Nº 2
Agosto
1986

elektor eletrônica

Cz$ 25,00

Simulador da CPU Z80
Placa universal de memória
Defasador para áudio



Conversão A/D e D/A

Duplo traço para osciloscópios

Limpeza de aparelhos de videocassete

A TECNOLOGIA É NOSSA.
A ESCOLHA É SUA.



NÓS PRODUZIMOS QUALIDADE

FAIRCHILD
Rua Guararapes, 1855 — 5º Andar — CEP 04561 — São Paulo-SP
Telefone: (011) 542-9700 — TELEX: (011) 23831

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

sumário

INFORMAÇÃO

Teletipo **8**

Mercado **67**

TECNOLOGIA

Conversão A/D e D/A **24**
Uma panorâmica do atual estágio da tecnologia.

Novos integrados CMOS de alta velocidade **29**
A rapidez dos TTL-LS aliada ao baixo consumo dos CMOS.

MONTAGENS

Conversor duplo traço para osciloscópio **10**
Um circuito simples para que seu velho osciloscópio monotraço possa exibir dois sinais simultaneamente.

Distribuidor de vídeo **14**
Amplificação suplementar e distribuição de sinais de vídeo.

Transforme seu TV num monitor **17**
Um amplificador que permite converter a maioria dos TVs (PB ou em cores) em monitores para micros pessoais.

Economizador de lâmpadas **36**
Dois pequenos circuitos para dar vida mais longa às lâmpadas incandescentes.

Simulador da CPU Z80 ..... **40**
A velocidade do microprocessador pode ser uma desvantagem, em certos casos. Veja como contorná-la com este circuito.

Defasador de áudio **50**
Velha conhecida dos músicos, a defasagem cria novos efeitos em vários tipos de música.

Placa universal de memória **57**
64 k de RAM e/ou EPROM para quase todos os micros existentes.

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Limpeza de aparelhos de videocassete **45**
Faça você mesmo as limpezas mais corriqueiras em seu VHS, Betamax ou V2000.



A capa desta edição mostra um detalhe do Simulador da CPU Z80, concebido em parte porque os microprocessadores (tais como o 6502, o Z80 etc.) são também usados em outras aplicações, além de computadores. Como indica seu nome, ele simula todas as funções do Z80, proporcionando ***vários sinais de controle,*** *aplicando dados no barramento de dados e controlando o barramento de endereços. Todas essas tarefas podem ser executadas tanto em velocidade normal* ***(na modalidade dinâmica),*** ***como passo a passo*** *(na modalidade manual). Desse modo, o circuito pode tornar-se uma ferramenta indispensável para se testar qualquer circuito que contenha um Z80 ou, de forma mais limitada, qualquer outro microprocessador de 8 bits.*

elektor códigos

elektor eletrônica Elektor — edição brasileira

Ano I, Número 2, Julho 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 circulos 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

Distribuição
DINAP
Abril Cultural S/A

Impressão
DCI Indústria Gráfica S.A.

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

Exemplos
2,7 kΩ = 2700 Ω
3,3 MΩ = 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 kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

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

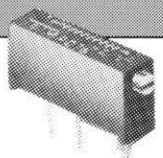
Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a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

DATA-EX

COM O KNOW-HOW DA

BOURNS

É A PRIMEIRA FABRICANTE DE POTENCIÔMETROS DO BRASIL



TRIMPOT 15 VOLTAS

REF 3006P-1	Resist (OHMS)	REF. 3006P-1	Resist. (OHMS)
100	10		
200	20	203	20K
500	50	253	25K
101	100	503	50K
201	200	104	100K
501	500	204	200K
102	1K	254	250K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



TRIMPOT 1 VOLTA

REF. 3386F-1	Resist (OHMS)	REF. 3386F-1	Resist. (OHMS)
100	10		
200	20	203	20K
500	50	253	25K
101	100	503	50K
201	200	104	100K
501	500	204	200K
102	1K	254	250K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



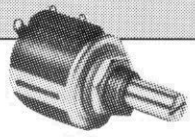
TRIMPOT 25 VOLTAS

REF 3296W 1	Resist (OHMS)	REF 3296W 1	Resist (OHMS)
100	10	203	20K
200	20	253	25K
500	50	503	50K
101	100	104	100K
201	200	204	200K
501	500	254	250K
102	1K	504	500K
202	2K	105	1M
502	5K	205	2M
103	10K	505	5M



TRIMPOT 1 VOLTA

REF 3359P-1	Resist (OHMS)	REF 3359P-1	Resist (OHMS)
101	100	203	20K
201	200	503	50K
501	500	104	100K
102	1K	204	200K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



TRIMPOT 10 VOLTAS

REF 3590S-1 -X-	TOLERÂNCIA %	Resist (OHMS)
-201	0,039	200
-501	0,033	500
-102	0,029	1K
-202	0,023	2K
-502	0,025	5K
-103	0,020	10K
-203	0,019	20K
-503	0,013	50K
-104	0,009	100K

A TITRONIX, A SUA MAIOR DISTRIBUIDORA, COLOCA SEU GRANDE ESTOQUE A SERVIÇO DO ATENDIMENTO PERSONALIZADO DE SEUS CLIENTES.

titronix

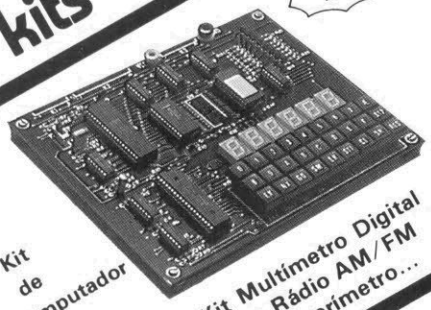
TITRONIX ELETRÔNICA LTDA
R. Dr. Eurico Rangel, 40
Tel. (011) 543-4766 Telex (011) 31889
Cep 04602 Campo Belo SP.

cursos técnicos!

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

kits exclusivos!

Z-80



Kit de Microcomputador e mais

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

cursos por correspondência

intensivos! dinâmicos!

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

SOLICITE MAIORES INFORMAÇÕES SEM COMPROMISSO!

EK 2

OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber, **gratuitamente**, o catálogo ilustrado do

Curso de: _____ indicar o curso desejado

Nome _____

Endereço _____ nº _____

Bairro _____ Cidade _____ Estado _____ CEP _____

ASSINE

elektor
elektor
elektor
elektor

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO



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

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

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

FUTURO GARANTIDO.

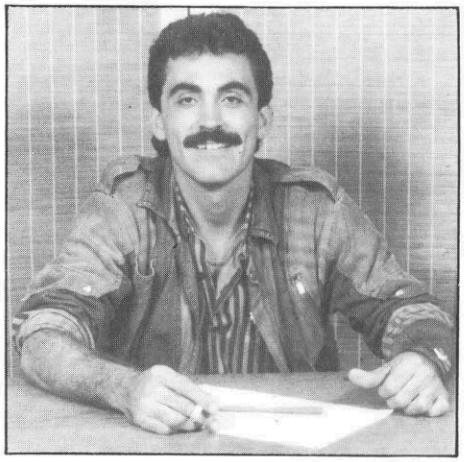
SEJA TAMBÉM UM VENCEDOR.



ROSANA REIS - DONA DE CASA.
Estudando nas horas de folga, fiz o Curso de Caligrafia. Já consegui clientes. Estou ganhando um bom dinheiro e ajudando nas despesas de casa.



MAURO BORGES - OPERÁRIO.
Sem sair de casa, e estudando nos fins de semana, fiz o Curso de Chaveiro e consegui uma ótima renda extra, só trabalhando uma ou duas horas por dia.



ANTONIO DE FREITAS - EX-FEIRANTE.
O meu futuro eu já garanti. Com o Curso Prático de Eletrônica, Rádio e Televisão, finalmente pude montar minha oficina e já estou ganhando 10 vezes mais por mês, sem horários, patrão e mais nada.

APRENDA A GANHAR DINHEIRO, MUITO DINHEIRO SEM SAIR DE CASA.

Garanta seu futuro estudando na mais experiente e tradicional escola por correspondência do Brasil.
O Monitor é pioneiro no ensino por correspondência no Brasil. Conhecido por sua seriedade, capacidade e experiência, desenvolveu ao longo dos anos técnicas de ensino, oferecendo um método exclusivo e formador de grandes profissionais, que atende às necessidades do estudante brasileiro. Este método chama-se "APRENDA FAZENDO". Prática e Teoria sempre juntas, proporcionando ao aluno um aprendizado integrado e de grande eficiência.

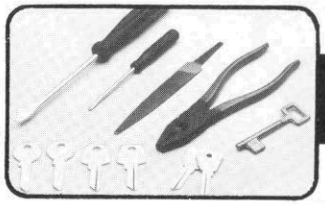
Temos vários cursos para você escolher.

- **Eletrônica, Rádio e Televisão**
- **Chaveiro**
- **Caligrafia**
- **Desenho Artístico e Publicitário**
- **Montagem e Manutenção de Aparelhos Eletrônicos**
- **Desenho Arquitetônico**
- **Eletricista Instalador**
- **Instrumentação Eletrônica**
- **Desenho Mecânico**
- **Eletricista Enrolador**
- **Programação de Computadores**

Todos os cursos são acompanhados por farto material inteiramente grátis.

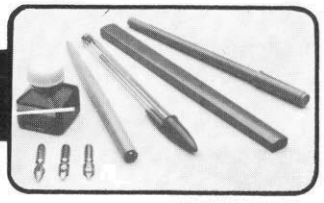
***GRÁTIS,** no Curso de Eletrônica, Rádio e Televisão.*





***GRÁTIS,** no Curso de Chaveiro.*

***GRÁTIS,** no Curso de Caligrafia.*



INSTITUTO RADIOTÉCNICO MONITOR

Rua dos Timbiras, 263 • Caixa Postal 30.277
Tel.: (011) 220-7422 • CEP 01051
São Paulo - SP

Peça catálogos informativos grátis. COMPARE: O melhor ensinamento, os materiais mais adequados e mensalidades ao seu alcance. Envie seu cupom ou escreva hoje mesmo. Caixa Postal 30.277 CEP 01051 - São Paulo. Se preferir, venha nos visitar. Rua dos Timbiras, 263, das 8:00 às 18:00 hs. Aos sábados, das 8:00 às 13:00 hs. Telefone: 220-7422.

Sr. Diretor, gostaria de receber, **gratuitamente e sem nenhum compromisso**, o catálogo ilustrado do

Curso _____
(Indique o curso de sua preferência)

Nome: _____

End.: _____

CEP.: _____ Cidade _____ Est. _____ EK 2

M1

349

Identificador e sintetizador de voz

O identificador e sintetizador de voz SP-1000 fabricado pela General Instruments, empresa representada no Brasil pela Hitech Comercial e Industrial Ltda., é um periférico de microprocessador que funciona baseado em um filtro digital programável. Projetado para aplicações tanto para geração como para reconhecimento de voz, o SP-1000 é encapsulado em um chip comum de 28 pinos que necessita de alimentação de apenas 5 VDC.

O produto, que permite o controle pela voz humana, incorpora um oscilador do próprio chip possibilitando a operção na faixa de 0º a 70º C, sendo a taxa de amostragem programável pelo próprio usuário.

O identificador e sintetizador de voz apresenta interface padrão para microprocessadores e entradas e saídas digitais em nível TTL.

Temporizadores da Carmon

O programa de temporizadores da Carmon Indústria Eletrônica Ltda. é composto pelo relés de tempo das séries RTG, RTM e RTP. Projetado com circuito integrado que ao lado do circuito RC (capacitador de Tântalo) proporciona alta precisão e estabilidade, o RTG dispõe de proteção contra picos de tensão da linha através de fonte estabilizada.

Fixado na base por soquete que pode funcionar em qualquer posição, pois é insensível às vibrações e choque, o aparelho é indicado para serviços contínuos em processos com temporização de manobras em circuitos auxiliares de comando, proteção e regulagem.

Também projetado com circuito integrado, o relés de tempo da série RTP difere do relés RTM. Este foi projetado com transistores e um circuito RC, embora ambos possuam proteção contra picos de tensão da linha através de fonte semi-estabilizada, ou seja, queda da voltagem por meio de capacitadores. Também é indicado para os serviços contínuos em processos com temporização de manobras em circuitos auxiliares de comando, proteção e regulagem.

PSI desenvolve Zebra

Há cinco anos atuando no mercado de informática a PSI Informática, fabricante de microcomputadores industriais e periféricos, assinou contrato com uma empresa norte-americana para o desenvolvimento de projeto de uma leitora de código de barras e de cartão magnético denominado Zebra PC compatível com IBM PC, XT, AT, que será exportado para os EUA.

O produto dispõe de placa de expansão para o PC, uma caneta ótica para leitura do código de barras e um software básico. A leitura é feita a partir da interpretação, por parte do microprocessador dedicado, dos sinas elétricos gerados pela caneta.

A Zebra PC também foi projetada para decodificar os caracteres enviando-os em formato ASCII ao programa aplicativo, simulando uma digitação no teclado. O produto foi desenvolvido para atender os mercados de automação comercial e industrial.

Criada empresa para prestar serviço de animação por computadores

Com o objetivo de aproveitar ao máximo as aplicações do computador como um novo veículo de comunicação eletrônica, tanto na linha de PCs como na de Apple, está sendo criada em São Paulo a Divisão Imarés de Desenvolvimento e Projetos Especiais.

Trata-se de uma empresa especializada estruturada para dar suporte às agências publicitárias e às produtores de TV e de videocassete ofecerendo um serviço de animação por computador, compreendendo atividades que englobam o desenvolvimento de produtos em mídia magnética, ou seja, videocassete e disquete, que podem ser utilizados em diversos segmentos da comunicação, sobretudo na criação de comerciais e na elaboração de efeitos especiais para filmes.

A inexistência de uma empresa desse porte atuando nesse segmento de mercado levou o Grupo Imares a investir Cz$ 800 mil na criação dessa nova Divisão montada em cima de um corpo de profissionais especializados apresentado alternativas ainda não exploradas no setor de informática.

WGB Eletrônica lança instrumento de teste para transmissão

A WGB Eletrônica de Precisão Ltda., está lançando no mercado nacional de instrumentos de telecomunicações o Gerador e Medidor Psoformétrico GMP-1 que foi desenvolvido para realizar todos os testes de transmissão em cabos telefônicos destinados a voz ou dados.

Esse instrumento, que dispõe de alarme ótico e acústico com limiar ajustável, saída protegida, retenção de linha e resitência a choque, é capaz de gerar

sinais na faixa de 200 Hz a 9600 Hz e medir níveis na faixa de 200 Hz a 15 KHz. Por outro lado, possui filtros seletivos (em 800 Hz e 1600 Hz) aliados a um alarme visual e acústico para agilizar os testes de diafonia e filtros psofométricos que obedecem à recomendação do P.53 do C-CITT.

Sendo um instrumento ideal para uso em campo por causa do seu pequeno tamanho e de seu pouco peso, além de ser alimentado por baterias, o GMP-1 reúne dentro de uma caixa robusta, à prova de respingos, um Medidor de Nível e um Gerador de Nível que fornece 24 freqüências fixas para testes em LP de tipo B, C e H.

O Gerador e Medidor Psoformétrico GMP-1 serão exibidos pela primeira vez na VI Feira Internacional que acontecerá em agosto, no Rio de Janeiro.

ITAUTEC monta centro comercial e lança caixa registradora eletrônica

A ITAUTEC Informática S.A. participou da III Feira Internacional de Automação Comercial, que a ABAC promoveu entre os dias 7 e 11 de julho, no Palácio das Convenções do Anhembi, com o objetivo de mostrar ao público presente um autêntico centro comercial automatizado.

Em um stand que ocupou uma área de 108 m² a empresa exibiu o seu sistema completo de informações formado por microcomputadores, pelo terminal de ponto de vendas, por concentradores e periférios. Simulando um ambiente de um sistema de crediário, por exemplo, foi exposto o terminal de videotexto I-1060 que, ligado ao superminicomputador I-9000, permite ao usuário ter acesso a informações do Serviço de Proteção ao Crédito (SPC) e do banco de dados sobre estoque de produtos disponíveis e condições de concessão de crédito, por exemplo.

A atração, entretanto, ficou por conta da caixa registradora eletrônica I-5000/54, o lançamento da ITAUTEC. Destinada a completar a linha de hardware voltada para automação comercial, o equipamento foi desenvolvido para atender as especificações do segmento comercial no Brasil.

Apresentando como principal característica uma versatilidade que permite sua expansão para um terminal Ponto de Venda a caixa eletrônica I-5000/54 possui um teclado alfanumérico de 79 teclas que foi desenvolvido com base nos princípios ergonômicos para reduzir a margem de erros de digitação e para facilitar ao operador a assimilação das funções.

Dispõe de memória que pode armazenar até 500 preços programáveis com descrição de mercadoria e também operar com 99 departamentos, dos quais 54 diretos e o restante programáveis. A sua impressora tem 48 colunas e serve para emissão de cupom fiscal e autenticação de documentos, enquanto que as mensagens podem ser programadas para discriminar numa mesma linha o departamento, para descrever o preço do produto ou mesmo imprimir quaisquer mensagens promocionais ou institucionais do estabelecimento.

A caixa registradora eletrônica da ITAUTEC tem ainda como recursos seis finalizadoras (dinheiro, cheque, mais 4 programáveis), display alfanumérico de 16 dígitos com ponto e vírgula para o operador, display em torre, e relatórios com dados consolidados.

Completando a linha de produtos exposta pela ITAUTEC na Feira de Automação Comercial foi apresentado o Sistema de Emissão de Etiquetas em Código de Barras que roda num I-7000 PCxt e emite as etiquetas através de uma impressora matricial.

Desenvolvido laminado para circuitos impressos

Os circuitos impressos eletrônicos profissionais já podem ser constituídos pelo novo laminado ECM-85 que a Divisão de Materiais para Circuitos Eletrônicos da Cincinnati Milacron Co. está lançando no mercado.

Desenvolvido totalmente à base de fibra de vidro e resina poliester o ECM-85 veio para competir diretamente com os laminados FR-4 de resina exposi que existem no mercado, apresentando como pontos favoráveis o baixo custo de aquisição e processamento.

Por outro lado, o novo laminado possui resistência ao calor e é indicado para aplicações em circuitos de uma ou duas faces com furos metalizados (PHT). Além disso, mantém constante dielétrica e fator de dissipação mais baixos e mais estáveis oferecendo alta condutabilidade das pistas e margens de segurança superiores ao FR-4 no que diz respeito ao arco e às pistas.

Atendendo às exigências 94 V-O de flamabilidade o ECM-85 elimina, durante o processamento, todas as fissuras no "plating through hole" proporcionando furos livres de imperfeições, enquanto nos furos estampados são obtidas paredes limpas que possibilitam inserções automáticas sem problemas.

Essas características lhe asseguram ao mesmo tempo maior desempenho elétrico, sob severas condições de umidade e temperatura, e resistência elétrica de maior estabilidade e durabilidade.

O osciloscópio de um só traço é, sem dúvida, um dos mais difundidos equipamentos de medida e, como tal, costuma ser muito utilizado por aqueles que realizam testes e manutenção em equipamentos de áudio (montados ou comerciais). Esse tipo de osciloscópio tem, no entanto, limitações que são ainda mais notadas quando tentamos comparar, por exemplo, a entrada e a saída de um amplificador. Aqui está um acessório que permitirá acrescentar o recurso do duplo traço ao seu velho osciloscópio.

Conversor duplo traço para osciloscópio

As óbvias vantagens de se ter dois canais simultâneos no osciloscópio são muito bem conhecidas por todo entusiasta de eletrônica, dispensando comentários adicionais. No entanto, consideramos essencial, para uma perfeita compreensão deste circuito, uma análise mais detida do princípio de operação dos osciloscópios duplo feixe e duplo traço.

