detecta-se o primeiro pico (que na figura 18 está localizado entre os pontos 1 e 2), ajusta-se o primeiro filtro do equalizador no corte máximo e sua frequência central coincidindo com o topo do pico. Controla-se então o nível de atenuação introduzida por esse filtro, até que o nível emitido pelos fones e falantes pareça o mesmo. Repete-se o processo com os demais filtros do equalizador, tentando cobrir as maiores irregularidades da resposta (deixando de lado, como sempre, as deficiências da região média do espectro).

5. Usando mais uma vez o filtro do analisador, localiza-se o ponto em que os alto-falantes começam a soar perceptivelmente mais baixo que



Exemplo de analisador de espectro profissional, bastante sofisticado (e caro). O modelo visto aqui é o Analisador Digital de Freqüência 2131, da Bruel & Kjaer, que divide o espectro de áudio em faixas de uma oitava ou 1/3 de oitava e apresenta os vários níveis obtidos em uma tela.

os fones (logo abaixo do ponto 1, na figura 18); ajusta-se então o filtro do controle de graves do equalizador em sua freqüência mais baixa e para o máximo corte. Eleva-se agora gradualmente a freqüência de transição, até que os falantes emitam um sinal ainda mais baixo. Repete-se o mesmo procedimento para o controle de agudos do equalizador (no caso da figura 18, o ponto de referência seria logo em seguida ao ponto 9).

6. Coloca-se a freqüência do analisador no mínimo e eleva-se o ganho do controle de graves, até ser obtido o nível "plano"; vale igual procedimento para os agudos.

7. Nas laterais do pico original deve haver, agora, dois novos picos. Ajusta-se então o analisador para coincidir com um deles e reduz-se o Q no primeiro filtro do equalizador, até que desapareça; se ne-

cessário, repete-se o processo utilizando os demais filtros do equalizador.

8. Por fim, varre-se todo o espectro com o filtro do analisador, para garantir que todos os ajustes feitos estão corretos. Na prática, em geral, será preciso efetuar mais alguns pequenos retoques. Feito isto, o sistema estará pronto para utilização, podendo ser submetido ao grande teste final: um sinal musical, que deve revelar-se bem melhor que o anterior.

Bibliografia

1. J. Moir: *Interactions of loudspeakers and rooms* — *Wireless World*, junho 1977.
2. Bruel & Kjaer: *Relevant hi-fi tests at home* — conferência na 47ª Convenção da Sociedade de Engenharia de Áudio (também disponível como folheto de aplicação da B & K).

3. Bruel & Kjaer: *Hi-fi tests with 1/3 octave weighted random noise* — folheto de aplicação B & K nº 13-101.

4. Philips: *Sound equalisation using Philips K and Q-filters* — folheto de aplicação ELA nº 17.8100.35.331011.



Expansões para a linha Sinclair

Uma das grandes vantagens da linha ZX (TK, no Brasil) é seu preço relativamente baixo. Quando se começa a pensar em ampliar os recursos do micro, porém, as coisas já não parecem tão boas: qualquer expansão custa uma fortuna (problema que, aliás, pode ser estendido a todas as marcas). Mas existe a alternativa de montar as próprias ampliações, poupando dinheiro e aumentando o prazer de usá-las. Este artigo fornece algumas excelentes sugestões, como uma expansão de memória, um *buffer*, controladores de entradas/saídas e uma interface de vídeo, para melhorar a qualidade de imagem.

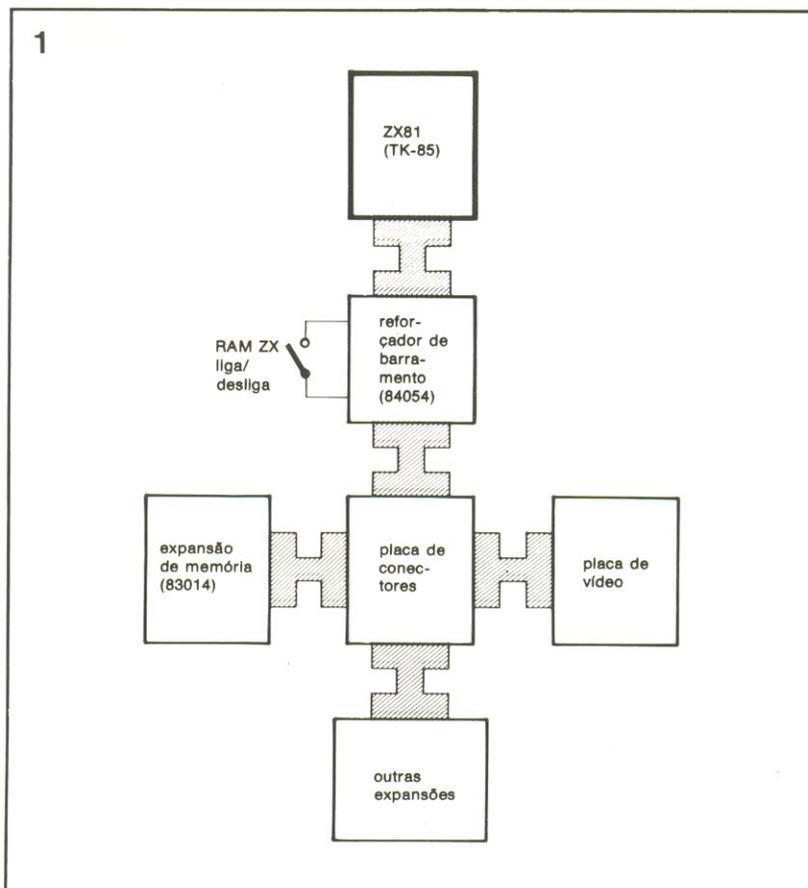
Antes de discutir detalhadamente as expansões, vejamos primeiro com o que temos que trabalhar. Para começar, os barramentos de dados, endereços e controle estão presentes no conector de expansão do ZX81 sem qualquer espécie de "reforço". Um dos primeiros requisitos, portanto, quando se deseja partir para uma ampliação, é um *buffer*, estágio que proporciona tal reforço. Ele tem a função de acoplar o computador, através de um circuito de controle e uma lógica de interface, a uma placa padrão de conectores, que atua como concentrador de ligações para as várias expansões (veja a figura 1).