Normalmente, os principais circuitos de um osciloscópio comum podem ser representados esquematicamente como na figura 1. O sinal de entrada é amplificado, a fim de provocar a deflexão vertical (Y) do feixe de elétrons, no interior do tubo de raios catódicos (TRC). O mesmo sinal é usado para se modular a tensão dente-de-serra, gerada pelo estágio da base de tempo (deflexão X ou horizontal). O esquema mostrado permite exibir apenas um traço na tela do aparelho (ou seja, um único sinal de entrada).

Existem, basicamente, dois métodos de se apresentar duas ou mais curvas em um só TRC. A configuração duplo feixe é a mais cara e também a menos encontrada, já que envolve um TRC contendo dois sistemas independentes de deflexão X e Y, além dos circuitos eletrônicos associados. Por mais simples que seja a construção desse tubo, percebe-se de imediato que dotar um osciloscópio simples de um feixe adicional é algo fora de questão.

Ao contrário do sistema duplo feixe, o típico osciloscópio de *dois canais* (ou duplo traço) possui apenas um conjunto defletor. Os estágios de disparo e base de tempo também não aparecem em dobro; a diferença, em relação aos modelos de um só canal, reside na presença de dois atenuadores e de um comutador rápido de canais, ope-

1

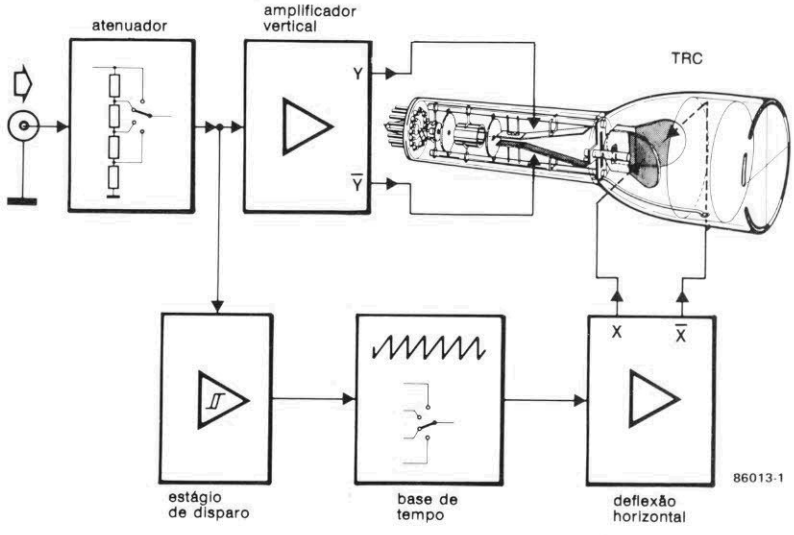


figura 1 — Estágios funcionais de um osciloscópio simples, de traço único.

rando a uma velocidade suficientemente elevada, de modo que os dois canais pareçam estar simultaneamente na tela, corretamente posicionados. É claro que, no caso de osciloscópios de canal único, esse recurso da comutação de canais deve ser acrescentado externamente, através de um circuito acessório.

Chaveando ou alternando?

A maioria dos osciloscópios comerciais com duplo traço oferece duas modalidades de operação: chaveamento ou alternância entre canais. Vejamos, primeiramente, como atua o processo de alternar sinais na tela do osciloscópio.

Assumindo que o comutador eletrônico já tenha selecionado o canal 1, um pulso de disparo vai permitir queo aparelho exiba o sinal correspondente, aplicado ao atenuador do 1º canal. Terminada a varredura horizontal do ponto luminoso, este é levado de volta ao lado esquerdo da tela, pronto para ser liberado pelo próximo pulso de disparo. Entretanto, assim que o circuito de disparo dá início a uma nova varredura horizontal, também ativa o comutador eletrônico, fazendo-o selecionar o outro canal.

Dessa forma, os dois canais são exibidos alternadamente, mas o processo apresenta uma nítida desvantagem, que deve ser mencionada. Se, por exemplo, o osciloscópio deve mostrar dois ciclos completos de uma tensão senoidal de 1000 Hz, a base de tempo é comutada para a faixa de 0,2 ms/div., considerando-se uma retícula de 10 x 10. Nessas condições, o feixe de elétrons precisaria de 4 ms, no mínimo, para exibir duas vezes os dois ciclos completos da senóide, na modalidade alternada. A frequência de exibição dos sinais, nesse exemplo, é de 1/0,004 = 250 Hz, suficientemente elevada para assegurar uma imagem estável e livre de perturbações. Situações menos favoráveis, porém, surgem em frequências inferiores a 100 Hz, pois são apresentadas a uma frequência igual ou inferior a 25 Hz, que normalmente ocasiona cintilações que chegam a perturbar a observação dos sinais.

A operação chaveada, por outro lado, geralmente não sofre desse problema, pois o comutador é controlado por uma frequência relativamente elevada (da ordem de dezenas de quilohertz), independente do circuito de disparo e da frequência do sinal de entrada. Considerando uma frequência de comutação de 50 kHz e o mesmo sinal de 1000 Hz, faz-se com que o feixe exiba pequenas seções das curvas de ambos os canais. O princípio desse método está ilustrado na figura 2, que mostra como as formas de onda são interrompidas periodicamente, formando-se cerca de 50 "fatias" de cada uma. O ritmo de comutação do feixe é bastante elevado, tornando as interrupções invisíveis ao olho humano; as curvas, portanto, parecem ser contínuas, sem qualquer indício de interrupção.

Se a frequência de chaveamento for bem superior à do sinal, como no exemplo anterior (uma relação de 50 para 1), essa modalidade irá garantir uma observação estável

2

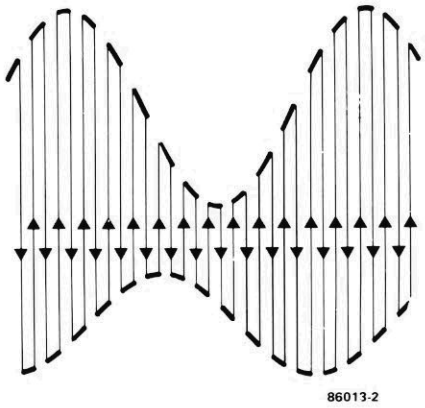


figura 2 — A modalidade de chaveamento envolve uma rápida comutação entre os dois canais de entrada. Com a temporização correta, as curvas vão aparecer uniformes e contínuas ao observador.

3

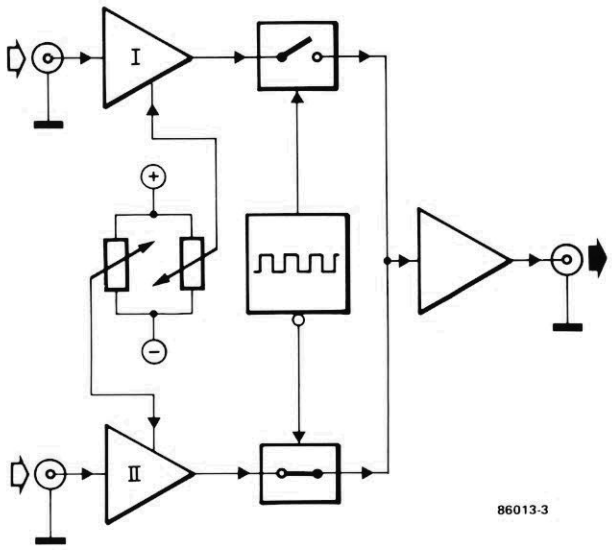


figura 3 — Diagrama de blocos do conversor de dois canais para osciloscópio.

e livre de perturbações de qualquer sinal exibido na tela. Mas, mesmo que a frequência de chaveamento exceda, digamos, apenas 6 vezes a do sinal, a situação não deve tornar-se necessariamente crítica, já que as formas de onda nos dois canais ainda são exibidos com uma certa folga. Os problemas começam a surgir quando as duas frequências são aproximadamente iguais ou têm alguma relação fixa entre si; o efeito resultante na tela é semelhante ao descrito para a modalidade alternada. Aqui, no entanto, a solução é relativamente simples, pois a frequência de chaveamento pode ser convenientemente variada; assim, no caso de instabilidade da tela, o oscilador comutador é ligeiramente dessintonizado.

Descrição do circuito

O diagrama de blocos da figura 3 visa oferecer uma rápida visão do funcionamento básico de nosso conversor. Em poucas palavras, dois estágios amplificadores, cada qual com seu controle de posicionamento vertical, entrega os sinais a duas chaves eletrônicas, que são controladas em antifase por um oscilador central de chaveamento.

Todos esses blocos funcionais podem ser vistos na figura 4, onde se encontra o esquema completo do conversor. À esquerda vê-se dois operacionais rápidos tipo

4

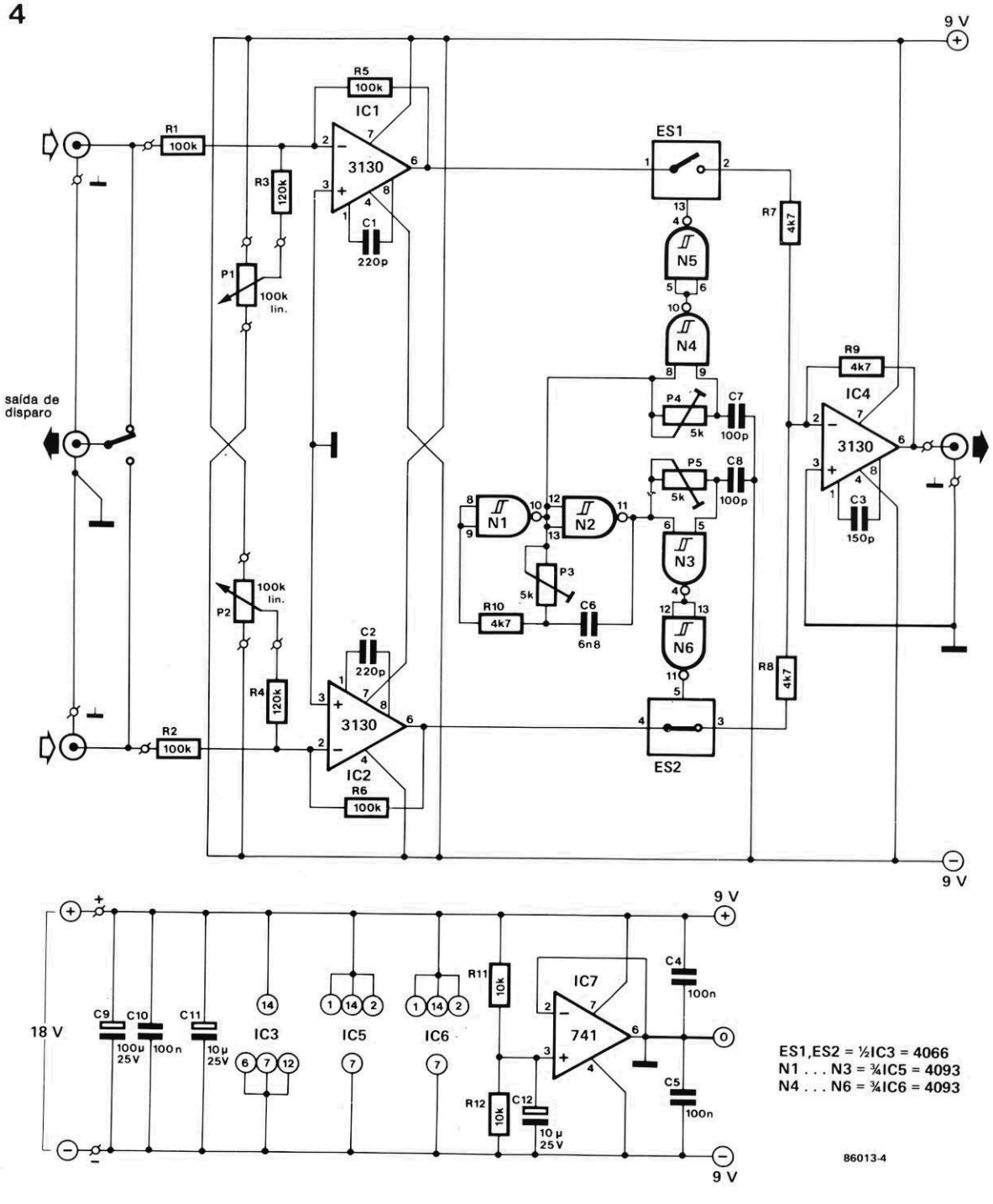


figura 4 — Esquema completo do conversor. Note que somente duas das quatro chaves bilaterais existentes em IC3 foram utilizadas; as entradas de controle das duas restantes foram aterradas, a fim de evitar interferências por parte do oscilador de chaveamento N1/N2.

CA3130, que têm a função de amplificar os sinais. P1 e P2 são os controles posicionadores dos traços, elevando o sinal CA até um certo nível CC, de modo a proporcionar a correta posição vertical de ambos na tela. As chaves ES1 e ES2 ficam "embutidas" em um integrado CMOS tipo 4066, que contém quatro chaves bilaterais idênticas.

Para evitar que a capacitância de entrada do osciloscópio provoque um retardo nas variações bruscas do sinal de chaveamento — o que as tornaria visíveis na tela — incorporou-se IC4 como um adaptador rápido de saída. O oscilador de chaveamento utiliza um sistema convencional, implementado através de portas NE; P3, por sua vez, fornece o controle de sintonia. E o necessário defasamento entre os sinais de controle de saída é obtido tomando-os da entrada e da saída de N2.

A faixa de frequências prevista para este conversor deve alcançar entre 50 e 100 kHz. As portas N4/N5 e N3/N6 evitam que os momentos de comutação de ES1 e ES2 coincidam. Por fim, IC7 gera um nível de terra virtual, para permitir que o circuito trabalhe com uma fonte simples de 18 V.

Montagem, ajuste e utilização

Para evitar que radiações espúrias, causadas pelo oscilador de chaveamento, manifestem-se em receptores domésticos, é preciso alojar o conversor em uma caixa metálica adequada.

Após conectar a placa pronta ao osciloscópio, deve-se ajustar P1 e P2 até que seja obtida a posição correta dos dois traços na tela. Em seguida, ajusta-se P3 para obter uma exibição estável do sinal chaveador, com o osciloscópio apresentando uma base de tempo igual a 10µ s/div. É então o momento de atuar sobre P4 e P5, a fim de se obter as variações mais abruptas possíveis para o sinal de chaveamento (ou seja, no caso ideal, ele deve ficar completamente invisível na tela). Com isso, estão encerrados os ajustes pedidos pelo circuito.

O uso prático do conversor está sujeito, obviamente, às limitações inerentes à sua relativa simplicidade. Assim, como não foram incluídas seções atenuadoras de entrada, as tensões a medir não devem exceder os 12 V pico a pico (ou 4,3 Vrms). Além disso, o uso de operacionais veio inevitavelmente limitar a largura de faixa a algumas centenas de quilohertz — o que não deve significar uma desvantagem se o usuário pretende analisar apenas sinais de áudio.

Caso a frequência de chaveamento torne-se visível na tela, basta deslocar o cursor de P3 para uma posição ligeiramente diferente, até que o sinal desapareça novamente. Por fim, ve-se que o projeto não inclui uma fonte de alimentação. Dessa forma, o montador deve providenciar ou construir sua própria fonte, capaz de fornecer 18 V a cerca de 50 mA. A placa de circuito impresso, em escala natural, vista pelas duas faces, aparece na figura 5. ◀

Lista de componentes

RESISTORES

R1, R2, R5, R6 — 100 k
R3, R4 — 120 k
R7 a R10 — 4,7 k
R11, R12 — 10 k
P1,P2 — 100 k (potenciômetros lineares)
P3 a P5 — 5 k (trimpots)
(todos os valores em ohms)

CAPACITORES

C1,C2 — 220 p
C3 — 150 p
C4,C5,C10 — 100 n
C6 — 6n8
C7,C8 — 100 p
C9 — 100µ/25 V (eletrolítico)
C11, C12 — 10 µ/25 V (eletrolíticos)

SEMICONDUTORES

IC1,IC2,IC4 — CA3130
IC3 — 4066
IC5,IC6 — 4093
IC7 — 741

DIVERSOS

S1 — interruptor liga-desliga de 1 pólo
*2 **knobs** para P1 e P2*
4 soquetes para as entradas e saídas
caixa metálica
placa de circuito impresso 86013
fonte de alimentação adequada (18 V, 50 mA, regulada)

5

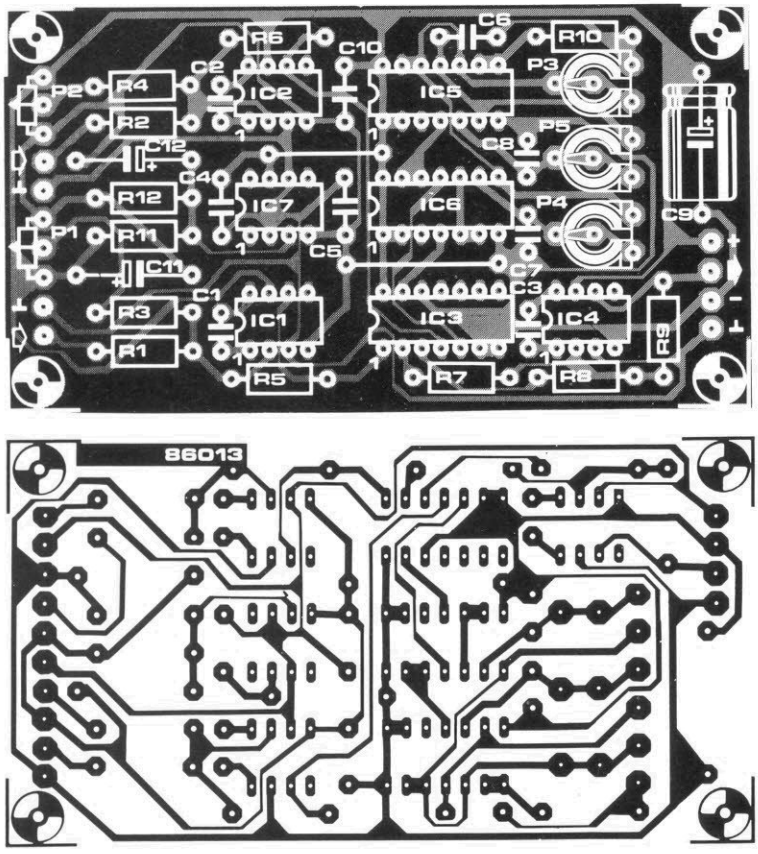


figura 5 — Traçado e disposição dos componentes na placa do conversor.

distribuidor de vídeo

Uma amplificação suplementar é algo desejável em quase todos os circuitos de vídeo. Por exemplo: para compensar as perdas nos cabos, reforçar o sinal procedente de uma saída não muito elevada ou em qualquer outra aplicação que exige adaptações de dois diferentes níveis de sinal. E, como se ainda não bastasse, este amplificador de vídeo pode ainda atuar como um distribuidor em sistemas de monitores remotos, já que dispõe de três saídas de vídeo em paralelo.



Distribuidor de vídeo

amplificador universal e distribuidor de sinais de vídeo

Na maior parte dos casos, o ganho que se exige de um amplificador de vídeo não costuma ser muito elevado: ele é superior a 100, um valor normal na área dos pré-amplificadores de áudio. Entretanto, na adaptação de dois níveis de vídeo se costuma exigir um ganho de 2 ou 3 (em raras exceções será necessário um ganho um pouco mais elevado).

Nosso circuito tem um ganho ajustável entre 1 e quase 4, que na prática permitirá a resolução de quase todos os problemas que exigem uma amplificação complementar. A tensão máxima de saída é de cerca de 4 V, sendo estabelecido 75 ohms como a impedância das entradas e saídas.

Como já foi mencionado, fora de sua função amplificadora a montagem pode desempenhar também o papel de distribuidor de vídeo, que constitui uma aplicação muito útil quando é necessário transmitir um sinal de vídeo para vários pontos diferentes de observação.

Para poder realizar essa função a montagem dispõe de três saídas, não sendo necessário utilizá-las todas.

O único dado que falta para completar a lista das características técnicas do amplificador é a largura da faixa: seu valor é de 5 MHz, no mínimo, sempre utilizando os semicondutores relacionados na lista de componentes.

O esquema

A simplicidade do esquema da Figura 1 é uma prova evidente da afirmação de que não é indispensável que um bom amplificador de vídeo seja complexo.

O circuito contém um amplificador de duas etapas (T1/T2) muito comum, precedendo um simples seguidor de emissor. Os transistores utilizados formam parte das famílias BC e BD, escolhidas não com o objetivo de reduzir os custos ao máximo, mas simplesmente porque os transistores desta classe apresentam qualidades suficientes para fornecer, sem dificuldades, a largura da faixa desejada.

A impedância de entrada está ajustada em 75 ohms por meio de R1. O sinal se desloca desde a entrada, através de C2, até a base de T1. Sabendo que o conteúdo do sinal de vídeo pode mudar substancialmente, foi estabelecido o ajuste de corrente contínua de T1 por meio de um pequeno circuito de chaveamento (constituído por R3, P1, C1, R2 e D1).

A variação máxima da ten-

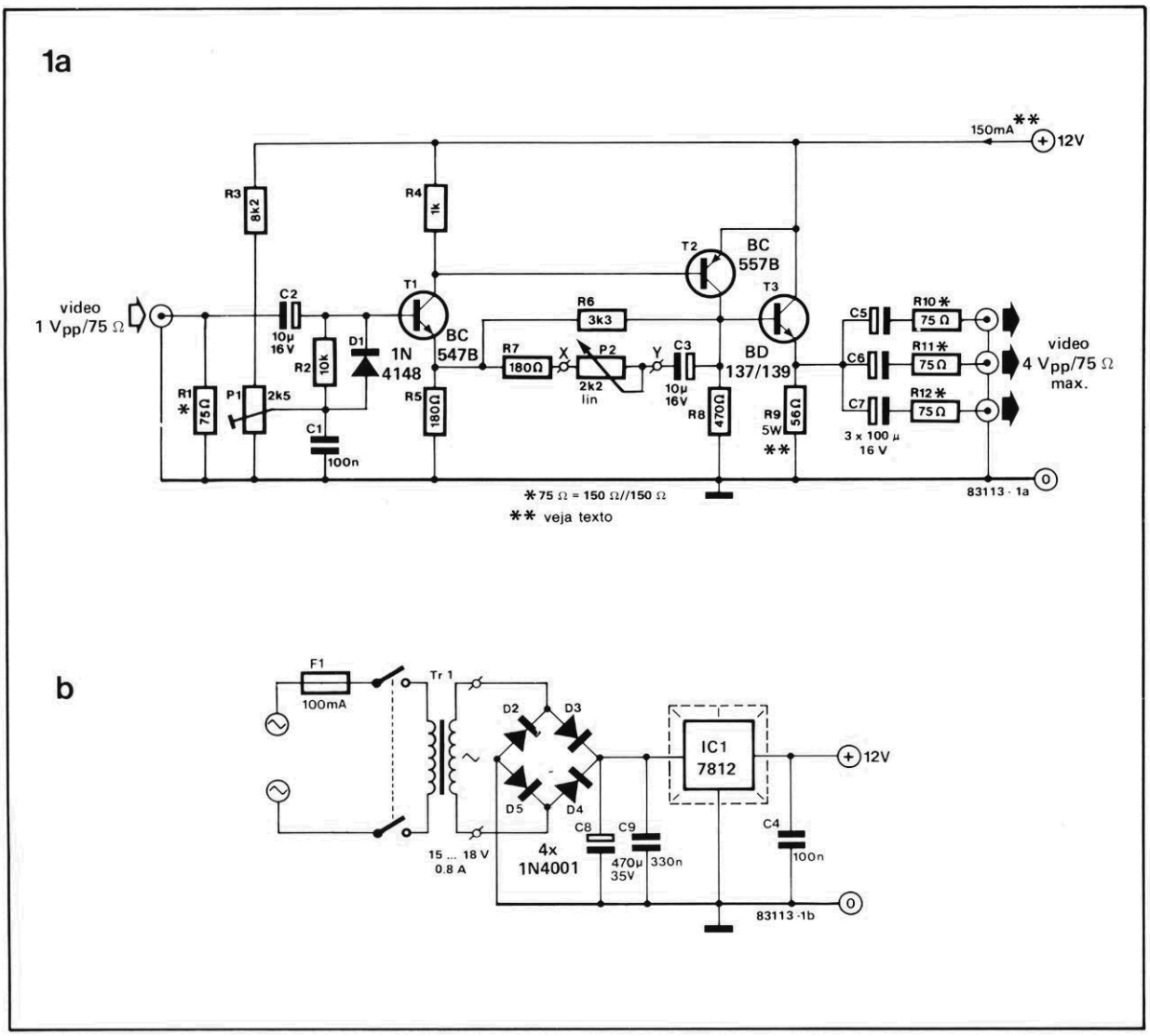


Figura 1 — O distribuidor de vídeo é um circuito de construção muito simples, baseado em componentes de fácil aquisição. O ganho pode ser ajustado com P2 entre 1 e 4.

são de saída do amplificador pode se ajustar a partir de P1. Este último potenciômetro permite prefixar a corrente de base de T1 de modo que ela não seja inferior a um nível de C.C. estabelecido pelo trimpot. Mais adiante veremos o procedimento para o ajuste desse componente.

A base do transistor T2 está conectada diretamente ao coletor de T1. Este e T2 estão constituindo um amplificador acoplado em tensão contínua, do qual se pode fazer variar o ganho acionando o potenciômetro P2, situado na rede de realimentação negativa.

O ganho vem determinado pela relação entre R5 e a resistência equivalente da rede R6/R7/P2/C3. Dando-se a estes componentes os valores indicados no esquema, a gama dos ganhos alcançados por P2 estende-se desde 1,95 até 8,7. Com a carga de saída normal de 75 ohms o ganho final se divide por dois e a faixa real de ganho abrange desde 1 até quase 4.

A etapa T1/T2 é seguida por um transistor (T3) que faz parte de uma família um pouco mais potente, cuja função é diminuir a impedância de saída ao valor que pretendemos.

Para conseguir isso é preciso que a resistência do emissor tenha um valor relativamente pequeno e que a corrente do coletor possua uma magnitude relativamente grande. O sinal amplificado se aplica às saídas (75 ohms) através de três "enlaces" de 75 ohms, constituídos por elementos R-C (C5-R10, C6-R11 e C7-R12).

Necessitando-se somente de uma ou duas saídas, obviamente será mais reduzido o consumo do amplificador. Com o emprego de três saídas R9 deve ser de 56 ohms; com duas saídas, o valor de R9 pode aumentar para 82 ohms, e, caso se utilize apenas uma saída, será suficiente uma única resistência de 150 ohms. O consumo total da montagem diminui proporcionalmente e passa a ser de 150 a 110 mA (para duas saídas) ou de 70 mA (para uma só saída).

Calibração

O ajuste de P1 admite dois procedimentos. O método "normal" proporciona resultados satisfatórios em mais de 90% dos casos e o método alternativo, uma calibração individualizada que se estabelece "a olho".

O primeiro procedimento consiste simplesmente em ajustar-se P1 de modo que se meça uma tensão aproximada de 1 V na base de T1. A tensão nos terminais de R8 deve estar em torno de uns 7,5 V, na ausência do sinal.

O método alternativo é um pouco mais complicado. Deve-se começar por colocar

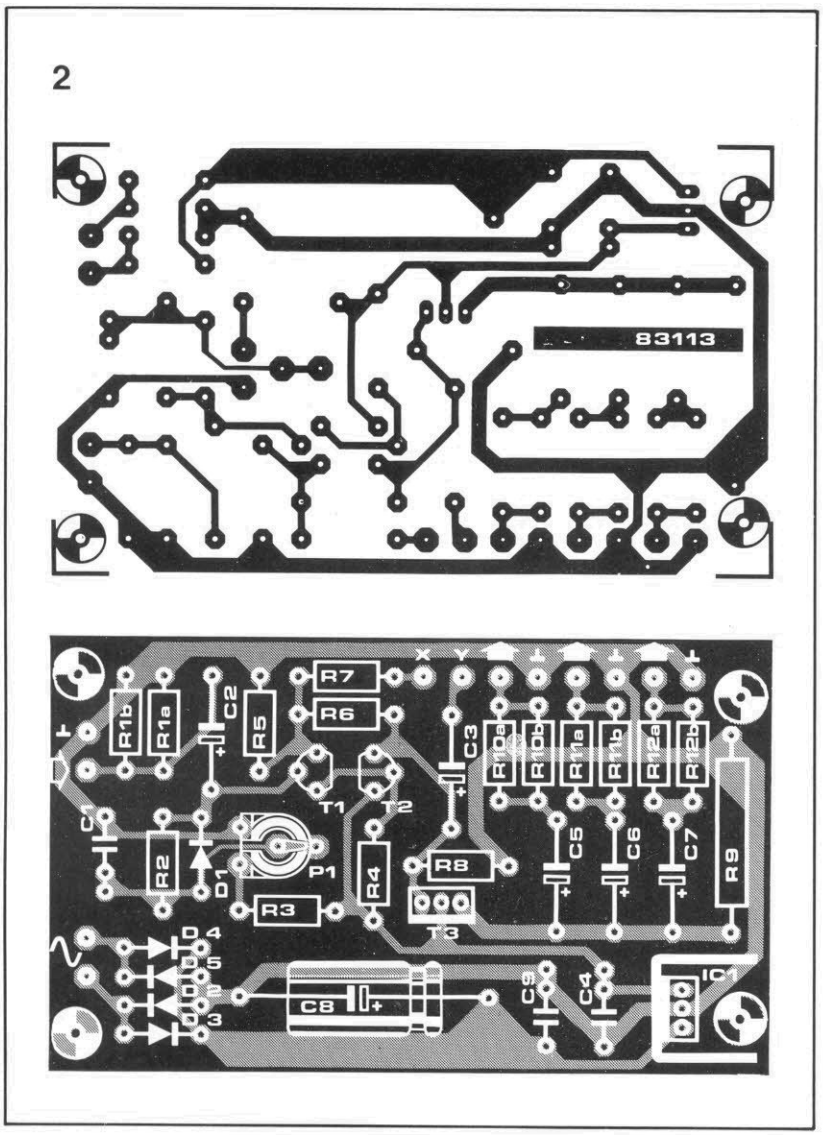


Figura 2 — A placa do circuito impresso contém o amplificador e a fonte de alimentação. O transformador da rede é o único elemento que não tem espaço reservado para montagem na placa.

Lista de componentes:
Resistores:
*R1, R10.....R12 = 75**
R2 = 10 k
R3 = 8,2
R4 = 1 k
R5, R7 = 180
R6 = 3,3K
R8 = 470
*R9 = 56 /5 W***
P1 = trimpot de 2,5 K
P2 = potenciômento linear de 2,2K (todos os valores em ohms).
Capacitores
C1, C4 = 100 n F
C2, C3 = 100 µF /16 V
C5...C7 = 100 µF /16 V
C8 = 470 µF /35 V
C9 = 330 nF
Semicondutores
D1 = 1N4148
D2...D5 = 1N4001
T1 = BC547B
T2 = BC557B
T3 = BD137/139
IC1 = 7812
Outros
S1 = interruptor de rede bipolar
Fl = fusível de 100 mA
Tr1 = transformador de rede: 15 V, 0,8 A
Dissipador para IC1
Caixa com dimensões aproximadas de 120 x 65 x 65 mm

P1 em uma posição média e aplicar continuamente um sinal de entrada de 1 V, aproximadamente. O próximo passo é reduzir ao mínimo o ganho, deslocando-se o cursor de P2. Assim que se conseguir este ajuste, aplica-se uma imagem de prova na entrada da montagem e conecta-se um monitor ou receptor de TV na saída. Agora é preciso — com suavidade, paciência e perseverança — procurar a posição máxima de P1 imediatamente antes da ocorrência de qualquer distorção na imagem da tela.

Vejamos outra consideração que pode ser importante. Mesmo que sinais de entrada pouco superiores à tensão nominal de 1 V não tenham efeito prejudicial sobre o amplificador, eles realmente são de pouco uso. Conseqüentemente, é preferível atenuar as tensões que ultrapassem nitidamente o nível prescrito.

Isso pode ser conseguido experimentando R5, escolhendo-se um maior valor ôhmico para esse resistor (nestas condições diminui também o ganho máximo) ou acrescentando-se um resistor em série com a entrada, que constituirá um divisor de tensão junto a P1.

Caso se opte pela segunda solução será preciso diminuir o valor de R1 de modo que a resistência do conjunto, formado por este resistor suplementar e por R1, tenha o valor de 75 ohms.

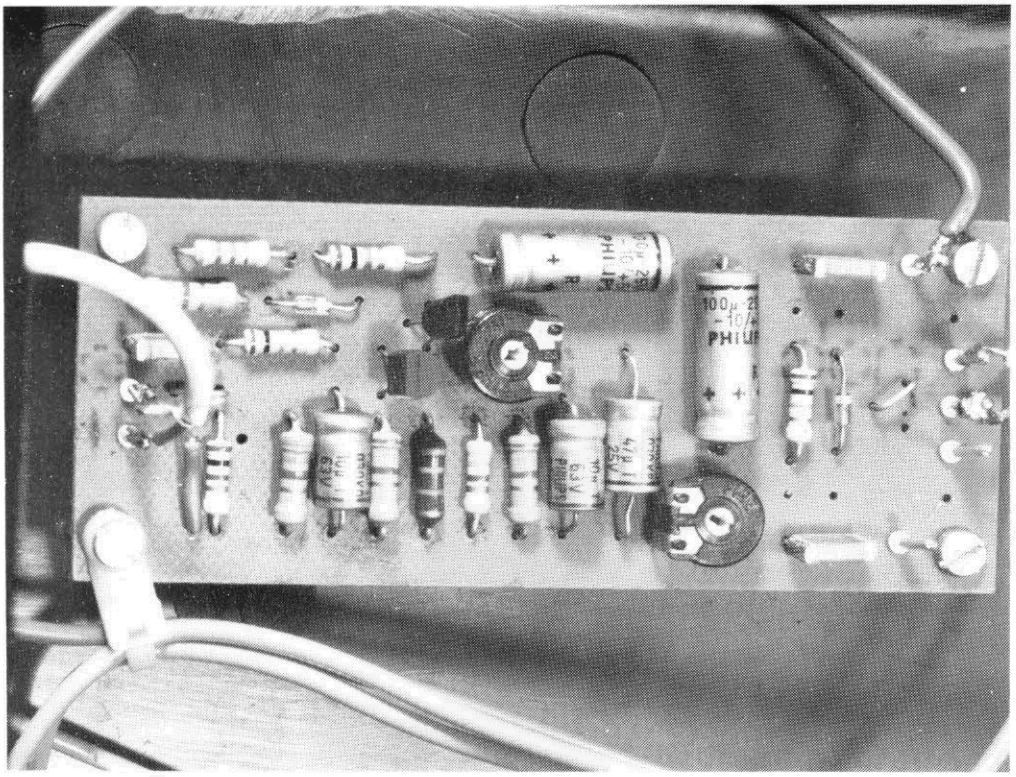
A montagem

O esquema da Figura 1b não deve parecer esotérico demais para o leitor. Trata-se na realidade de uma fonte de alimentação simples e eficaz, construída com a base em um regulador de tensão integrado (IC1). O conjunto da montagem (alimentação mais amplificador de vídeo) pode ser instalado na mesma placa de circuito impresso, cujo layout está mostrado na Figura 2.

A essa altura do artigo caberia uma pergunta: o que fica para acrescentar neste aparelho? Pouco, exceto que se deve proceder da forma habitual, observando as regras de montagem dos componentes nos lugares previstos e fazendo boas soldas. É uma questão de minutos, já que se trata de uma montagem relativamente simples; mas nem por isso deve-se descuidar da perfeição.

Acrescentemos algumas observações. Se escolhermos a versão de 3 saídas, o integrado regulador deverá trabalhar duro, sendo necessário, neste caso, prever o uso de um adequado dissipador de calor adequado. Os resistores de 75 ohms (marcados com um asterisco) não são valores normalizados da série E12, mas podem ser obtidos facilmente, conectando-se dois resistores de 150 ohms em paralelo.

Pouco cabe acrescentar, por outro lado, com respeito à construção mecânica. O amplificador pode ser instalado na caixa de outra montagem ou numa caixa própria. A única consideração importante é que o potenciômetro de ajuste do ganho (P2) tem que ficar em uma posição acessível.



C. G. Mangold

O feliz possuidor de um moderno aparelho de TV, equipado não somente com controle remoto mas também com entrada de vídeo, não tem nenhuma necessidade de ler este artigo! Mas se você tiver um segundo aparelho ou um televisor portátil e quiser transformá-lo num monitor este artigo assume o papel de um eficiente ajudante que na hora certa apresenta a idéia certa, como o caso deste versátil amplificador de vídeo.

Transforme seu TV num monitor

com este versátil amplificador

A maioria dos televisores não responde ao sinal de comando proveniente de um vídeo externo. Só os aparelhos equipados com uma entrada A/V (áudio/vídeo) ou SCART podem ser comandados nestas circunstâncias.

Como primeira providência certifique-se se o seu televisor possui um transformador de isolamento (o caso mais comum), e, caso negativo, instale-o no circuito do aparelho logo a seguir ao interruptor de alimentação, como mostra *Figura 1*.

Como segunda condição prévia providencie um esquema elétrico completo do seu televisor, sem o qual não será possível prosseguir. A maior parte dos aparelhos traz um, mas, se não o tiver, o leitor poderá obtê-lo junto ao revendedor ou no departamento de assistência técnica do fabricante.

Saída de vídeo

Antes de começar as experiências é necessário fazer uma pequena modificação no televisor, como mostra a *Figura 2*, que consiste em cortar a ligação entre o demodulador e o amplificador de vídeo/separador de sincronismo. A construção modular da maior parte dos televisores modernos torna fácil encontrar esta ligação.

O nível de sinal neste ponto deve ser de 2...3 Vpp. O corte no percurso do sinal po-

1

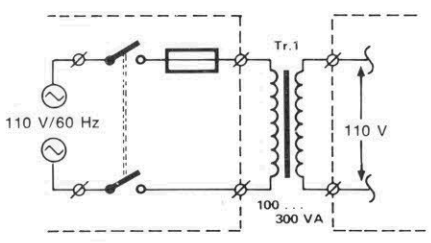


Figura 1 — É assim que se liga um transformador de isolamento. Na maior parte dos casos pode-se colocar próximo do interruptor da alimentação do aparelho de televisão.