O *buffer* não pode ser usado com o Spectrum e compatíveis, já que esses micros dispõem de expansão interna de memória, enquanto as demais extensões (que não aparecem na figura 1) dispensam o uso de reforço. A placa de conectores, mencionada há pouco, foi sugerida como montagem pela Elektor européia (placa nº 83102), mas pode ser facilmente reproduzida pelo montador brasileiro, sem grandes problemas. Consiste simplesmente de um circuito impresso face única, contendo 7 conectores soldados de 64 vias, visando facilitar a conexão das expansões; prevê também dois conectores nas extremidades, um macho e outro fêmea, para montagem em bastidor tipo Eurocard. De qualquer modo, se for de interesse dos

leitores locais, poderemos publicá-la em um dos próximos números.

O objetivo de uma interface de vídeo para a linha ZX é o de permitir imagens de alta qualidade quando o micro é ligado a um monitor ou a uma TV que dispõe de conectores SCART ou A/V; nós a veremos oportunamente, mais adiante. Informamos também que, além do reforçador (ou *buffer*), nenhum outro circuito

aqui sugerido vem acompanhado de um projeto de circuito impresso. Os projetistas tiveram bons motivos para isso: os circuitos são bastante simples, podendo ser montados sobre placas padronizadas, e sua implementação depende das necessidades de cada um. O circuito de saída de vídeo, por exemplo, é suficientemente pequeno para caber no próprio gabinete do computador.



*mais bytes,
mais entradas
mais saídas...*

SCART = *Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio-récepteurs et Téléviseurs* ou Associação dos Fabricantes de Receptores de Rádio e TV. Essa associação decidiu, há algum tempo, padronizar as entradas e saídas dos televisores sob a forma de um conector de 20 pinos. Pouco a pouco, está se tornando um padrão europeu.

figura 1 — Diagrama de blocos das expansões possíveis para o ZX81 (ou TK85). A placa do reforçador pode ser acoplada diretamente a uma placa de conectores de expansão.

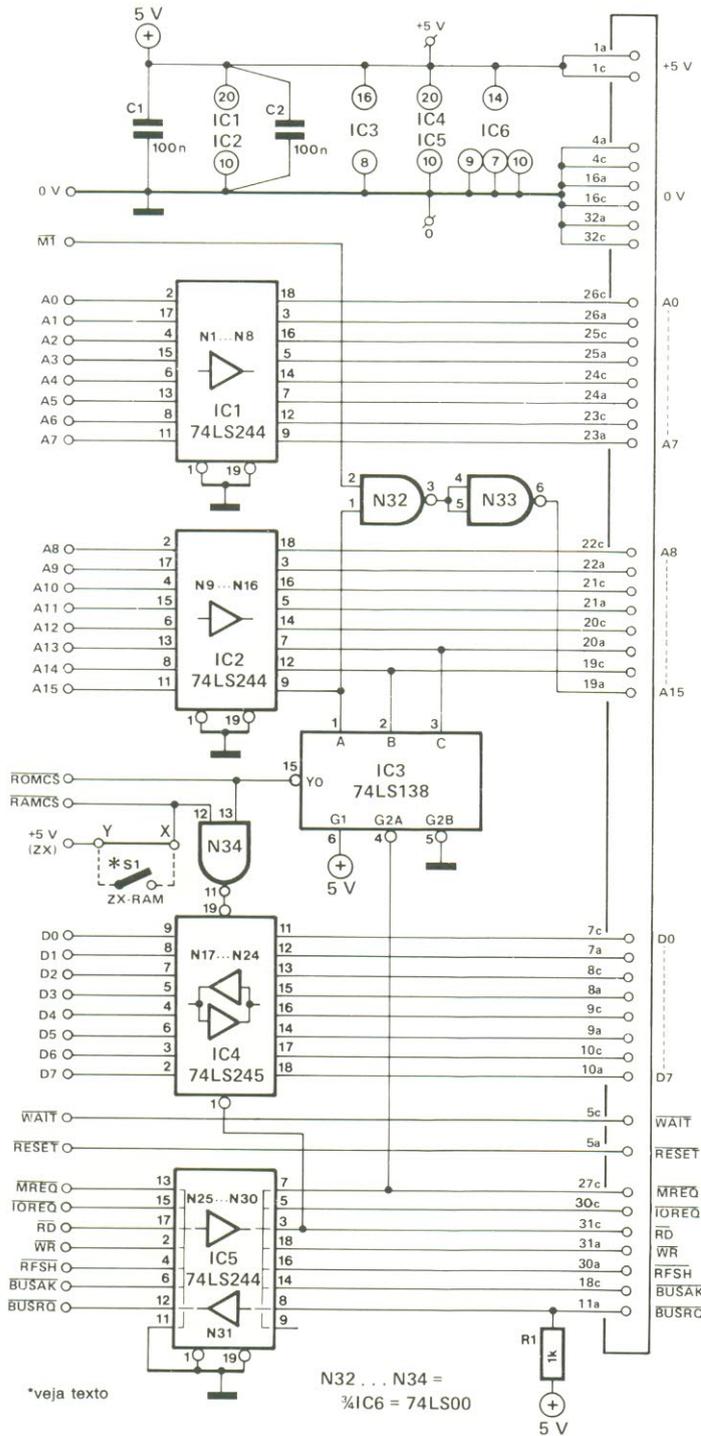


figura 2 — O circuito do reforçador de barramento consiste basicamente em quatro excitadores.

Tabela 1 — As faixas de endereços em que a placa universal de memória, contendo oito RAMs tipo 6116, é decodificada pela chave DIL. Outras posições são viáveis, embora as apresentadas sejam as mais importantes para o ZX81. RAMTOP, neste caso, é apenas um valor teórico (veja texto).