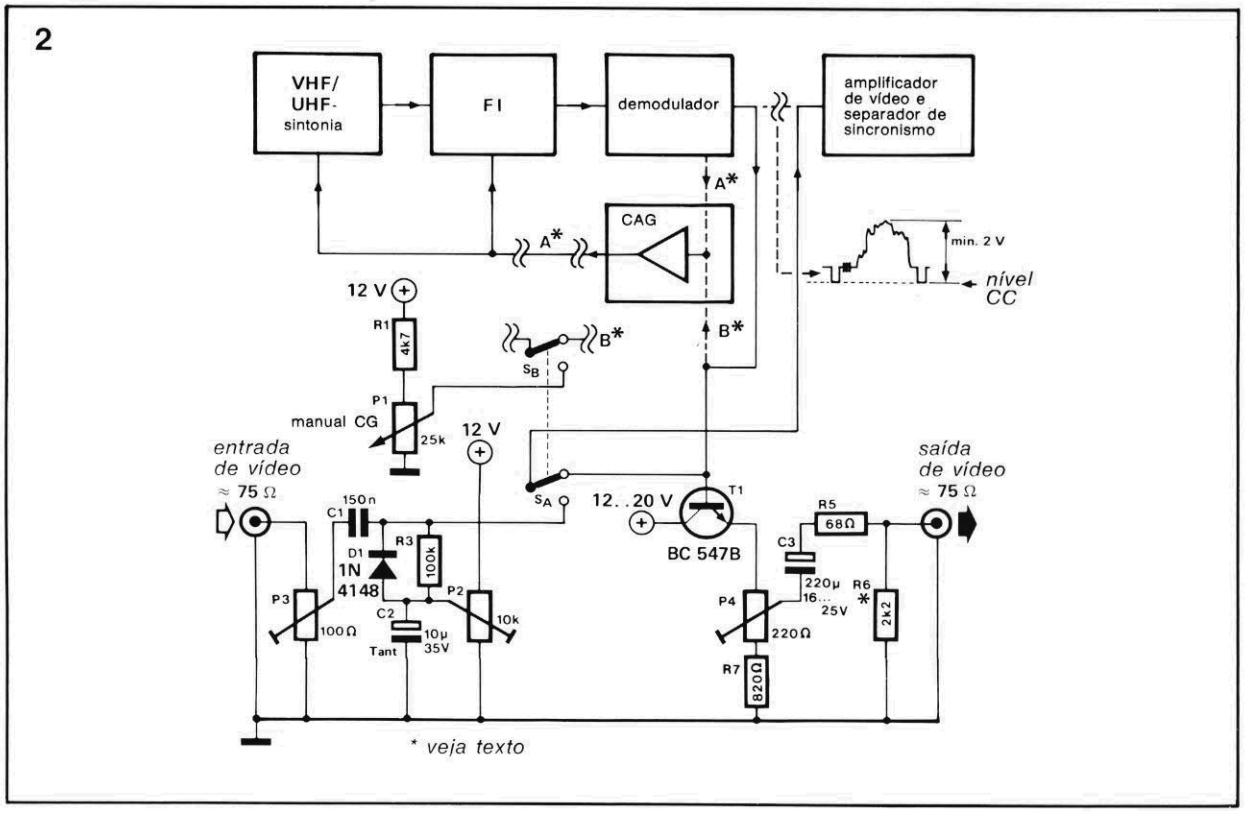


Figura 2 — O esquema de um receptor de televisão com uma entrada e uma saída de vídeo. O diagrama de blocos mostra onde a linha do sinal do vídeo deve ser cortada. No texto são dadas instruções de aplicação das duas versões do circuito.

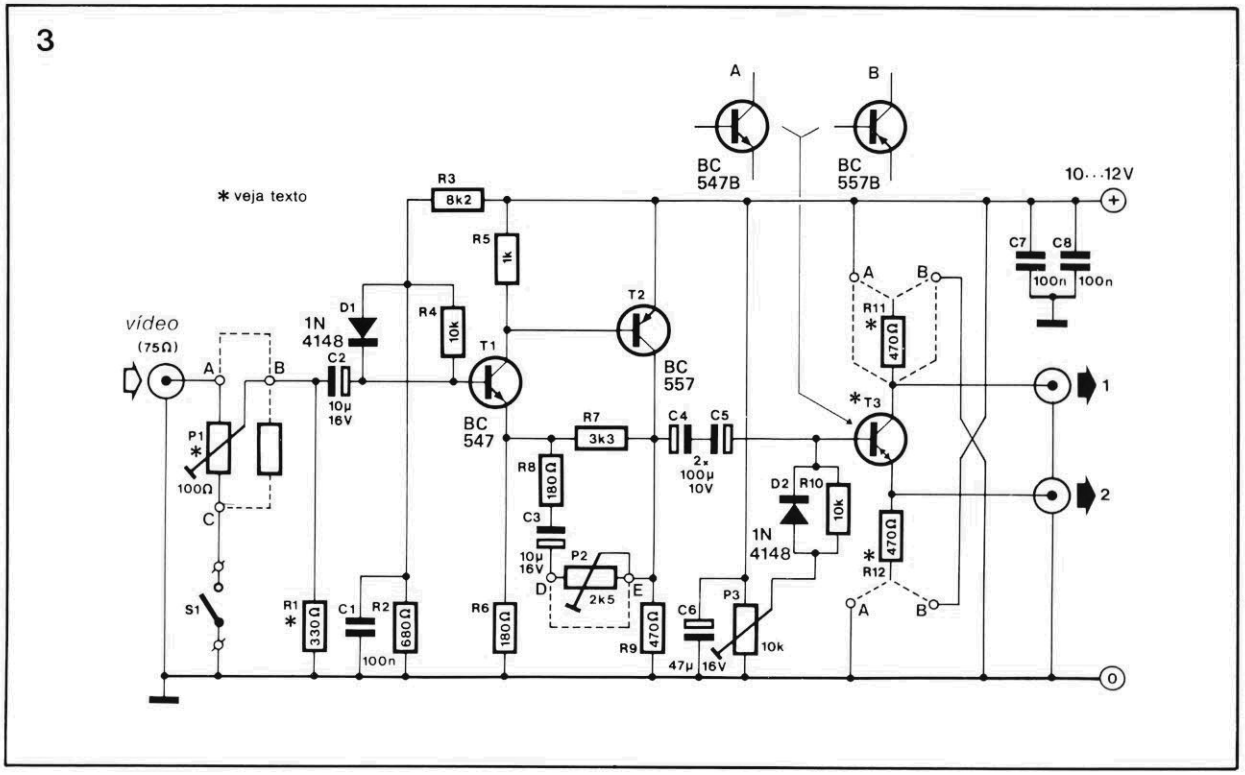


Figura 3 — O circuito do amplificador do monitor pode ser construído de tantas maneiras que se torne apropriado para todas as situações possíveis. No texto explicam-se as várias versões.

derá afetar o controle automático de ganho (CAG) no sintetizador, o que se percebe facilmente pela deterioração da qualidade da imagem ou mesmo pela ausência total do sinal.

Certifique-se se o controle automático de ganho foi afetado ou não. Se não foi, a ligação do controle automático de ganho para o sintetizador e o amplificador de freqüência intermediária (FI) pode ser mantida; se foi, a ligação do controle automático de ganho deve ser cortada e substituída pelo Controle de Ganho Manual P1, através do interruptor S.

O ganho deve ser então ajustado para cada emissor separadamente, devido às diferenças de intensidade de campo. Felizmente esta situação só surge em velhos televisores preto e branco.

É bastante fácil instalar o conector de saída na tampa traseira do aparelho. A tensão contínua em que o sinal do vídeo é sobreposto serve para ajustar o ponto de funcionamento do seguidor de emissor T1 (*Figura 2*). O sinal do vídeo em si é aplicado ao co-

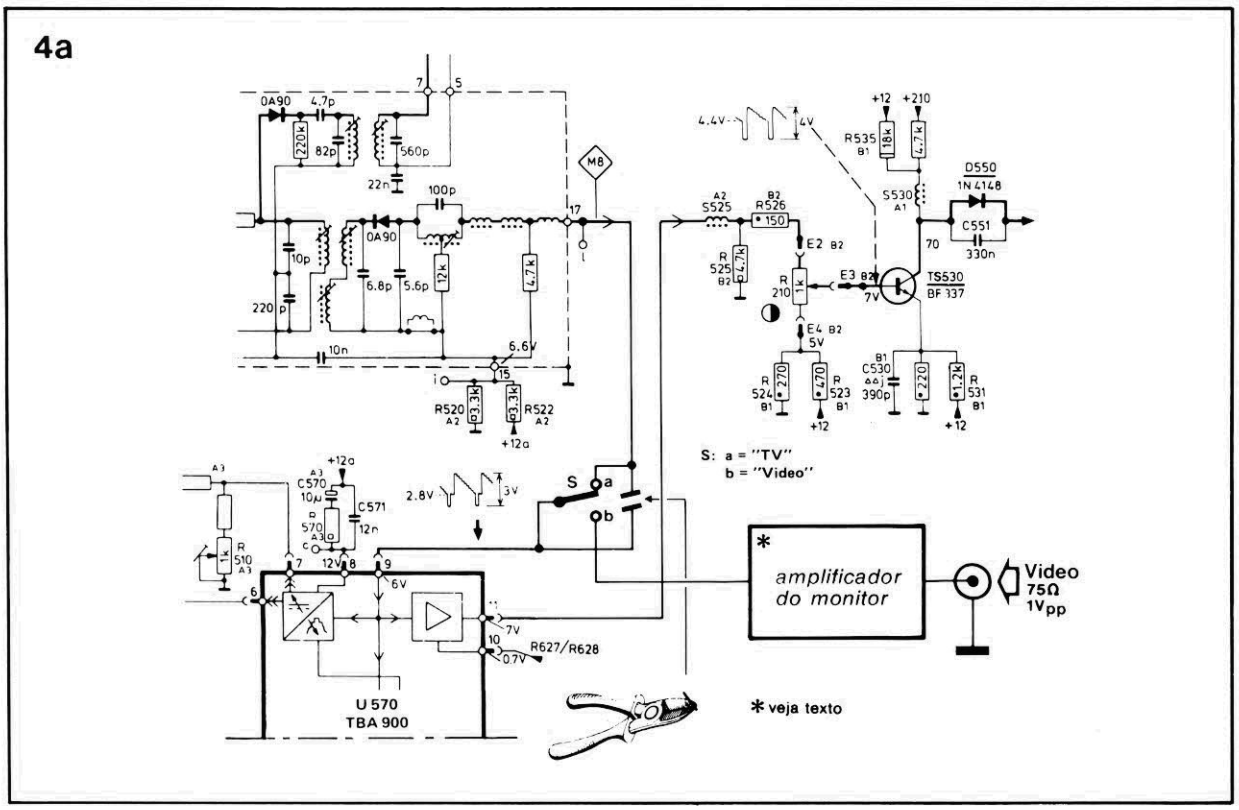
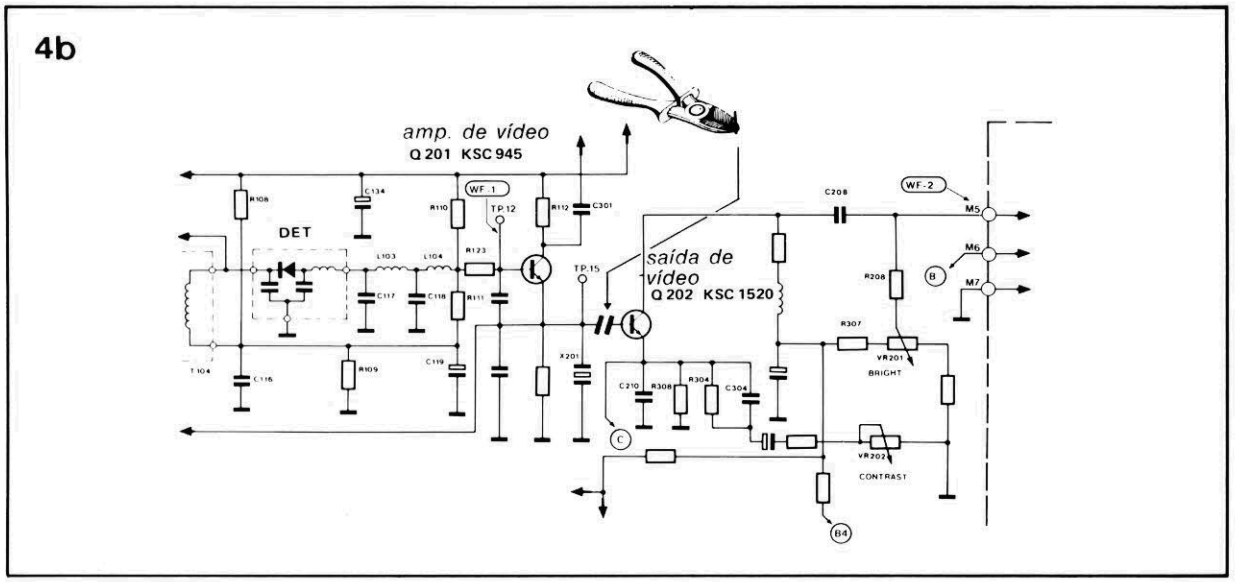


Figura 4 — Exemplos da aplicação do amplificador do monitor em televisores preto e branco e a cores. O texto dá as explicações necessárias.



nector BNC (ou "jack") através de C3 e R5.

Se a sua amplitude for maior que 3 Vpp ela deve ser atenuada para esse nível por P4. Este potenciômetro será ajustado de tal modo que o emissor de T1 fique ligado diretamente a C3.

O sinal na base de T1 não deve ter mais do que 6 Vpp. A alimentação de T1 deve ser retirada de qualquer ponto do interior do televisor: os sintetizadores trabalham normalmente em 12 V, por isso, quase com certeza se pode ir buscar a alimentação conveniente a esta unidade.

Entrada de vídeo

Vamos agora para o centro do problema. Um aparelho de TV só pode funcionar como um monitor se tiver uma entrada de vídeo. Para este efeito dá-se na *Figura 2* um circuito básico: se este é adequado para os propósitos desejados, tudo bem, mas a maior parte dos leitores certamente pretenderá mais do que isso.

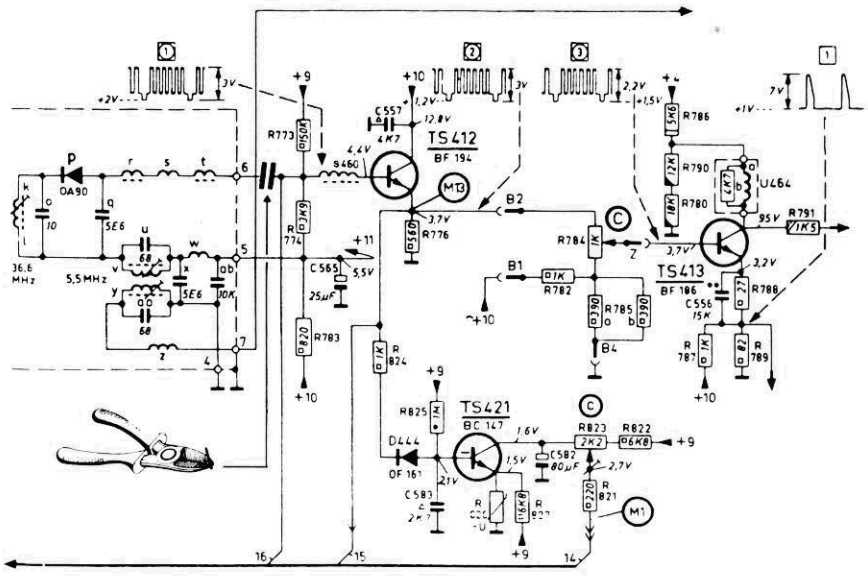
No circuito básico mostrado na *Figura 2*, o amplificador a transistores tem duas finalidades:

— elevar o sinal do vídeo para o nível requerido (que é ajustado por meio de P3),

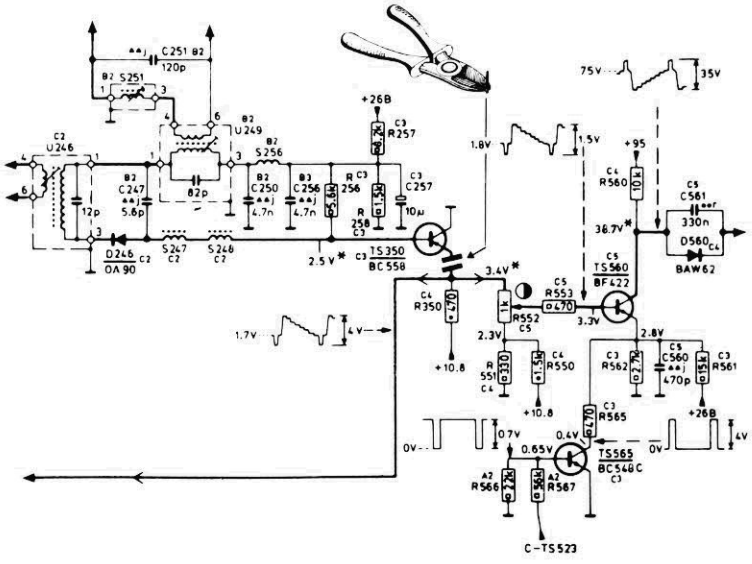
— sobrepor o sinal de vídeo numa tensão contínua apropriada, que determina o nível dos impulsos de sincronismo horizontal e que também se usa para polarizar T1. O nível da tensão contínua é ajustado por P2 e neste amplificador pode chegar até 12 V.

Os requisitos para um amplificador de vídeo medianamente sofisticado e para uso universal podem ser resumidos nos seguintes:

4c



4d



— impedância de entrada de cerca de 75 Ohms;
— possibilidade de utilização com os sinais acima e abaixo de 1 Vpp;
— níveis de tensões alternadas e contínuas ajustáveis;
— amplitude do sinal de saída (normal e invertido) até cerca de 8 Vpp;
— o estágio de saída deve poder ser usado com a grande variedade de amplificadores de vídeo que se encontram nos televisores.

Todas essas exigências são cumpridas pelo circuito apresentado na *Figura 3.* Os resistores de entrada ligados em paralelo, P1 e R1, asseguram uma impedância de entrada de pelo menos 75 Ohms, e não mais de 100 Ohms (com S1 fechado).

O trimpot P1 permite a atenuação de sinais de entrada demasiadamente elevados, enquanto os sinais fracos demais são amplificados por T1/T2 (ganho ajustável com P2). O nível de saída máximo que este amplificador pode dar é de 8 Vpp.

A amplitude do sinal de saída alternado é determinado pelas posições dos trimpots, P1 e P2, enquanto que o nível da tensão contínua depende da posição de P3 e do diodo limitador D2. Os valores obtidos no nosso protótipo são indicados na Tabela 1, sendo que os limites de ajuste dependem do sinal de saída.

O transistor T3 é um adaptador que dá um sinal normal ou invertido para o conector de saída. Este estágio também pode ser ligado como um seguidor de emissor.

Pode-se demonstrar a versatilidade do circuito da *Figura 3* com alguns exemplos. A *Figura 4* mostra seções de esquemas elétricos de alguns receptores de TV em cores e em preto e branco.

O circuito integrado A 900 encontra-se muitas vezes em televisores preto e branco de

4e

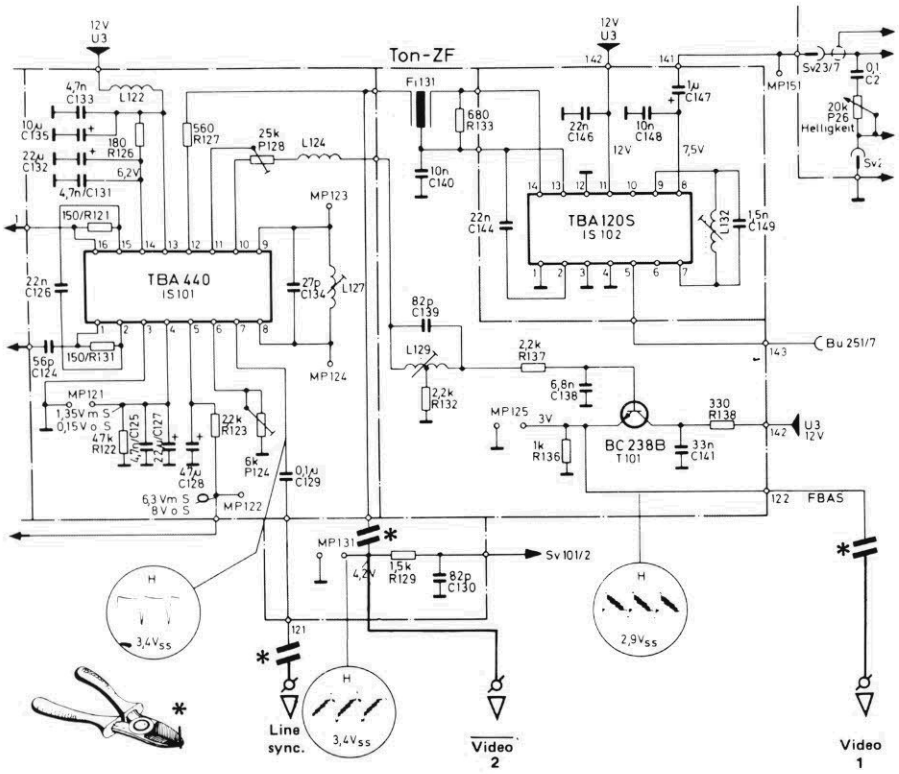
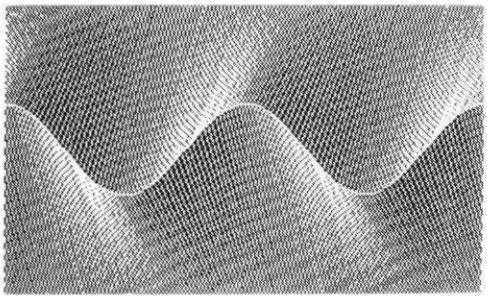
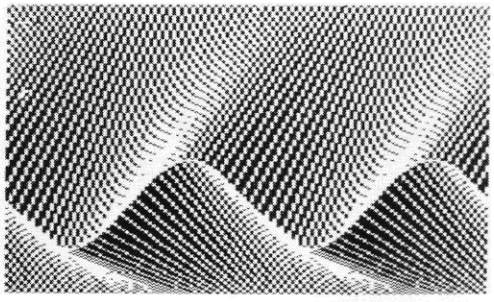


Tabela **1**

versão	*normal*	*invertida*	*com resistor de coletor*	*sem resistor de coletor*
A	×	—	0...8 V (*emissor de T3* ➧ 2)	—
	×	—	—	0...10 V (*emissor de T3* ➧ 2)
	—	×	6...12 V (*coletor de T3* ➧ 1)	
B	×	—	5.5...10 V (*emissor de T3* ➧ 2)	—
	×	—	—	2...10 V (*emissor de T3* ➧ 2)
	—	×	2...6 V (*coletor de T3* ➧ 1)	

Tabela 1 — Níveis contínuos nas duas versões do amplificador do monitor.





alimentação pela rede. O sinal de vídeo aplica-se ao pino 9 deste CI (*Figura 4a*). A ligação para este pino deve ser cortada e conduzida para o terminal central de um inversor.

Um dos contatos deste inversor é ligado à linha de sinal de vídeo do televisor (por exemplo, a M8) e o outro contato à saída do amplificador do monitor. Neste caso T3, R11 e R12 *(Figura 3)* podem ser omitidos e o sinal de saída retirado de C5+. Ajuste o nível de tensão alternada para 3 Vpp com P2 e o nível contínuo para 2 V com P3.

Não se esqueça do transformador de isolamento

Pode-se ver um segundo exemplo na *Figura 4b*, que

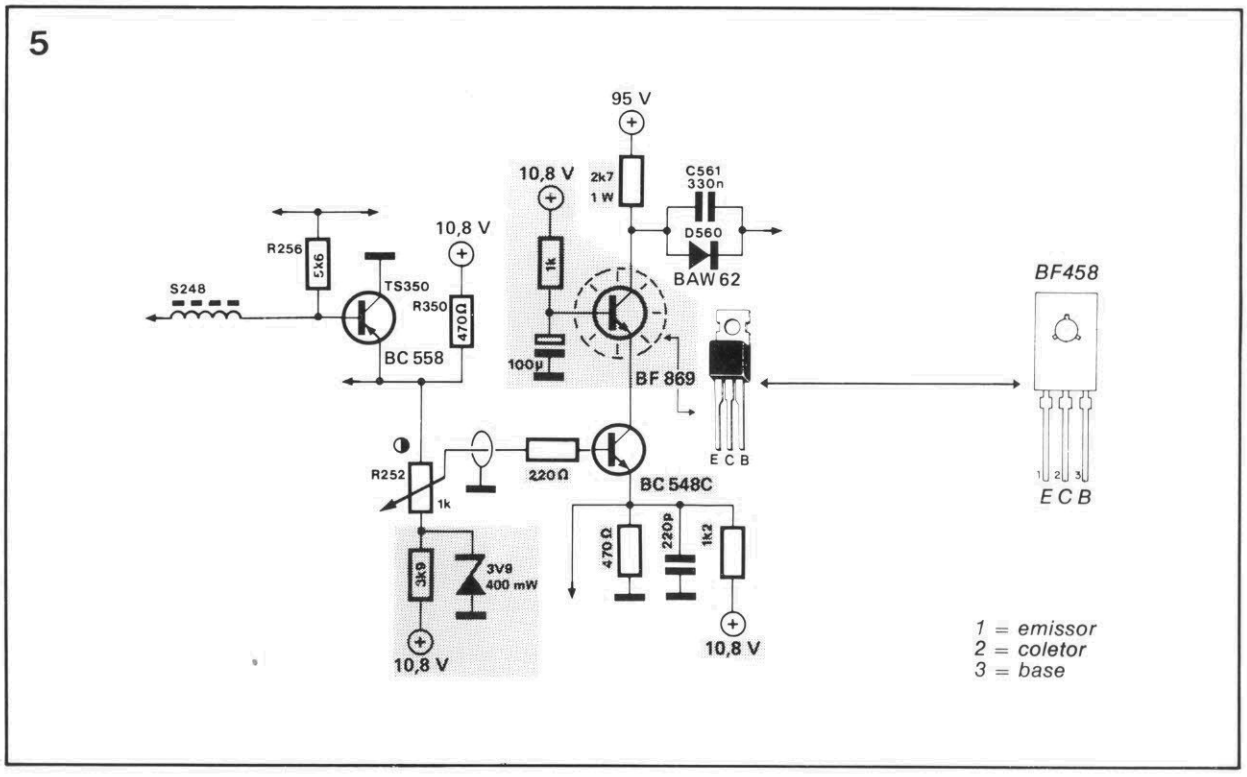


Figura 5 — Um circuito modificado de um amplificador de vídeo para os televisores portáteis. O BF869 (ou equivalente) deve ser montado num dissipador.

mostra parte de um televisor portátil preto e branco equipado com um transformador de alimentação. O circuito da *Figura 3*, liga-se como se mostrou na versão A(isto é, T3 = BC547B, coletor de T3 à linha positiva, emissor de T3 à linha de alimentação negativa através de R12).

Como o nível do sinal de vídeo não deve exceder 1,3 Vpp, o trimpot P2 deve ser substituído por uma ponte de ligação D-E e o sinal de saída (para um sinal de entrada de 1 Vpp em 75 Ohms), ajustado por P1. O nível contínuo fixa-se em 6,8 V por meio de P3.

Um terceiro exemplo diz respeito a um aparelho preto e branco, mais antigo, usando algumas válvulas. Aqui, a entrada de vídeo deve se localizar em qualquer ponto nas vizinhanças do TS 412. Uma vez mais, como no exemplo 1, deve-se usar a versão A da *Figura 3*.

A chave de um pólo e duas posições é ligada como no exemplo 1, mas o primeiro contato deve ser ligado ao terminal 6 na *Figura 4c* em vez de no M8. O nível contínuo deve ser fixado em 2 V com P3.

O nosso quarto exemplo diz respeito a um determinado tipo de televisor portátil preto e branco, embora as considerações se apliquem igualmente aos TVs portáteis da maior parte dos fabricantes.

A parte do circuito que nos interessa aparece na *Figura 4d*. Neste caso, o circuito *Figura 3* liga-se na versão B, isto é, T3 = BC557B, o coletor de T3 à linha de alimentação negativa; e o emissor de T3 diretamente ao conector de saída 2, porque R350 (*Figura 4d*) serve aqui como um resistor de emissor. O terminal central do inversor é ligado a R350 e os dois contatos ao emissor de T3 (isto é, a saída

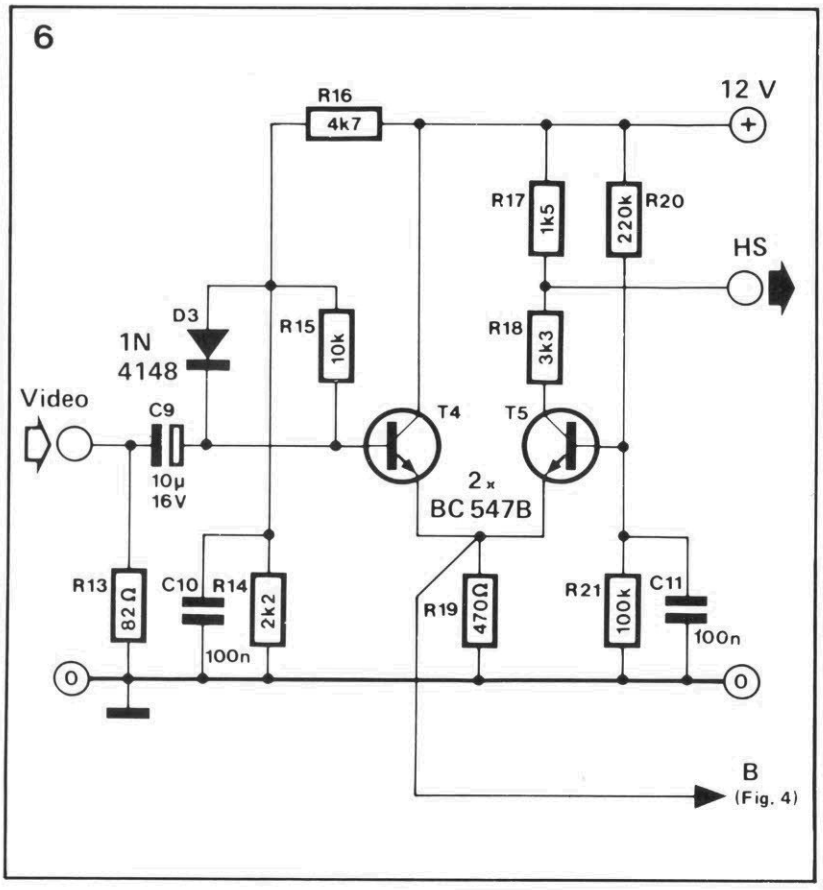


Figura 6 — Circuito da entrada de vídeo para gerar impulsos de sincronismo horizontal. Este circuito é necessário para o exemplo 5e.

7

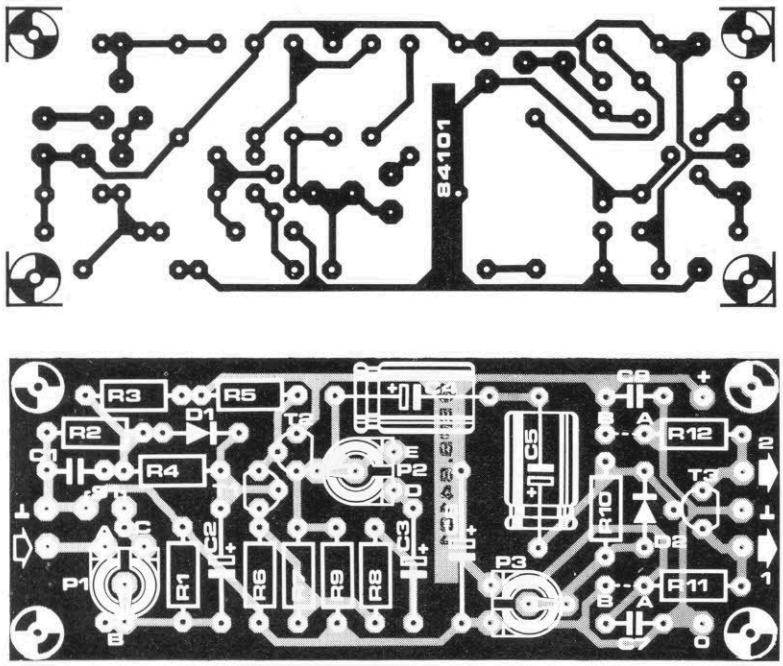


Figura 7 — Disposição dos componentes e Lay-out da placa de circuito impresso para o amplificador do monitor. Antes de começar a trabalhar nele verifique, na Figura 5, qual é a versão que você deseja.

Lista de componentes

Resistores:
R1— 330 ou 68*
R2— 680
R3, R4, R10— 10 k
R5— 1k
R6, R8— 180
R7— 3,3 k
P1— trimpot de 100*
P2— trimpot de 2,5 k
P3— trimpot de 10 k
Obs.: *todos os valores em ohms*

Capacitores
C1, C7, C8— 100 n
C2, C3— 10 µ/16 V
C4, C5— 100 µ/16 V
C6— 47 µ/16 V
Obs.: *todos os valores em farads*

Semicondutores
D1, D2— 1N4148
T1, BC547B — T3 —*
T2, BC557B — T3 —*

Diversos
*Conectores BNC**
Interruptor de um pólo
Chave de um pólo, duas posições
Placa de circuito impresso 84101

** veja texto*

2 da *Figura 3*) e à TS350 (um de teste no televisor), respectivamente.

A *Figura 5* mostra uma outra modificação para melhorar a qualidade da imagem. Como se pode verificar o estágio TS560 do circuito original foi substituído por um estágio em cascata que aumenta a largura de banda do aparelho para 15 MHz. Isto será especialmente apreciado pelos possuidores de computadores que utilizem 24 ou 25 linhas com até 80 caracteres cada.

O circuito modificado é construído facilmente numa placa perfurada. Deve-se montar o transistor BF869 (BF-458) num dissipador.

Um quinto exemplo é dado na *Figura 4e* e desta vez diz respeito a um televisor portátil em cores, que necessita de um tratamento especial! Primeiramente ele necessita um transformador de isolamento e, em segundo lugar, a saída de vídeo é redesenhada como mostrado na *Figura 6*.

Uma vez mais o circuito é construído numa placa perfurada e então ligado ao ponto B no amplificador do monitor. Note aqui que o impulso de sincronismo para o oscilador horizontal deve ser gerado separadamente, pois de outro modo a qualidade da imagem sofrerá.

Construção e calibração

Se a configuração que se pretende está coberta por um dos exemplos dados, a conclusão do circuito impresso da *Figura 7* será fácil. Mas isso se tornará mais difícil se o equipamento usado pelo leitor for diferente dos discutidos aqui. Em tal caso, é melhor começar com o arranjo simples do exemplo 3 e então atacar o problema com o amplificador do monitor.

Não se esqueça do transformador de isolamento!

Na maior parte dos televisores, a placa de circuito impresso completa pode ser montada no interior da tampa traseira, com o conector de entrada de vídeo.

Todas as ligações de sinal devem ser em cabo coaxial, enquanto que para as linhas de alimentação pode-se usar um fio flexível simples. As ligações por fios entre o televisor e o circuito impresso podem dar, em certos casos, origem a oscilações de alta freqüência (maior do que 20 MHz). Estas oscilações não afetam a imagem mas, se aparecerem, pode-se colocar um resistor de 470 Ohms, em série com a linha de saída.

Não podemos deixar de dizer que sempre que uma ligação no aparelho é cortada isso só se deve fazer se se estiver absolutamente certo de que é a ligação correta. As instruções de calibração e ajuste já foram dadas aqui nos vários exemplos. Se o seu caso estiver fora destes exemplos siga o esquema elétrico do seu televisor.

A calibração é bastante simples e pode ser feita com um bom multímetro e olhando-se cuidadosamente para a tela. O uso de um osciloscópio, com o qual se pode verificar as várias formas de onda, será vantajoso.

conversão A/D e D/A

Todos os computadores, com exceção dos analógicos, trabalham com sinais digitais. Infelizmente, porém, a maior parte das informações que devem ser processadas por computador são de natureza continuamente variável (ou seja, analógicas): pressão, temperatura, velocidade, aceleração, fluxo luminoso, freqüência, tensão e muitas outras. Antes que tais informações sejam entregues a um computador, devem ser convertidas em dígitos binários (ou seja, em bits). Uma vez processada a informação, a saída digital do computador precisa ser convertida em sinais analógicos. Essas conversões analógica-digitais (A/D) e digital-analógicas (D/A) são executadas por CIs especiais, normalmente localizados no sistema do computador como portas de entrada (A/D) ou saída (D/A). Este artigo pretende explicar o que está envolvido nesses processos e o estágio atual de desenvolvimento.

O conversor analógico/digital é também conhecido como codificador, digitalizador ou quantificador.
O conversor digital/analógico é normalmente denominado conversor D/A monolítico, sendo também conhecido como decodificador.

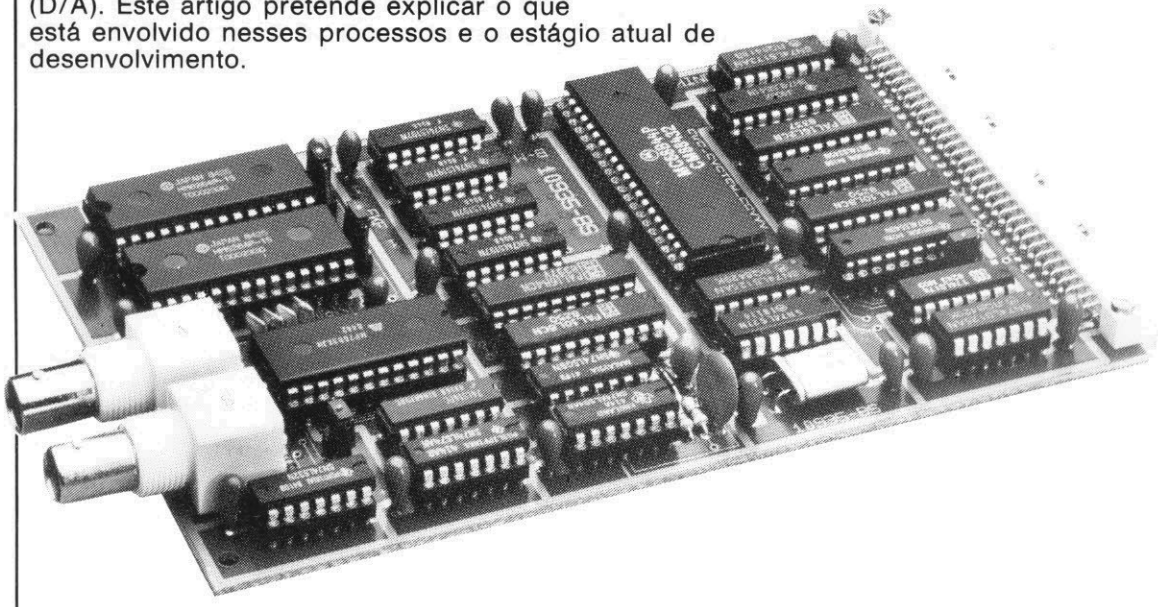


Figura 1 — Placa comercial de um conversor de 8 bits, projetado para processar sinais de vídeo.

Conversão A/D e D/A

um apanhado do atual estágio da tecnologia

Em um dos manuais de um grande fabricante de semicondutores pode-se ler: "Este livro fornece 34 tipos de conversores A/D; se nenhum dele satisfizer suas necessidades, existem outros 92 tipos à disposição. Qualquer informação sobre os mesmos será fornecida mediante pedido". As principais diferenças entre todos esses tipos são devidas a técnicas de circuito, aplicações e encapsulamento. Este último fator não será abordado nesta matéria, pois raramente irá afetar o projetista.

Processamento de dados

Como exemplo do que está envolvido nesse processo de dupla conversão, vamos considerar um sistema simples de processamento de dados, como o da figura 1, assumindo que o sensor é a objetiva de uma câmera eletrônica. A quantidade de luz captada pela lente é convertida, no interior da câmera, em sinais elétricos continuamente variáveis — que são amplificados, filtrados e convertidos em sinais digitais. O computador armazena e processa a informação e, baseado nela, produz um sinal digital que é transformado em analógico — o qual, depois de amplificado, é usado para focalizar a objetiva.