Tabela 1

gama de endereços	chave DIL	RAMTOP
8 K . . . 24 K	8 4 2 1	(veja texto)
16 K . . . 32 K	1 0 1 1	24 576
32 K . . . 48 K	0 1 1 1	32 768
48 K . . . 64 K	0 0 1 1	49 152
		65 536

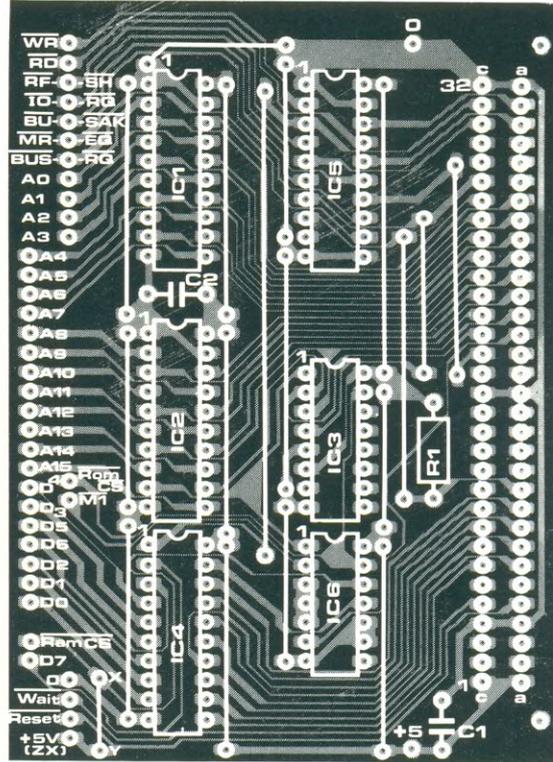
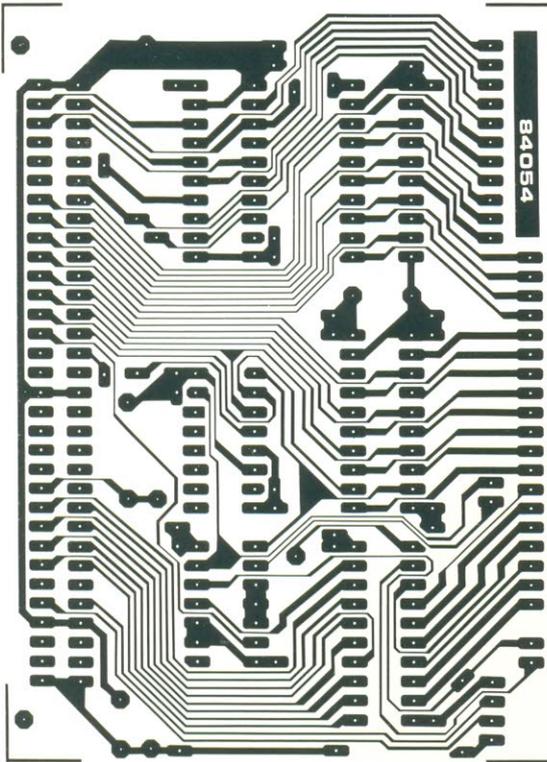
O estágio de reforço

A maior parte desse circuito (figura 2) é auto-explicativa. O barramento de endereços é "reforçado" por IC1 e IC2 e a maior parte das linhas de controle, por IC5 — que são excitadores de linha tipo 74LS244, de três estados. As entradas habilitadoras desses integrados (G1 e G2, pinos 1 e 19) estão permanentemente aterradas, garantindo a operação contínua dos mesmos. O resistor elevador R1 assegura que a entrada BUSRQ do computador (uma das entradas da UCP) permaneça no estado lógico "1", exceto quando alterado por algum circuito externo.

O barramento de dados tem seu reforço feito pelo 74LS245 (IC4), um excitador bidirecional de três estados. A mudança de sentido é controlada pelo sinal RD do microprocessador Z80, no interior do ZX81. Esse sinal é aplicado à entrada DIR (pino 1) de IC4, através de uma das saídas de IC5 (pino 3). Sempre que a entrada \bar{G} (habilitação) de IC4 estiver em "1", todas as entradas e saídas desse *buffer* passarão a exibir alta impedância (o terceiro estado), desativando o barramento de dados.

A porta NE N34 e IC3 formam um decodificador para o bloco inferior de 8 kbytes do ZX81, que contém a ROM do micro. Quando se abre o acesso à memória (MREQ em "0"), IC3 é habilitado; se, ao mesmo tempo, as três linhas de endereços mais altas estiverem em "0" (= faixa da ROM), a saída de IC3 (pino 15) irá para "0" e a de N34 para "1", desativando o *buffer* de dados. Em todos os demais casos, o pino 15 estará em "1", condição em que é possível ter acesso à RAM externa ou aos circuitos de E/S, no endereço \$ 2000. Além disso, cerca de 250 endereços de E/S estarão acessíveis via AO...A7 e IORQ, como veremos.

Para que tudo isso aconteça, porém, é preciso que a chave S1 esteja fechada, desativando assim a RAM interna do ZX81 — uma providência necessária, já que o sinal RAMCS interno do ZX é mantido em nível lógico alto. Se você quiser trabalhar com a



Lista de componentes (placa do reforçador)

Resistores
R1 — 1 K Ω

Capacitores
C1, C2 — 100 nF

Semicondutores
IC1, IC2, IC5 — 74LS244
IC3 — 74LS138
IC4 — 74LS245
IC6 — 74LS00

Diversos
Placa nº 84054
Cabo multiveias
Conectores para o ZX81
S1 — microchave (opcional)
Conector fêmea de 64 pinos (opcional)

figura 3 — A placa do reforçador possibilita uma montagem limpa e rápida.

RAM interna do micro, deverá manter aberta a chave S1. Será preciso tomar cuidado, então, ao acoplar equipamentos externos ao ZX, pois poderão surgir problemas na escrita de dados, devido à decodificação interna incompleta do ZX81. Será preciso ter isto em mente ao fixar os endereços para os conectores de linha, para que o computador possa comandar circuitos externos sem a expansão de RAM.

Devido também à configuração interna do ZX81 — neste caso em relação ao monitor de vídeo — é essencial combinar o sinal M1 da UCP com a linha de endereço A15 (no ZX81, o sinal M1 foi mal aproveitado no controle de vídeo). Isto apresenta a desvantagem imediata de que apenas dados, e não comandos, podem ser carregados na faixa superior de 32 kbytes.

Empregando-se a placa de circuito impresso reproduzida na figura 3, a montagem do reforçador não deve apresentar problemas. As pinagens dos conectores de expansão, para os dois micros, podem ser vistos na figura 4. A melhor forma de interligar esses conectores à placa é através

de um cabo multiveias (também conhecido como *flat cable*, em alguns círculos). A conexão com a placa dos conectores já mencionada também pode ser feita dessa

forma, embora seja mais simples e seguro fazê-lo através de conectores macho e fêmea, que permitem encaixar diretamente uma placa na outra.

4

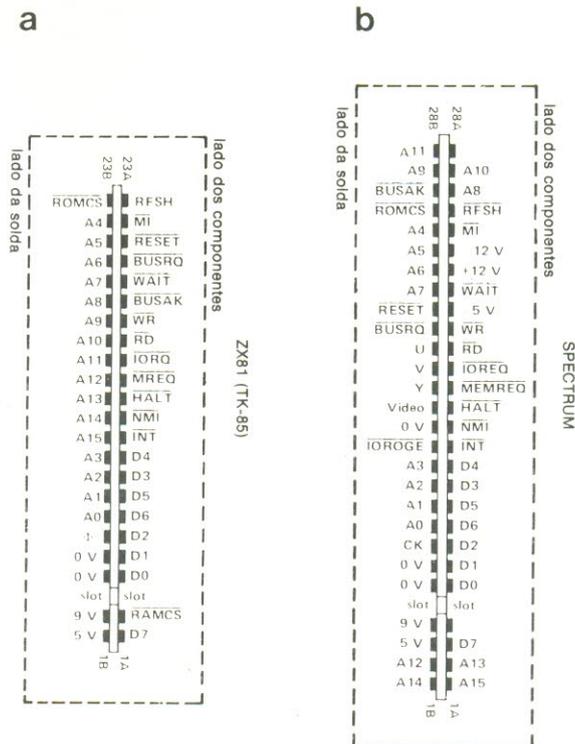
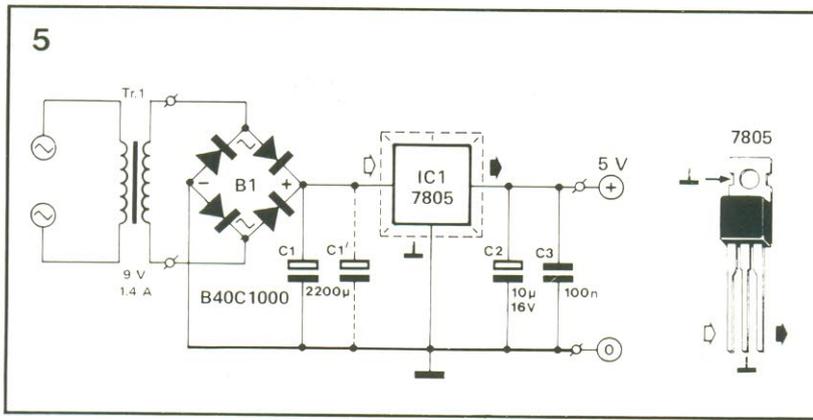


figura 4 — Pinagem dos conectores do ZX81 (a) e do Spectrum (b).

figura 5 — Esta simples fonte, fornecendo 5 V a 1 A, deverá bastar para a maior parte das expansões.



Fonte de Alimentação

Embora os +5 V estabilizados (assim como os +9 V não regulados) do micro ZX tenham uma certa folga para alimentar expansões, há um limite para o nível de carga adicional suportada pela fonte de alimentação interna. O melhor mesmo seria montar outra fonte, de maior capacidade, prevenindo o acréscimo de mais expansões. Se os seus planos, porém, incluem apenas algumas expansões, a fonte esquematizada na figura 5 deverá ser mais que suficiente: ela é capaz de fornecer uma corrente constante de até 1 A. O capacitor C1 pode ser formado por uma unidade de 2200 µF ou duas de 1000 µF em paralelo.

Expansão de memória

Esta é, provavelmente, a ampliação mais necessária no ZX81 e foi baseada na "Placa Universal de Memória" que publicamos na edição nº 2. Memórias de menor capacidade não fazem sentido, já

Tabela 2

10	REM controle de chave
20	POKE 16515,219
30	POKE 16516,0
40	POKE 16517,201
50	POKE 16518,211
60	POKE 16519,0
70	POKE 16520,201
80	PRINT "IN (1) or OUT (2)"
90	INPUT X
100	IF X = 0 THEN GOTO 130
110	IF X = 1 THEN GOTO 150
120	GOTO 80
130	LET Y =USR 16518
140	GOTO 80
150	LET Y =USR 16515
160	GOTO 80

Tabela 2 — Este pequeno programa permite a operação do circuito da figura 7.

que essa pode ser completada aos poucos, conforme a necessidade. Ela tem ainda duas grandes vantagens: primeiramente, ao contrário das placas de RAMs dinâmicas, ela resolve os problemas de tempo de acesso das RAMs estáticas e, em segundo lugar, pode se implementada com uma combinação de RAMs e EPROMs. Esta segunda vantagem torna possível, portanto, a armazenagem de jogos, programas de controle ou *software* variado. Além disso, pretendemos publicar em breve (também de acordo com os pedidos dos leitores) um circuito para programar memórias EPROM a partir do Z80, que pode ser alojado na placa de expansão de memória.

Embora essa placa aceite vários tipos de memória, o início mais lógico se dá com as 6116, formando uma capacidade global de 16 kB. Nesse caso, apenas o segundo contato da chave DIL (2) — no decodificador de endereço da placa de memória — deve estar fechado, endereçando a placa entre 8 e 24 k (\$2000...5FFF); a ROM fica logo abaixo dessa gama. Esse arranjo proporciona 8 kB de memória em Basic e 8 kB em código de máquina e dados.