Conversor analógico/digital

Todos os fabricantes de semicondutores têm orgulho em enfatizar a "velocidade" de seus respectivos produtos. Mas o que realmente significa uam 'taxa de conversão de 100 MHz" ou um "tempo de conversão de 100 ns"? Que critérios devem ser levados em conta nesses circuitos conversores? Em nossa opinião, estes são os fatores de maior importância:

* Informações detalhadas sobre os sinais de entrada e saída (faixa dos sinais analógicos; impedâncias; codificações binárias; níveis lógicos).
* Taxa de conversão (que não é a recíproca do tempo de conversão).
* Informações sobre as interfaces de controle.
* Taxa de erro permissível.
* Efeito dos fatores externos sobre a precisão (temperatura, principalmente).

Além disso, é preciso saber também o seguinte:

* Faixa, resolução e filtragem do sinal de entrada.
* Alinearidade permissível.
* Estabilidade exigida para a fonte de tensão.

Como se vê, existe um grande número de caracterís-

ticas a considerar. Vamos, então, analisar as várias técnicas de conversão, seus prós e contras e em que bases pode-se formular determinadas aplicações.

Vejamos, primeiramente, a técnica da dupla rampa, muito conhecida por sua utilização em voltímetro digitais. Nesse processo, o ciclo de conversão consiste em dois períodos básicos de tempo. O período t_1 resulta da integração da tensão de entrada, durante um certo intervalo de tempo. A tensão de saída U_o do integrador é diretamente proporcional à de entrada (U_i). Ao final do período t_1, uma tensão U_r de referência é aplicada ao integrador, fazendo U_o decrescer. A integração prossegue, até U_o alcançar o nível de referência zero; o tempo tomado por U_o nessa parte, t_2, é o período da rampa descendente. O período t_1 é constante para cada tempo de conversão, enquanto t_2 depende de U_i.

Após a integração, chega-se à conclusão que

$$U_i = U_r t_2 / t_1$$

Desse modo, medindo-se t_1 e t_2 e conhecendo-se U_r com precisão, é possível determinar o nível da tensão analógica de entrada.

As vantagens dos circuitos que empregam essa técnica são: precisão inerente; excelente supressão de ruídos, dispensando travas lógicas; dispensam componentes externos de alta estabilidade ou tolerâncias estreitas; elimina a possibilidade de erros de codificação; e por fim, mas não menos importante, baixo custo. A principal desvantagem é a sua baixa taxa de conversão, situada entre 3 e 100 conversões por segundo. No caso dos voltímetros digitais, todas as vantagens são importantes, enquanto a desvantagem é insignificante.

2

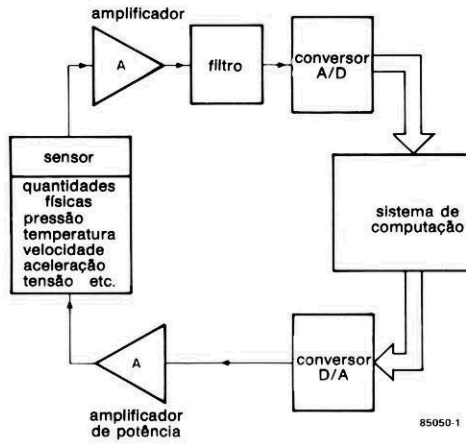
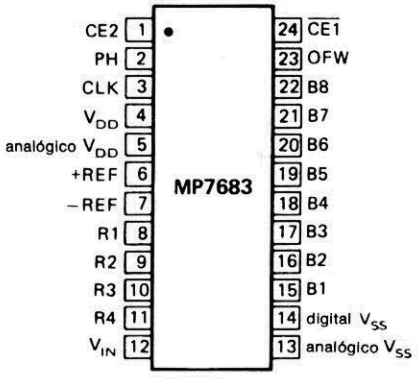
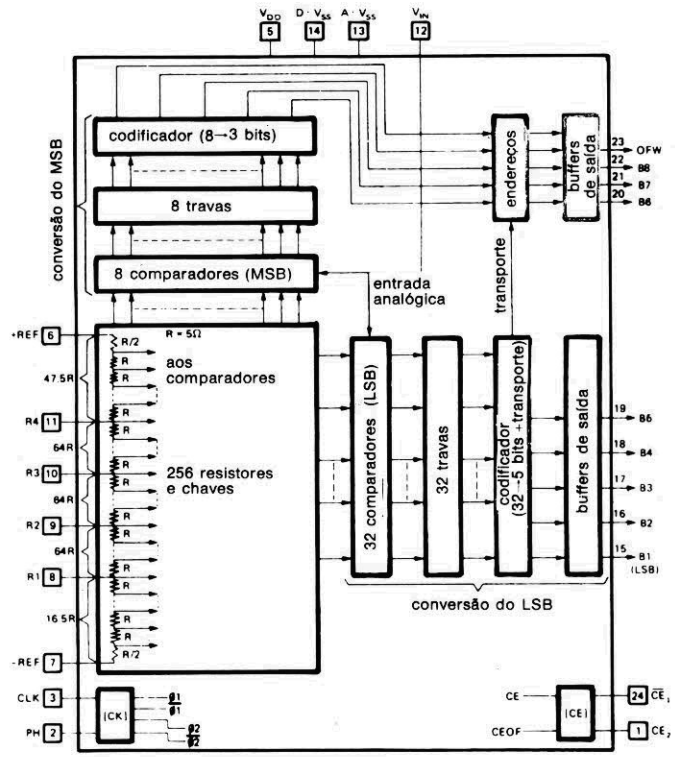


Figura 2 — Um sistema simples de processamento de dados. Note que os dados analógicos também são sinais elétricos.

3





85050-3

Figura 3 — Pinagem e diagrama de blocos de um conversor paralelo.

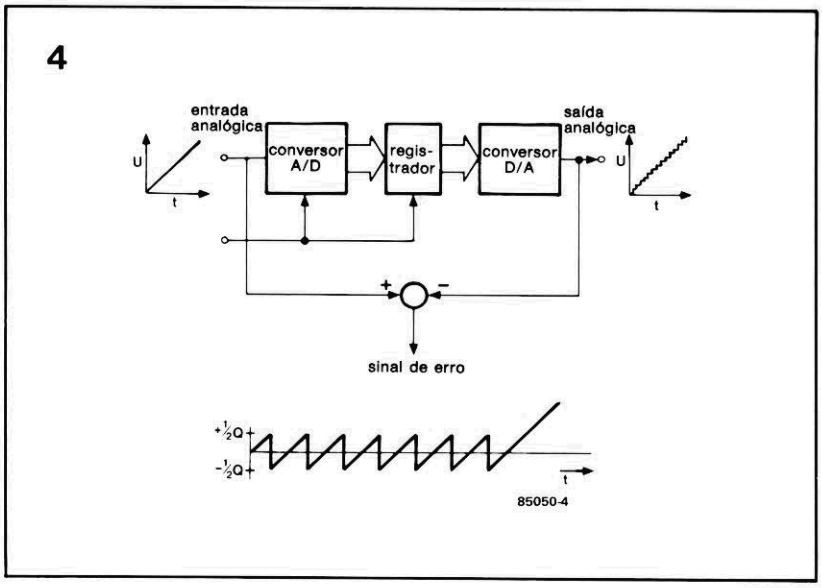


Figura 4 — Os processos de codificação e decodificação (a) levam inevitavelmente aos erros de quantificação (b).

O segundo método de conversão baseia-se na aproximação sucessiva. Essa técnica serial não é tão rápida como outras disponíveis, mas seu baixo custo, facilidade de implementação e recursos operacionais tornaram-na a mais utilizada, hoje em dia. O sistema de aproximação sucessiva emprega um conversor D/A em um laço de realimentação e, em operação, compara um bit por vez desse conversor, começando pelo mais significativo (MSB).

À medida que cada bit é comparado, a saída do comparador indica se a entrada analógica é maior ou menor que a saída do conversor D/A. Uma vez checados todos os bits desse conversor, o ciclo de conversão está encerrado e outro tem início. A principal vantagem desse método reside em sua relativa rapidez de operação, atingindo cerca de 10^5 conversões por segundo. Suas desvantagens são, além do custo elevado, a necessidade de componentes externos muito estáveis, a possibilidade de erros de conversão, a exigência de travas lógicas, e a dificuldade para o ajuste de zero.

Por outro lado, essas desvantagens são anuladas em grande parte implementando-se o conversor A/D no mesmo CI do amplificador de amostragem e retenção, incluindo circuitos de ajuste automático do zero e assim por diante.

O terceiro sistema, que entrou em cena há dois anos, apenas, é conhecido como codificador paralela ou **flash** e requer 2^{n-1} comparadores para n bits de informação. Justamente devido ao grande número de comparadores exigidos é que só recentemente a tecnologia de integração pôde acomodar todos os circuitos necessários em um único CI. Um exemplo típico de codificador baseado nessa técnica esta ilustrado na figura (onde somente um dos CIs é, obviamente, o conversor A/D).

A placa de interface mostrada é muito utilizada em robótica e nos equipamentos de radares meteorológicos, dispondo também de processadores gráficos. Sua taxa de aquisição de dados é de 5 MHz; a resolução, de 8 bits; e o tempo de conversão, 200 ns. Uma interface semelhante, contendo um circuito de controle DMA (acesso direto à memória), é compatível com os barramentos dos processadores 6809 e 68008.

Detalhes do CI conversor usado na figura 1 podem ser vistos na figura 3. O sinal de entrada, aplicado ao pino 12, é convertido em dois estágios. O primeiro estágio, composto por oito comparadores, oito travas, um decodificador e quatro **buffers** de saída, produz os três bits mais signi-

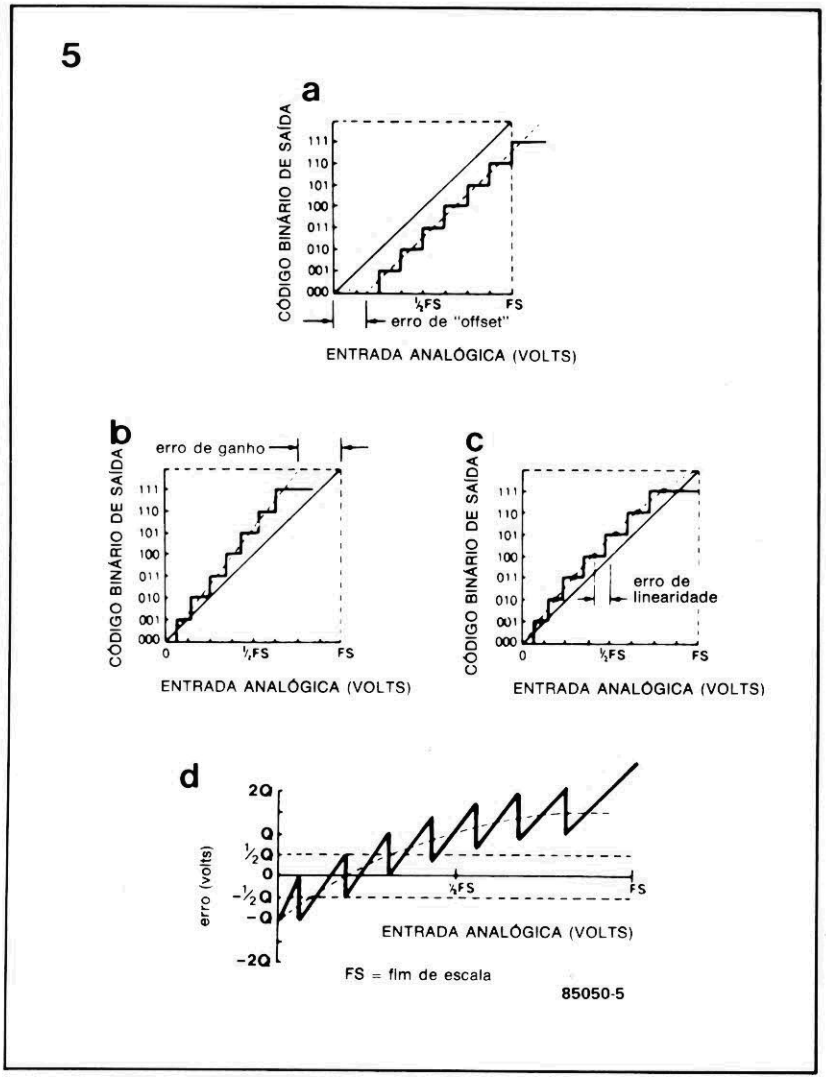


Figura 5 — Em um conversor A/D real, ocorrem erros de "offset" (a), de ganho (b) e de linearidade (c). O efeito combinado dos três gera o erro de quantificação.

ficativos (MSB). Os cinco bits menos significativos (LSB) são gerados pelo segundo estágio, que compreende 32 comparadores, 32 travas, um decodificador e cinco **buffers** de saída. A dissipação de potência dessa dupla estrutura é inferior à da conversão simples.

A tensão de referência para os 256 resistores e 40 estágios comutadores é aplicada entre os pinos 6 e 7. Os pontos de obtenção da tensão são conectados às entradas inversoras dos 40 comparadores. Existem, por fim, quatro entradas de controle: CLK (**clock**); PH (polaridade de **clock**); CE_1 (quando levado ao nível 1, esse terminal proporciona saída **tristate** em B1...B8); Ce_2 (em nível 0, esse terminal proporciona saída **tristate** em B1...B8 e no **buffer** OFW, pino 23).

A saída OFW pode ser usada como um nono bit, sempre que dois desses integrados são ligados em cascata. Como exemplo, quando a tensão de entrada é de 2,56 V e a tensão de referência, 5,12 V, o código de saída é 10 000 000. O ciclo completo de conversão ocorre durante um pulso de **clock.**

O que torna essa técnica atraente é, sem dúvida, sua elevada taxa de conversão de 5 MHz. Sua desvantagem ainda é o grande número de circuitos necessários e o espaço físico correspondente, em relação às outras duas técnicas.

O erro de quantificação

Esse é um erro fundamental, associado à divisão de um sinal continuamente variável (analógico) em um número finito de bits; seu valor máximo é±Q2 (onde Q = LSB). A título de exemplo, a figura 4 apresenta de forma esquemática a conversão de um sinal tipo rampa da forma analógica para a digital e novamente para a analógica. Quando o sinal de saída do decodificador é deduzido do sinal original, ou vice-versa, surge um sinal de erro, que pode ser considerado como a saída RMS de um gerador de ruído ($U_g = Q/\sqrt{12}$), superposto ao sinal de entrada. Por isso, o efeito é denominado, algumas vezes, "erro de quantificação".

Esse parâmetro é obviamente importante na seleção de CIs conversores A/D e D/A para circuitos de áudio que empregam a técnica PCM (modulação codificada em pulsos). A tabela 1 relaciona as características essenciais, onde pode-se concluir porque são normalmente escolhidos, para esses casos, CIs com resolução de 16 bits (embora muitas vezes sejam usados também os de 14 bits): eles exibem uma relação sinal/ruído de 107,1 dB e uma faixa dinâmica de 96,3 dB.

6

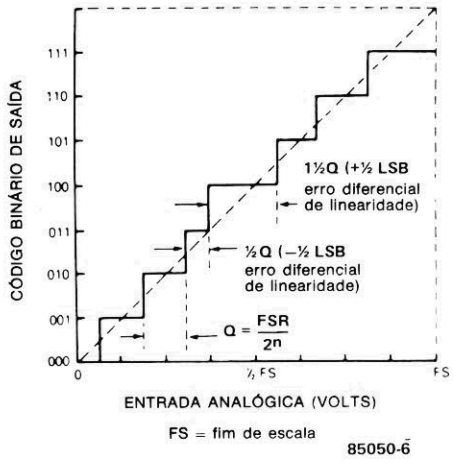


Figura 6 — Ilustração de um erro de linearidade diferencial de — LSB/2. Quando o erro é negado, cada estágio de conversão exibe uma saída exatamente igual a Q.

Erros de linearidade, ganho e offset

As curvas que representam esses erros aparecem na figura 5. Considerados em conjunto, resultam em um erro de quantificação que não parece tão uniforme quanto o da figura 4. Contudo, esse erro combinado não é mais causado apenas pelo sistema, como o erro puro de quantificação, sendo provocado principalmente pelas técnicas de produção e fatores externos dependentes da temperatura.

O **erro de offset** é o deslocamento, em relação ao eixo X, presente na característica real de conversão (no caso ideal, ela deveria partir de zero).

O **erro de ganho**, estritamente falando, é um erro de escala: é a diferença, em inclinação, entre as curvas real e ideal (assumindo, no caso, que o erro de **offset** tenha sido cancelado).

A **não linearidade** pode ser interpretada de duas formas. Na primeira, ela é vista como um **erro integral de linearidade** (figura 5c), ou seja, o desvio máximo em relação a uma linha reta traçada entre as extremidades da característica de transferência do conversor. Na segunda, é considerada um **erro diferencial de linearidade** (figura 6), isto é, o máximo desvio de cada degrau de conversão em relação ao valor ideal — que equivale a FFE (faixa de fundo de escala) dividida por 2^n, onde n é a resolução, em bits.

Ao selecionar CIs conversores, não se deve, é claro,

Tabela 1 — Parâmetros para conversão de dados

Tabela 1

resolução (n)	estados (2^n)	peso binário (2^{-n})	Q para FE = 10 V	relação S/R (dB)	faixa dinâmica (dB)	saída máx. p/ FE = 10 V (V)
4	16	0,0625	0,625 V	34.9	24.1	9.3750
6	64	0.0156	0.156 V	46.9	36.1	9.8440
8	256	0.00391	39.1 mV	58.9	48.2	9.9609
10	1024	0.000977	9.76 mV	71.0	60.2	9.9902
12	.4096	0.000244	2.44 mV	83.0	72.2	9.9976
14	16384	0.0000610	610 µV	95.1	84.3	9.9994
16	65536	0.0000153	153 µV	107.1	96.3	9.9998

FE = fundo de escala

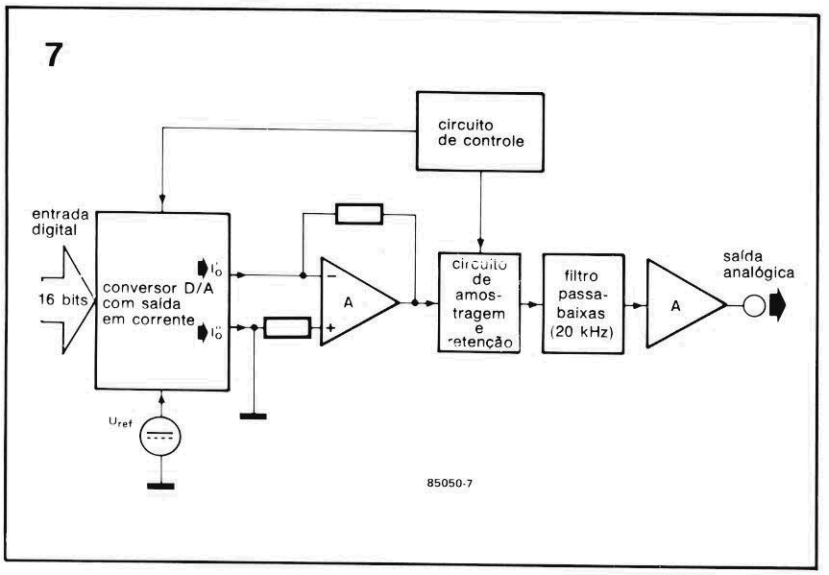


Figura 7 — Exemplo de uma conversão D/A de alta resolução: o sinal de áudio, em PCM de 16 bits, primeiramente codificado e depois decodificado.

tratar esses parâmetros de forma absoluta. Assim, por exemplo, para um conversor A/D usado em áudio PCM, o máximo valor de distorção é muito mais importante que o máximo erro de linearidade.