Caso deseje reservar uma faixa de endereços para portas E/S, por exemplo, para as saídas de chaves descritas na tabela 1, ponha a placa na faixa 4000...7FFF — o que tornará a faixa 2000...3FFF disponível a essas portas, uma vez fechada a chave DIL nº 4. Um pequeno alerta sobre a decodificação da placa de memória: devido ao arranjo em complemento 2, os quatro bits de endereço de maior peso devem ser invertidos, como mostra a tabela 1.

A expansão de memória é testada lendo-se a variável do sistema RAMTOP, como está descrito no capítulo 26 do manual de Basic do ZX81 (ou algum capítulo das proximidades, nos manuais dos compatíveis). Cuidado, porém, porque com expansões acima de 32 kB (área da ROM), RAMTOP não muda. É evidente que a Sinclair não previu a possibilidade de acoplar uma expansão dessas ao sistema operacional, não havendo recursos, portanto, para se testar essa variável do decimal 32767 para baixo.

Isto significa que a RAMTOP deve ser inicializada sempre que o sistema é ligado. Se, por exemplo, a memória foi ampliada para 48 kB (8 kB de ROM, 8 kB para E/S e 2x 16 kB de RAM), é preciso escrever:

```
* POKE 16389,192
* NEW
```

No caso de outras expansões, essas instruções terão que ser recalculadas, de acordo com os capítulos 26, 27 e 28 do manual de Basic do ZX81 (no caso dos compatíveis, como o TK85, essas informações poderão estar em outra parte do manual).

Controladores de E/S

Se você quiser controlar apenas um relé ou dois relés alternadamente, a pequena expansão da figura 6 poderá ser usada com o ZX81. No caso do Spectrum (e seus compatíveis), será preciso suplementar a decodificação de endereços. O princípio de operação, no entanto, é o mesmo para os dois casos: sempre que o decodificador de endereços reconhecer um endereço válido (as portas abaixo de N6, na figura 6, formam uma porta OU de fio, ou *wired OR*, juntamente com R4), o *software* fará aparecer um pulso de leitura ou gravação (com RD ou WR indo para "O"); isto tem o efeito de armar ou rearmar a trava NOU formada por N3 e N4.

Os estágios excitadores ativam ou desativam os relés através do controle dessa trava. Tais estágios são compostos por um resistor de polarização, um transistor darlington e um diodo de proteção (se o sistema for operar

apenas cargas resistivas, esse diodo poderá ser dispensado). A corrente pelo transistor não deverá ultrapassar os 500 mA — devendo-se, portanto, escolher relés adequados a esse valor.

A tabela 2 traz um pequeno programa para o ZX81, que é bastante evidente a partir das linhas 80 e 90; caso ele vá ser incluído em um programa maior, os endereços de salto para as instruções GOTO devem ser alterados adequadamente. A primeira linha do programa precisa conter uma instrução REM porque as instruções POKE, nessa faixa, prestam-se apenas à escrita. A conexão OU deve ser mantida, mesmo se houver um acréscimo na decodificação de endereços.

No caso do Spectrum, o programa fica reduzido a uma simples linha, tal como

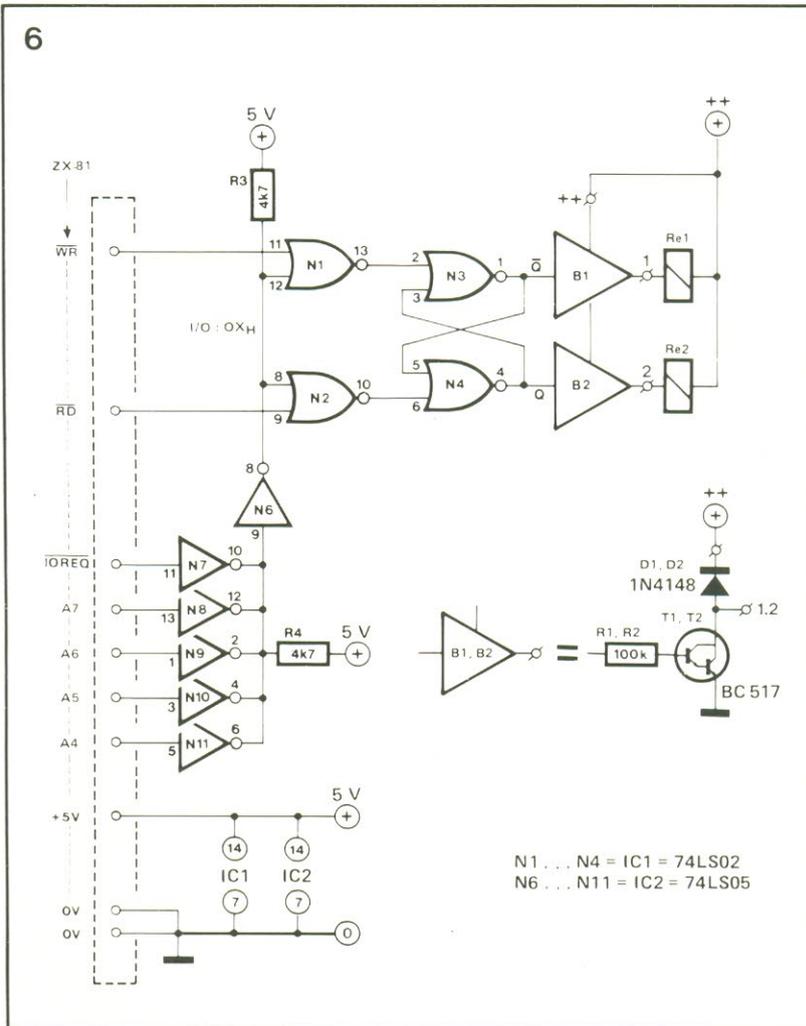
OUT 3, Y ou IN 3

onde o Y pode ser qualquer número decimal entre 0 e 256. É importante também que no Spectrum seja empregado o sinal IORQ e não MREQ, como acontece no ZX81.

A figura 7 traz outro controlador, que coloca à disposição não só oito saídas, mas também oito entradas. Os estágios excitadores são semelhantes aos da figura 6, embora neste caso sejam controlados por travas tipo 74LS374, ao invés de por biestáveis. Assim, o nível na saída de IC4 é mantido até que o computador escreva uma nova palavra nas linhas de dados DO...D7.

Os dados também podem ser impostos pelas chaves S1...S8, cujos níveis (lembra-se que uma chave fechada corresponde ao nível 0) são captados por IC5. Os resistores elevadores R9...R16 asseguram que IC5 receba níveis sem ambiguidades. A real função das chaves depende das seções que devem ser controladas e do programa.

O estágio de saída (IC4) é habilitado pela saída do decodificador de endereços N11 (pino 11) e pelo sinal WR; esses dois sinais são aplicados à porta N12 — a qual, embora seja fisicamente uma porta OU, atua na verdade como uma E, pois todos os sinais são ativos em 0.



O integrado IC4 aceita a palavra de dados presente no barramento no instante da transição positiva do pulso aplicado ao seu pino 11. O estágio de entrada é igualmente habilitado pelo decodificador de endereços, mas nesse caso combinado com o sinal RD (a porta E agora é formada por N13). O decodificador de endereços é novamente composto por uma porta OU de fio, decodificando entre 3FE0 e 3FE1. Utilizou-se essa faixa, ao invés do FFFF, mais óbvio, a fim de evitar problemas com a decodificação incompleta do ZX81, quando se emprega a RAM interna. Isto ocorre, é claro, somente durante a leitura, processo que tanto a porta de entrada como a RAM interna estão sendo varriadas: um típico caso de duplo endereçamento.

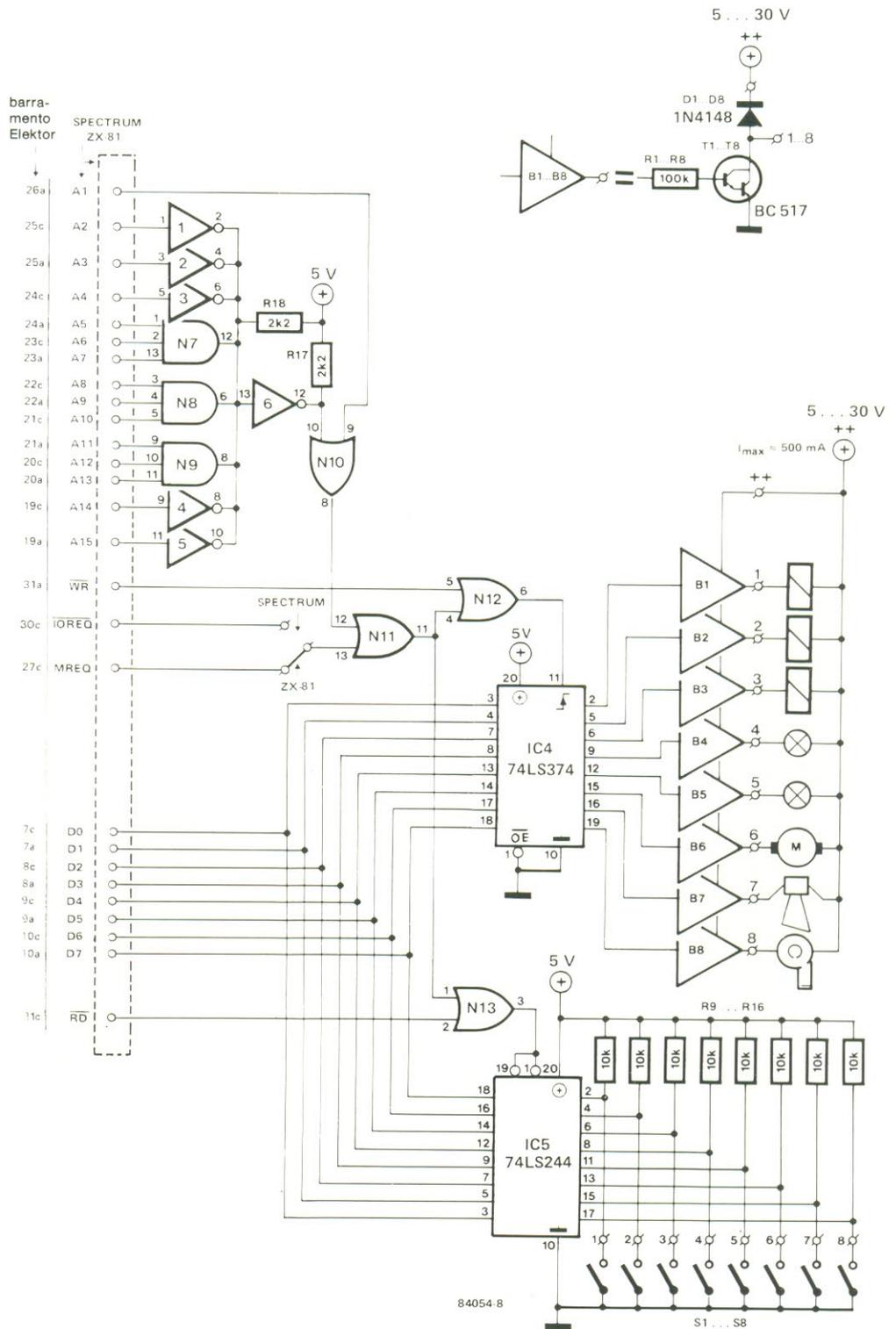
Os endereços escolhidos também são decodificados facilmente e estão localizados abaixo da área de RAM, em uma seção interna não utilizada do ZX81. Isto só é válido,

porém, quando é usada a RAM interna; ao acrescentar uma expansão de memória, certifique-se de que esses endereços permaneçam disponíveis para operações de E/S. A expansão, portanto, deverá ficar localizada na área que começa em \$4000. A conversão dos endereços de hexadecimal para decimal costuma ser descrita em detalhes nos manuais dos micros — o que vai permitir um rápido acesso aos endereços mencionados, por meio de instruções PEEK e POKE.

Saída de vídeo

Os computadores da linha Sinclair (como quase todos, por sinal) costumam ser acoplados à TV por meio dos terminais de antena. O micro inclui um modulador que converte o sinal de vídeo em um sinal de UHF, semelhante ao enviado pelas emissoras de TV. O sinal de UHF é demodulado no receptor, voltando a ser um sinal de vídeo.

figura 6 — Este pequeno controle de saída permite que o ZX81 ou o Spectrum comute dois relés alternadamente.