O conversor digital/analógico

A conversão D/A pode ser efetuada de várias maneiras, das quais duas vamos analisar aqui. A primeira é o método da saída de corrente, ilustrado esquematicamente na figura 7. Nesse caso, os bits são convertidos em correntes constantes, I'o e I"o.

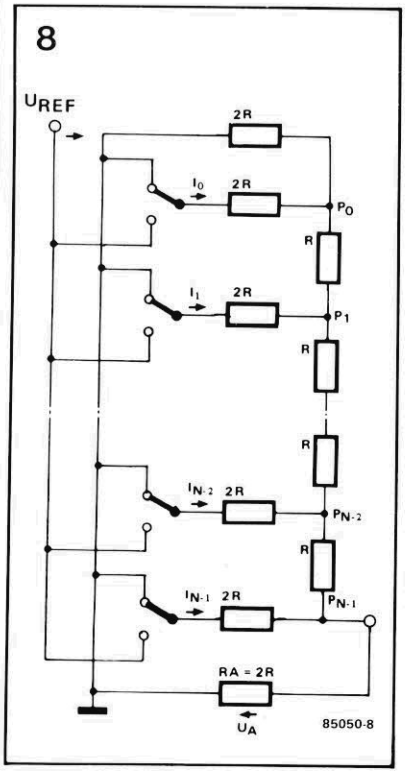


Figura 8 — Diagrama de blocos ilustrando a técnica R-2R.

*Esse tipo de ruído, conhecido por **glitch**, em inglês, é um pulso espúrio de curtíssima duração, causado pelo chaveamento entre estados de conversão, e que pode ser confundido com um bit.*

Sempre que o bit de entrada é 0 ou 1, as duas correntes são idênticas, fazendo com que a saída do amplificador diferencial seja 0 V. Se as correntes não forem iguais, a saída desse amplificador assume um valor finito.

Vamos considerar um exemplo baseado na figura 7, onde um sinal digital de áudio é convertido em analógico. O CI conversor é um tipo de 16 bits, naturalmente. A tensão de saída do amplificador diferencial é aplicada a um estágio de amostragem e retenção, que suprime qualquer ruído com eficiência. Em seguida, um filtro passa-baixas remove todo o ruído de varredura, e o sinal finalmente surge na saída.

Esse tipo de implementação, que pode ser encontrada nos toca-discos digitais a laser, por exemplo, exibe um fator máximo de distorção de apenas 0,005%, ao longo de uma faixa de 20 kHz e uma faixa dinâmica de 96 dB. Existem conversores D/A de 16 bits que combinam as técnicas da saída em corrente e R-2R. Nesse caso, os quatro bits mais significativos (MSB) são processados pelo primeiro método e os quatro menos significativos (LSB) pelo segundo. Segundo especificações dos fabricantes, essa combinação tem o poder de reduzir os erros de linearidade diferencial e integral a valores bem menores que os verificados em outros sistemas.

A segunda técnica é baseada em uma rede resistiva R-2R, como a que se vê na figura 8. Apenas um ramo da malha é ligada por vez a U_{ref}, enquanto os demais permanecem aterrados. Cada ramo produz uma corrente em sucessão (as chaves mostradas são eletrônicas), que flui pela malha e é dividida por 2 em cada junção. Assim sendo, a corrente tributária de cada ramo, ao fluir através da carga R_A, é "pesada" binariamente de acordo com o número de junções pelas quais passou. A tensão resultante produzida em R_A é, portanto

$$U_A = U_{REF}/2^1 + U_{REF}/2^2 + \ldots U_{REF}/2^n$$

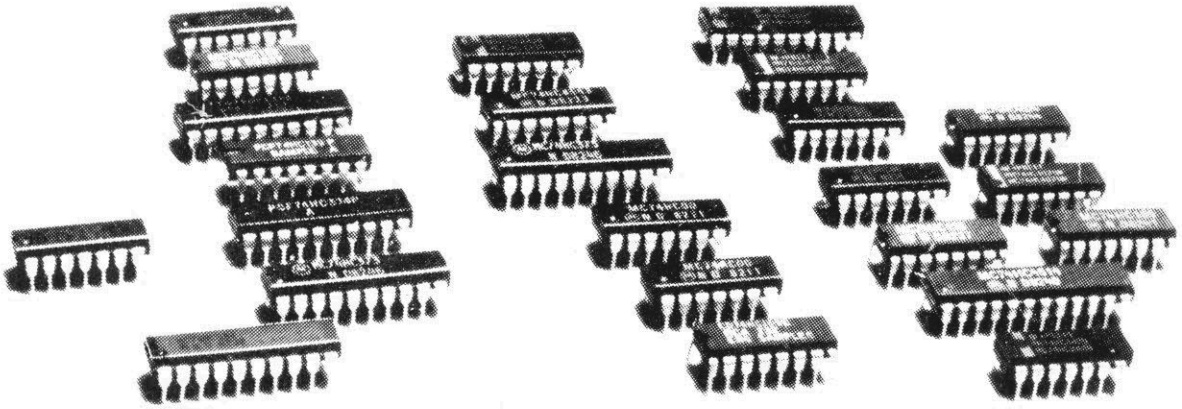
onde n é o número de ramos presentes. Essa tensão é comparada, em etapas, com a tensão digital de entrada.

Considerações finais

Na procura por uma solução para seu problema de conversão, pode ser que você não encontre a ideal. Será preciso, então, chegar a uma solução de compromisso, particularmente no que se refere ao custo, porque os preços são realmente elevados. ◀

Literatura

Full Line Catalog 1984 and Application Notes
Micro Power Systems, Santa Clara, USA
Data Acquisition Handbook
Intersil, Cupertino, USA
A/D and D/A Conversion Manual
Motorola
Data Book of Analogue Devices
Burr-Brown; Harris; National Semicondutor
A/D and D/A Conversion
Elektor, março de 1982, pág. 3-43 a 3-46



novos integrados CMOS de alta velocidade

Velocidade não é magia mas tem seu preço: quanto mais rápidos são os circuitos lógicos, mais corrente exigem. A tecnologia TTL é rápida, mas tem alto consumo, enquanto a CMOS é mais econômica, porém mais lenta. Agora, circuitos de alta velocidade tornaram possível combinar a rapidez da TTL-LS com a economia da CMOS. Uma nova família que poderá ser normalizada em breve e substituir, eventualmente, tanto a CMOS como a TTL.

Novos circuitos CMOS de alta velocidade

a velocidade dos TTL-LS aliada ao baixo consumo dos CMOS

Situação atual

Os CIs digitais bipolares estão sendo usados há cerca de 15 anos, quase sem concorrência. Primeiramente, e por muito tempo até, a tecnologia de circuitos lógicos apostava na rapidez; daí o sucesso das famílias TTL e ECL. O grande problema que permanecia, porém, era a dissipação de potência.

Apareceu então a tecnologia CMOS, proporcionando um consumo bastante reduzido, uma vasta gama de tensões de alimentação e uma elevada imunidade a ruídos. Seu grande inconveniente era a lentidão de funcionamento.

Ao longo dos últimos anos, os integrados CMOS tornaram-se ligeiramente mais rápidos e os TTL, através da versão LS, viram seu consumo baixar. Apesar de tudo, as duas tecnologias são bastante diferentes. No momento atual, a CMOS oferece o melhor compromisso entre velocidade e consumo.

Recentemente, surgiram os circuitos CMOS de alta velocidade, que combinam a rapidez dos TTL-LS com as vantagens inerentes à família CMOS. E o elemento mais novo da família TTL, a versão ALS, é mais rápido que os TTL-LS, consumindo apenas metade da corrente.

1

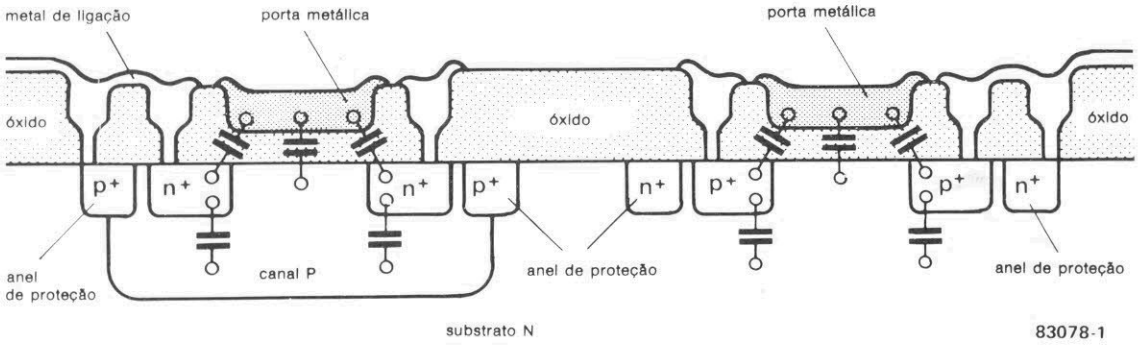


figura 1 — Vista em corte de um circuito fabricado pelo processo de porta metálica. Reduzindo-se as capacitâncias parasitas (que aparecem representadas no esquema), a velocidade de comutação é consideravelmente elevada.

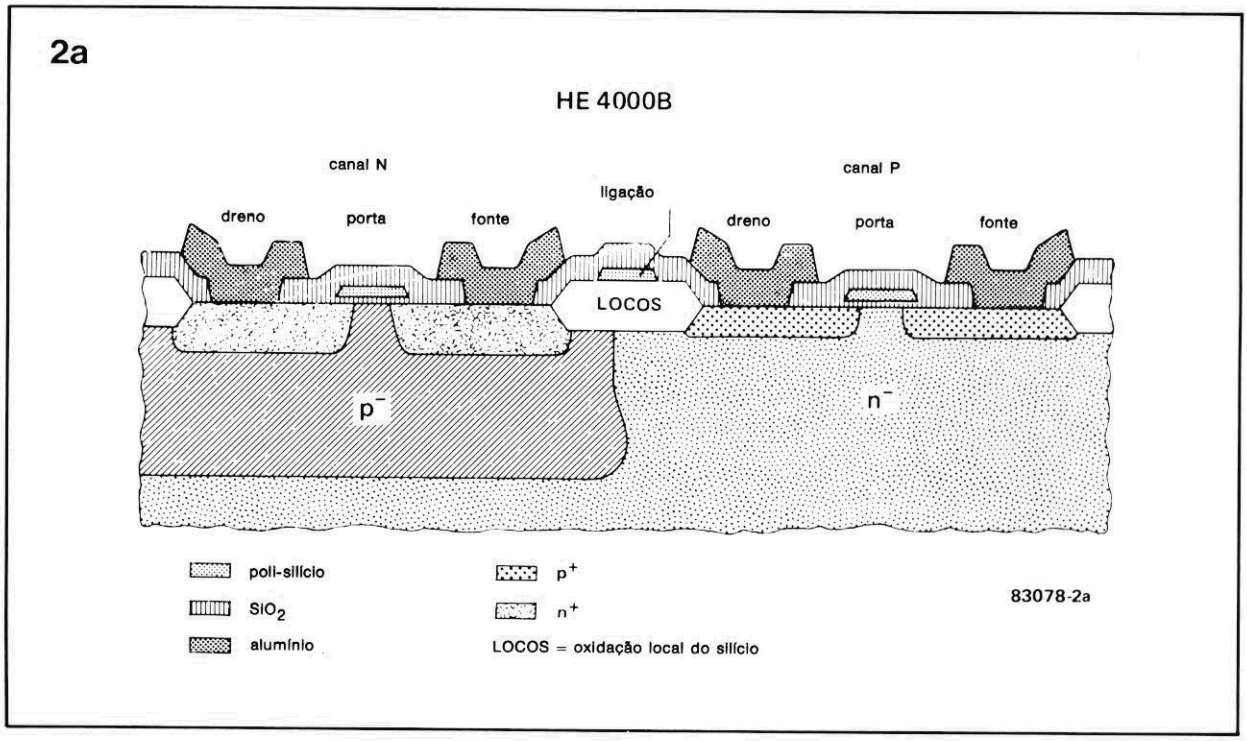


figura 2a — Vista em corte de um circuito da família HE 4000B, produzido segundo a técnica das portas de silício. A redução das capacitâncias internas, aqui, também proporciona comutação mais rápida.

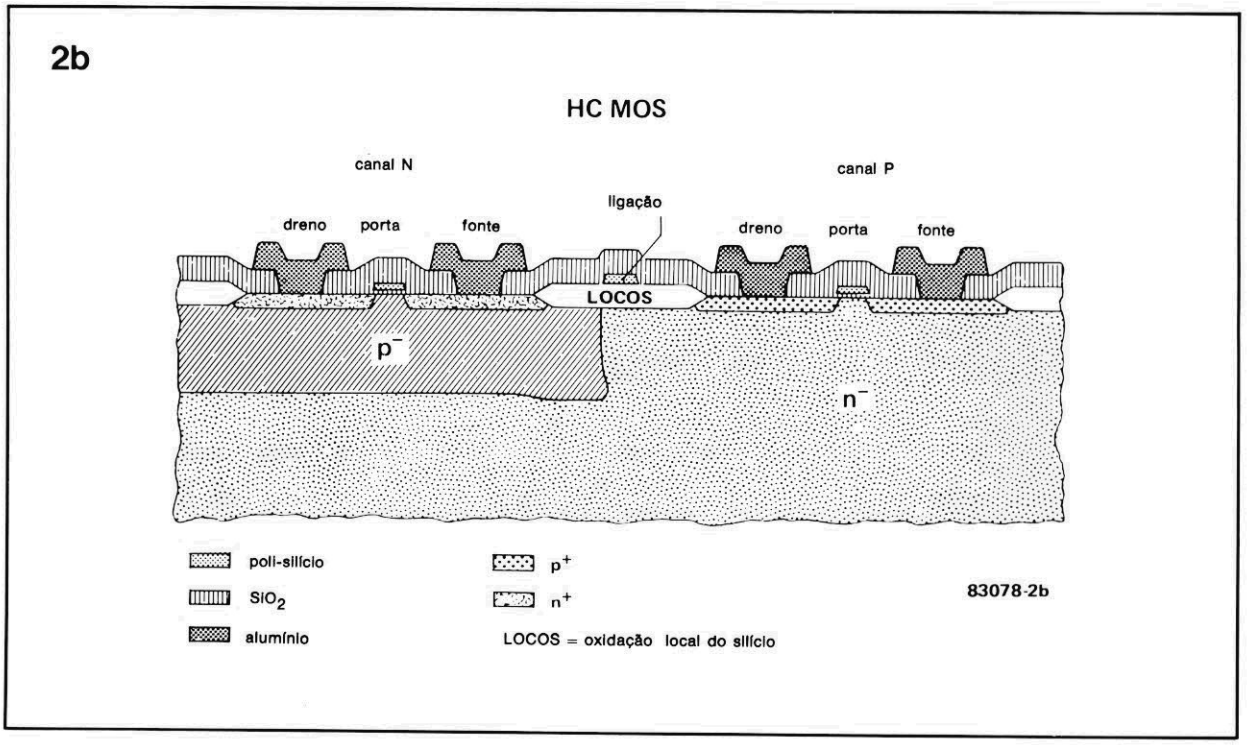


figura 2b — Os HCMOS também são fabricados pelo processo da porta de silício. Mas esta estrurura, com portas menores, oferece uma drástica redução das capacitâncias internas e um maior ganho de corrente dos transistores. Assim, os HCMOS exibem maiores correntes de saída e são mais rápidos.

Como os Cmos tornaram-se mais rápidos

Os CMOS normalizados, assim como a maioria dos que utilizam adaptadores (*buffers*), são fabricados pelo processo de porta metálica. A figura 1 mostra, em corte, um circuito feito com essa técnica, onde estão representados os transistores complementares canal N e canal P. As capacitâncias parasitas entre dreno, fonte e porta também estão representadas, para melhor compreensão.

A velocidade de comutação de um transistor MOS é determinada pelo tempo exigido para a carga e descarga dessas capacitâncias internas, bem como das capacitâncias da carga, externas. Esse tempo depende ainda do ganho em corrente do transistor (h_{fe}); assim, um transistor com h_{fe} maior pode "puxar" mais corrente e descarregar mais rapidamente essas capacitâncias.

Como consequência da tecnologia de portas metálicas, os transistores possuem uma porta relativamente ampla, que se sobrepõe parcialmente ao dreno e à fonte. Os resultados inevitáveis são o baixo ganho de corrente e capacitâncias elevadas.

Assim, para aumentar a velocidade de comutação, é preciso reduzir as capacitâncias parasitas e aumentar o

ganho em corrente dos transistores. Essas características já existem na tecnologia de porta de silício, que desde meados dos anos 70 vem sendo aplicada na confecção de processadores CMOS, memórias e ainda na família de integrados HEF 4000B. Estes circuitos são cerca de três vezes mais rápidos que os da série normalizada 4000, fabricados pela tecnologia de porta metálica.

A figura 2 mostra a estrutura do par complementar de transistores (canais N e P) da família HEF 4000 B. A porta do transistor já não é de alumínio, mas de poli-silício embebido numa camada de óxido de silício. O poli-silício aceita ser implantado em camadas mais finas que o metal e, por isso, pode ser introduzido com maior precisão, sobrepondo-se menos ao dreno e à fonte; assim, ficam automaticamente reduzidas as capacitâncias parasitas. Por outro lado, a menor extensão da porta e a finíssima camada de SiO_2, colocada por baixo, permitem elevar o ganho em corrente.

Os primeiros circuitos CMOS fabricados segundo a tecnologia das portas de silício exibiam portas com uma espessura em torno dos 6 μm. A redução para 3 μm, obtida recentemente, aliada a uma maior precisão no posicionamento das finíssimas camadas isoladas, possibilita uma velocidade de comutação cinco vezes maior e um incremento em 10 vezes na corrente de saída. Foi possível, dessa forma, atingir mais um marco tecnológico com essa nova família de circuitos lógicos, que se mostra equivalente à série TTL-LS, do prisma da velocidade e corrente de saída.

As séries 74HC e 74HCT

As semelhanças entre os novos CMOS de alta velocidade e a tradicional família 4000 resumem-se apenas às boas características destes: baixo consumo, pequena dissipação, alta imunidade a ruídos na entrada e uma extensa faixa de temperaturas de operação.

3

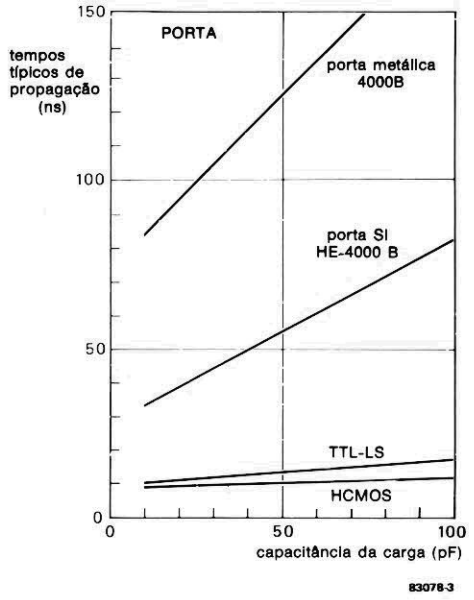


figura 3 — Tempos de propagação de porta para a saída, com indicações da velocidade de comutação. Vê-se que os HCMOS, além de serem mais rápidos que os CMOS de porta metálica ou de silício, apresentam uma ligeira vantagem sobre os TTL-LS.

4

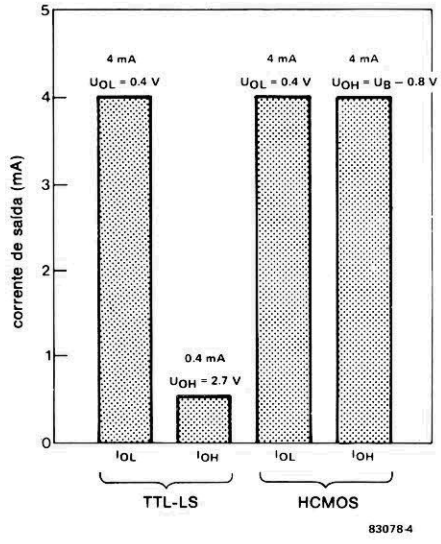


figura 4 — Em contraste com os TTL-LS, os HCMOS podem comutar correntes de 4 mA nos dois estados lógicos.