N1... N6 = IC1 = 74LS05
N7... N9 = IC2 = 74LS15
N10... N13 = IC3 = 74LS32

figura 7 — A maior das expansões para o ZX81 ou o Spectram fornece oito portas de entrada e oito de saída.

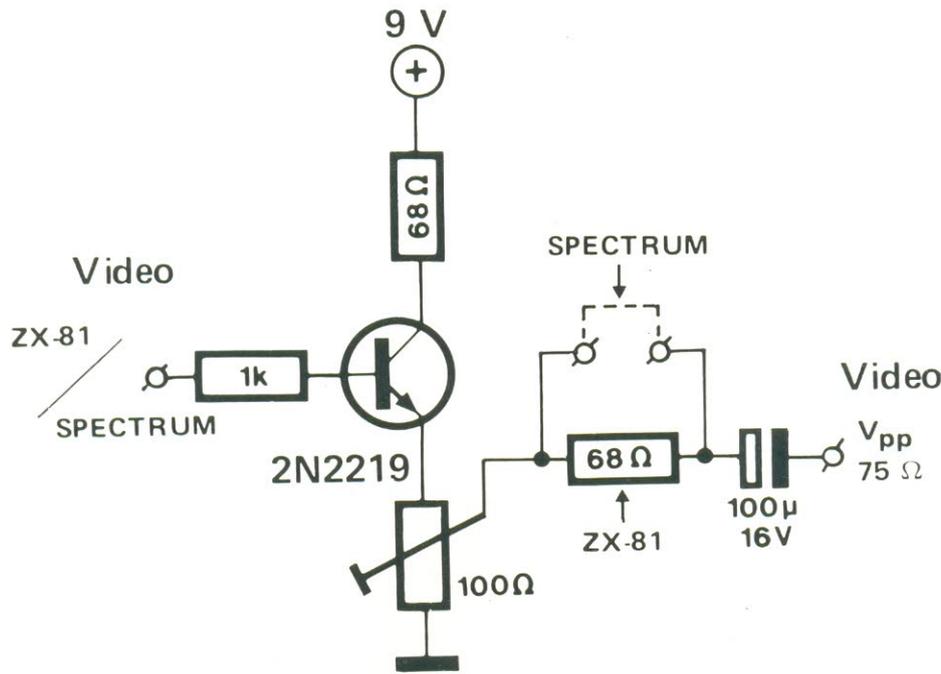


figura 8 — Este simples seguidor de emissor torna possível a ligação do sinal de vídeo, em um computador Sinclair, à entrada de vídeo de um monitor ou receptor de TV.

Nenhuma objeção a que isto seja feito com programas normais de TV, mas no caso de um computador instalado praticamente ao lado do televisor não é nada prático — pela simples razão de que a dupla conversão acarreta perda na qualidade de imagem.

Já existem à venda vários monitores específicos para computadores pessoais, além de receptores de TV com entradas específicas para micros, que permitem "driblar" a conversão dupla, acoplando o sinal de vídeo diretamente ao estágio adequado. Com os dois computadores da linha ZX esses recursos podem ser aproveitados mediante uma pequena interface, resultando em melhor definição de imagem (e, no caso do Spectrum, melhor reprodução das cores).

No caso do Spectrum, o sinal de vídeo pode ser obtido no conector de expansão (terminal 15 da parte inferior — veja a figura 4b). A amplitude do sinal é de 1Vpp, com um offset CC de +2 V, e ele deverá ser "reforçado" com um buffer, caso seja utilizado um monitor ou TV em cores (o que poderá ser feito com um amplificador de vídeo adequado, ajustado para que seu

sinal de saída também seja de 1 Vpp sobre 75 ohms).

Os mesmos bons resultados poderão ser obtidos com um simples seguidor de emissor (veja a figura 8), o qual tira bom proveito do offset CC do sinal e pode ser empregado com os dois micros ZX. Mas, como o ZX81 entrega um sinal de vídeo mais "forte" (cerca de 2 Vpp), é recomendável incluir um resistor de 68 ohms em série com a saída, para casar melhor com a impedância de 75 ohms.

O sinal de vídeo do ZX81 pode ser obtido diretamente no pino 16 de IC1 ou de um ponto acoplado a ele, que seja mais acessível. Com alguma habilidade e paciência, será possível alojar o circuito na própria caixa do micro, tornando-o auto-suficiente.

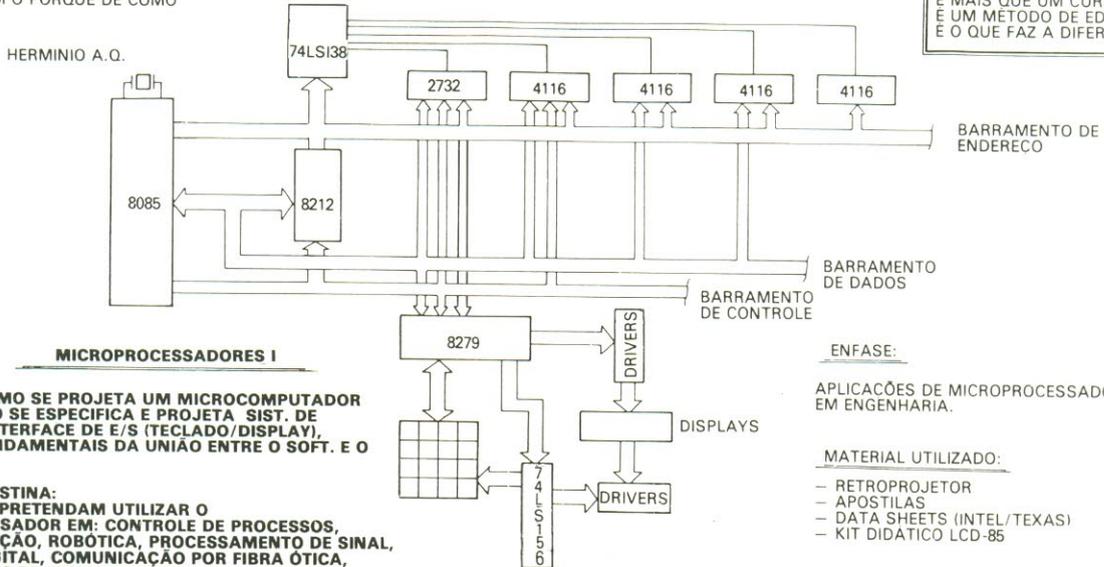
Nota final: Este artigo foi originalmente escrito para os computadores ZX81 e Spectrum, da linha Sinclair, fabricados na Europa. Recomendamos que, no caso dos compatíveis brasileiros, sejam feitas as necessárias comparações e adaptações, antes de se efetuar qualquer montagem, recorrendo aos manuais dos micros ou mesmo aos

serviços de atendimento dos fabricantes. Isto vale especialmente para o TK90X, que é apenas parcialmente compatível com o Spectrum inglês. ❏

PROGRAMA DE ATUALIZAÇÃO TECNOLÓGICA EM MICROPROCESSADORES

"TÉCNICO E AQUELE QUE SABE FAZER,
E SABE TAMBÉM O PORQUÊ DE COMO
SE FAZ"

É MAIS QUE UM CURSO,
É UM MÉTODO DE EDUCAÇÃO,
E O QUE FAZ A DIFERENÇA.



MICROPROCESSADORES I

OBJETIVO:
APRENDER COMO SE PROJETA UM MICROCOMPUTADOR
BÁSICO, COMO SE ESPECIFICA E PROJETA SIST. DE
MEMÓRIAS, INTERFACE DE E/S (TECLADO/DISPLAY),
ASPECTOS FUNDAMENTAIS DA UNIÃO ENTRE O SOFT. E O
HARDWARE.

A QUEM SE DESTINA:
A TODOS QUE PRETENDAM UTILIZAR O
MICROPROCESSADOR EM: CONTROLE DE PROCESSOS,
INSTRUMENTAÇÃO, ROBÓTICA, PROCESSAMENTO DE SINAL,
TELEFONIA DIGITAL, COMUNICAÇÃO POR FIBRA ÓTICA,
EQUIPAMENTOS DE TESTE ETC.

PROGRAMA DE ATUALIZAÇÃO

- TURMAS ABERTAS
- TURMAS FECHADAS
- TREINAMENTO INDUSTRIAL

ENFASE:

APLICAÇÕES DE MICROPROCESSADORES
EM ENGENHARIA.

MATERIAL UTILIZADO:

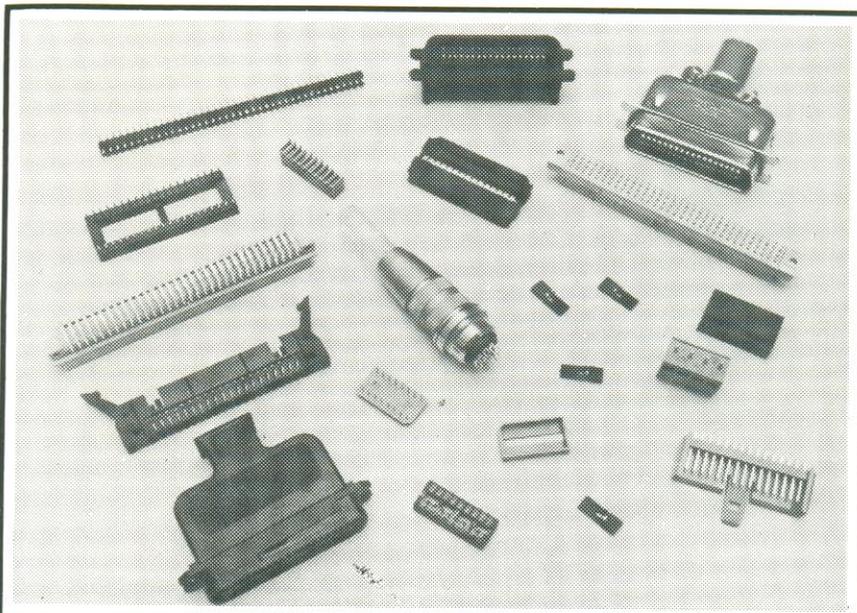
- RETROPROJETOR
- APOSTILAS
- DATA SHEETS (INTEL/TEXAS)
- KIT DIDÁTICO LCD-85



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

FILCRIL especializou-se (também) em CONECTORES

AMP



empg

3M

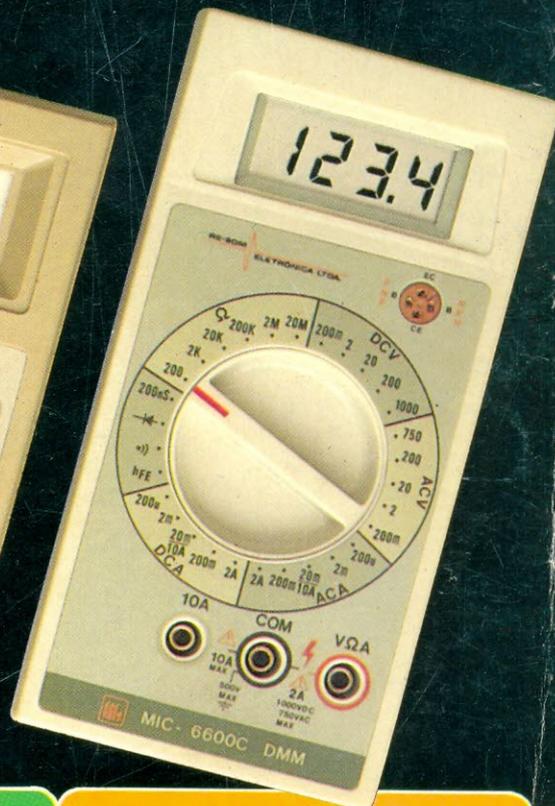
SMK

FILCRIL

Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399 - Rio de Janeiro
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833 - São Paulo

MULTÍMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE - RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUÊNCÍMETRO: 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