Externamente, no entanto, os modelos de alta velocidade são compatíveis com a série TTL, com os mesmos pinos, funções lógicas e numeração. Essa inteligente medida dos fabricantes tem a vantagem de dispensar uma nova normalização para a série 4000.

Igualmente perspicaz foi a decisão de fazer duas versões dos CMOS de alta velocidade: a série 74HC, operando com tensões entre 2 e 6 V, e a série 74HCT, com alimentação de 5 V±10% e níveis lógicos TTL. Nos demais parâmetros as duas séries são idênticas; a abreviatura HC vem de *high speed CMOS* (CMOS de alta velocidade), enquanto o "T" adicional de HCT indica a compatibilidade com os TTL.

Essa compatibilidade é uma característica bastante atraente dessa família; o usuário logo percebe que um CI da série 74HCT não passa de um integrado 74LS com um consumo de energia muito menor. Às vezes os sonhos tornam-se realidade!

As duas versões dispõem de adaptadores, exibindo níveis de saída simétricos (ou seja, com o mesmo valor de corrente nos dois níveis lógicos). No entanto, alguns dos 120 tipos de numeração ímpar da série HC também

5

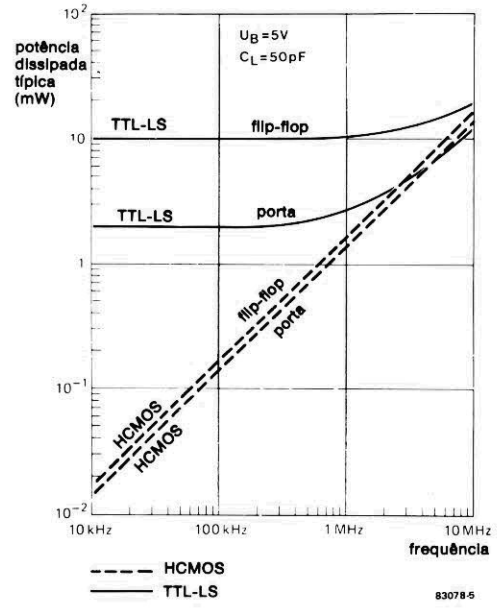


Figura 5 — Os HCMOS E OS CMOS apresentam a mesma evolução da potência dissipada em função da velocidade de comutação. No caso de uma porta simples, a potência dissipada aproxima-se dos valores da TTL-LS em torno dos 5 MHz; para os flip-flops, isto ocorre aos 10 MHz.

6

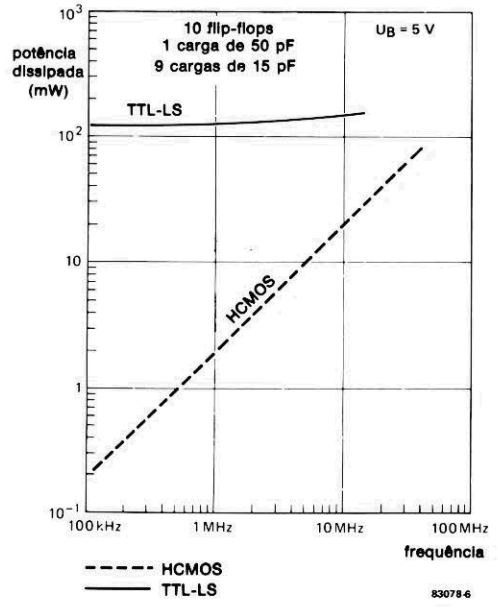


figura 6—Em circuitos mais complexos — como uma rede de 10 flip-flops, por exemplo — a dissipação dos HCMOS é claramente inferior à dos TTL-LS, mesmo para frequências elevadas.

são encontrados sob a forma de inversores sem adaptador, tendo HCU como sigla (onde U vem de *unbuffered*, isto é, sem *buffer*). Esses tipos são aproveitados na confecção de osciladores RC ou a cristal, circuitos com nível variável de disparo e em outros sistemas com operação linear.

Embora a família 74HC ofereça um CI equivalente para cada integrado da série 74LS, pode-se encontrar nela também alguns CIs populares da série 4000, principalmente aqueles que não possuem correspondentes nas famílias TTL. Assim, por exemplo, o popular contador e oscilador 4060 é encontrado na nova série CMOS sob a referência 74HC4060. A frequência de *clock* varia entre 40 e 60 Hz, de acordo com o fabricante (com uma capacitância de carga de 15 pF).

Velocidade e fan-out

Como dissemos, as principais vantagens da nova família CMOS sobre a tradicional são a velocidade de comutação e o *fan-out*, ou seja, a corrente que pode ser fornecida à carga; ambas, nos CMOS de alta velocidade, são comparáveis às da TTL. A figura 3 mostra os gráficos dos tempos de propagação do sinal, em função da capacitância de carga, para os CMOS de porta metálica, porta de silício (com adaptadores de saída), TTL-LS e CMOS de alta velocidade.

É claro que os HCMOS são apenas um pouco mais rápidos que os TTL-LS; só que a pequena vantagem no tempo de propagação, com capacitâncias crescentes de carga, torna possível um aumento significativo na corrente de saída. Os tempos de propagação típicos dos HCMOS são de 8 ns com 10 pF, 10 ns com 50 pF e 11,5 ns com 100 pF.

É importante também o confronto com outras versões da família TTL, especialmente com a nova série ALS, que é duas a três vezes mais rápida que a TTL-LS. A tabela 1 fornece uma comparação entre os HCMOS e vários CIs típicos da série 74.

As versões HCMOS com adaptador apresentam características idênticas de saída. Tal como nos CMOS, são características simétricas, tendo o máximo de 4 mA como corrente de saída, em ambos os níveis lógicos (algumas versões, projetadas para serem acopladas a barramentos de dados, podem fornecer até 6 mA nos dois sentidos).

A figura 4 faz uma comparação entre os níveis de corrente de saída para as séries HCMOS e TTL-LS. Veja que para o nível lógico 0 não há diferença entre as correntes: em ambos os casos é possível fornecer 4 mA para 0,4 V de tensão na saída. Em contrapartida, quando a saída vai para o nível 1 e a tensão de alimentação é de 5 V, os HCMOS conseguem fornecer os

mesmos 4 mA para tensões de saída não inferiores a 4,2 V, enquanto os TTL-LS só entregam 0,4 mA com tensões nas inferiores a 2,7 V.

Pode-se acoplar, a um circuito HCMOS com saída normalizada, até 10 entradas TTL-LS, que é exatamente o padrão desta família; o *fan-out*, portanto, é 10. Nos circuitos excitadores de barramentos ele sobe para 15 cargas TTL-LS e, no caso de a carga ser um grupo de circuitos HCMOS (cuja corrente típica de entrada é 1 μA), quase não existe efeito de carga.

Assim, o *fan-out* é limitado praticamente pela capacitância de entrada (5 pF, normalmente) e não pela corrente que pode ser fornecida à carga. Até 20 entradas HCMOS podem ser ligadas a uma saída da mesma série, sem qualquer deterioração notável do sinal. Se a velocidade e a relação sinal/ruído não forem cruciais, será possível ligar até 4 mil entradas a uma só saída. É a única forma de esgotar, ao menos teoricamente, os 4 mA que uma saída pode fornecer.

Maior consumo de corrente em altas frequências

O baixo consumo de corrente não só reduz os custos de operação como torna também os circuitos mais confiáveis, graças ao pequeno aquecimento. A corrente de repouso dos HCMOS, tal como nos CMOS, é consideravelmente inferior à dos TTL, sendo as correntes de fuga de apenas alguns microampères. Mas, em operação, a carga e descarga das capacitâncias externas provocam uma elevação na drenagem de corrente.

Quanto mais elevada a frequência, maior será esse consumo — aspecto em que não há diferenças entre HCMOS e os CMOS convencionais; só que os HCMOS podem comutar mais rapidamente e, consequentemente, dissipam potências maiores. Entretanto, as correntes exigidas pelos TTL são tão elevadas, que só em frequências muito altas os valores chegam a equivaler nas duas famílias (figura 5).

7

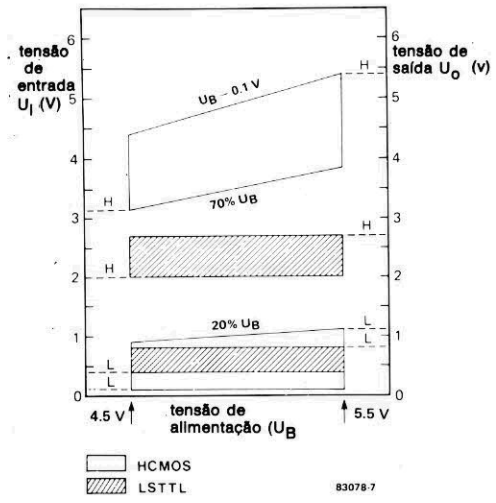


figura 7 — Vê-se aqui que a imunidade a ruídos dos HCMOS é bem superior à dos TTL-LS.

8

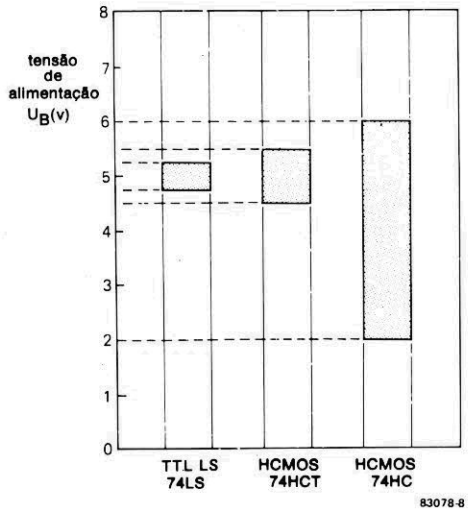


figura 8 — A máxima variação de tensão permitida pela série 74HCT (10%), equivale ao dobro da TTL-LS. Além disso, as séries 74HCS aceitam alimentação até de 2 V.

9

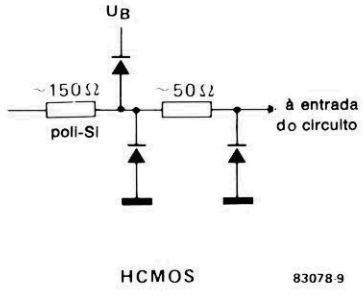


figura 9 — Aperfeiçoamento da proteção de entrada contra cargas eletrostáticas dos circuitos HCMOS, em relação aos CMOS comuns.

Tabela 1

portas		HCMOS	LS-TTL	ALS-TTL	S-TTL	unidade
74XX00	tempo de propagação	8	8	5	4	ns
74XX04	tempo de propagação	8	8	4	3	ns
multiplexador/decodificador						
74XX139	tempo de propagação					
	seleção	25	25	8	8	ns
	habilitação	20	21	8	7	ns
74XX151	tempo de propagação					
	endereçamento	26	27	8	12	ns
	strobe	17	26	7	12	ns
conjunto de 6 a 18 flip-flops						
74XX174	tempo de propagação	18	20	7	13	ns
	frequência de operação	50	40	50	100	MHz
74XX374	tempo de propagação	16	19	7	11	ns
	habilitação/desativação	17	21	9	11	ns
	frequência de operação	50	50	50	100	MHz

Tabela 2 — Códigos dos vários tipos de HCMOS

fabricante	HCMOS	HCTMOS	HCUMOS
General	74 HC04	74 HCT04	74 HCU04
Philips/Valvo	PCF 74HC04	PCF 74HCT04	PCF 74HCU04
RCA	CD 74HC04	CD 74HCT04	CD 74HCU04
Fairchild	74 HC04	*	*
National Semiconductor	MM 74HC04	MM 74HCT04	MM 74HCU04
Motorola	MC 74HC04	MC 74HCT04	MC 74HCU04

* ainda não disponíveis

Nota: a tabela apresenta versões HCMOS dos CIs 7404 (TTL) e 74LSO4 (TTL-LS).

Na mesma figura 5 pode-se apreciar as diferenças básicas entre os HCMOS e os TTL-LS. Considerando apenas um circuito ativado a poucos megahertz, é óbvio que a dissipação é muito próxima, nos dois casos. Num sistema prático, no entanto, há sempre um grande número de CIs, tais como portas, flip-flops etc.; os integrados TTL exigem sempre a mesma corrente, ao passo que os HCMOS só consomem uma corrente apreciável quando estão comutando rapidamente.

Assim, por exemplo, em um contador com 10 flip-flops TTL-LS, todos os elementos dissipam a mesma potência; se usarmos HCMOS, cada flip-flop só exigirá metade daquela potência. Esse fato faz a balança pender fortemente para o lado dos HCMOS, conforme nos mostra a figura 6. Num sistema a microprocessador, com uma CPU operando a 2 ou 4 MHz, os circuitos HCMOS consomem apenas uma fração do que é pedido pelos TTL-LS. Mesmo em sistemas com microprocessadores funcionando a 10 MHz a dissipação dos HCMOS não ultrapassa um oitavo da exigida pelos TTL-LS.

Alimentação, nível de entrada e relação S/R

A tensão de alimentação, para as versões HC e HCU da família CMOS, pode variar entre 2 e 6 V, como vimos. A extensão da faixa de alimentação até o nível inferior de 2 V é particularmente interessante na concepção e produção de futuros microprocessadores e memórias, que irão pedir fontes com tensões inferiores a 5 V. Pode-se adotar fontes sem estabilização e apenas uma pilha de lítio ou duas de níquel-cádmio são suficientes como fontes de emergência.

Os níveis de comutação dos HCMOS são, de longe, melhores que os TTL-LS, como se pode ver pela figura 7. Isto significa, por um lado, elevada imunidade a ruídos, mas por outro que as entradas HCMOS não podem ser ligadas a saídas TTL, se a fonte é de 5 V. Os CIs da versão HC, no entanto, são compatíveis com os TTL-LS, se receberem uma alimentação de 3 V. Além disso, existe a versão HCT, perfeitamente compatível com os TTL alimentados com 5 V; seus níveis de entrada e imunidade a ruídos são comparáveis aos dos TTL-LS. E, em contraste com estes, os HCT toleram uma variação de ±10% na

tensão de alimentação (figura 8).

Comparando as entradas dos tradicionais CIs da série 4000 com as dos novos HCMOS, verifica-se uma acentuada melhoria na proteção contra descargas eletrostáticas. O circuito de proteção de entrada apresentado na figura 9 contém um resistor de poli-silício, cuja função é limitar a corrente que normalmente passaria pelo diodo de proteção e reduz sua velocidade de subida. Os diodos, por sua vez, são também mais resistentes que os utilizados nos CMOS comuns.

Fabricantes

Os HCMOS são produzidos por quase todos os fabricantes, tendo contribuído na elaboração deste artigo os seguintes: Philips/Valvo, RCA, National Semiconductor, Motorola e Fairchild. Os CIs produzidos por eles, nas séries 74HC, 74HCT e 74HCU, são idênticos em todos os parâmetros importantes. Existem acordos entre a National e a Motorola, por um lado, e entre a Philips/Valvo e a RCA por outro, no sentido de desenvolver e partilhar máscaras de circuitos HCMOS.

Há algumas pequenas diferenças nos valores estabelecidos para os tempos de propagação e frequência máxima de *clock* permitidos. Embora haja conformidade entre os tempos de propagação das portas (NE, NOU etc., com 8 a 9 ns, com carga de 15 pF), os flip-flops e contadores da RCA e Philips são ligeiramente mais rápidos que os demais. Assim, por exemplo, a máxima frequência de *clock* do 74HC74 é de 60 kHz (RCA) ou 40 kHz (National, com cargas de 15 pF.

Outros valores mínimos garantidos pelos fabricantes não podem ser comparados aqui, devido à falta de informações. A tabela 2 mostra as diferenças existentes entre os códigos dos vários fabricantes: cada um adota seu próprio prefixo. As diferenças mais importantes, porém, encontram-se no encapsulamento: apenas a Philips/Valvo e a RCA planejaram a produção de seus HC compatíveis com TTL-LS até o nível da mesma pinagem. Os outros têm restringido sua produção de compatíveis a alguns tipos, somente (principalmente adaptadores, decodificadores e outros CIs relacionados a computadores).

Aplicações

Os integrados HCMOS não são baratos; seus preços são consideravelmente mais elevados que os dos TTL-LS correspondentes. Assim, essa nova tecnologia só teria interesse imediato em aplicações onde os CMOS sejam muito lentos ou o consumo dos TTL-LS muito elevado. À medida que o custo vá se tornando mais atrativo, porém, é provável que a série HCT venha a substituir a TTL-LS, enquanto a família HC deverá invadir os domínios da série 4000.

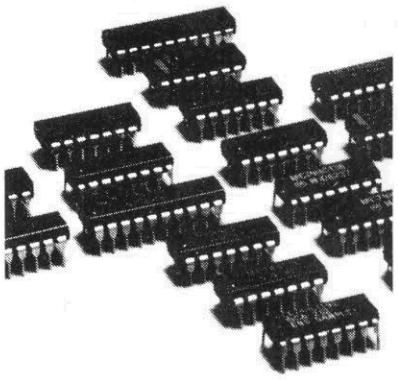
Mais adiante, com as aplicações práticas já vulgarizadas, os CIs da série HCT poderão substituir inteiramente os TTL-LS. Atualmente, inclusive, já podemos renovar com HCT-CMOS circuitos inteiros projetados com TTL-LS, sem qualquer problema. Em princípio, é possível converter placas TTL ou TTL-LS para HCMOS, desde que a substituição seja integral; não pode é haver "mistura" de tecnologias. Em caso de dúvida, basta adotar a seguinte regra: desde que a tensão de alimentação seja suficiente, um HCMOS pode afetar um TTL, mas a recíproca não é verdadeira.

Outro ponto que merece destaque nessas conversões de circuitos é que as entradas não utilizadas dos circuitos MOS (sejam HC, HCT ou HCU) devem sempre estar ligadas à terra ou a +Vcc. Isto é importante porque as entradas TTL podem ser deixadas em aberto, condição em que assumem o nível lógico 1.

Finalmente, convém ressaltar que alguns fabricantes batizaram essa nova tecnologia com nomes diferentes. A Fairchild, por exemplo, chamou-a de FACT (*Fairchild Advanced CMOS Technology*(, enquanto a RCA preferiu o nome QMOS. Esse fato não altera, porém, o que já foi dito ao longo do artigo sobre padronização e prefixos.

E para o futuro?

Pelo menos 150 integrados HCMOS diferentes já estão sendo produzidos e preve-se um aumento desse número para os próximos anos. Quantidades apreciáveis desses circuitos já podem ser encontradas nos catálogos de fornecedores americanos e europeus. Em um deles, encontramos aplicações interessantes, como o caso de um modem de um só integrado. Tudo indica que essa família realmente promete. ⏮



novos integrados CMOS de alta velocidade

TTL
Lógica Transistor-Transistor. Circuitos que atuam até os 35 MHz e exibem correntes de entrada de 1,6 mA

TTL-S
CIs TTL que utilizam transistores e diodos Schottky, obtendo um compromisso entre rapidez e potência. Sua máxima frequência de operação é de 50 MHz e a dissipação, em torno de 2 mW (em contraste com os 10 mW dos TTL comuns).

TTL-ALS
Versão aperfeiçoada da TTL-LS, ligeiramente mais rápida e com apenas metade do consumo de corrente.

ECL
Lógica de Acoplamento pelo Emissor. Utilizada sempre que é necessária uma grande rapidez de comutação.

MOS
Sigla de Metal-Óxido-Semicondutor, que pode ser canal N ou P.

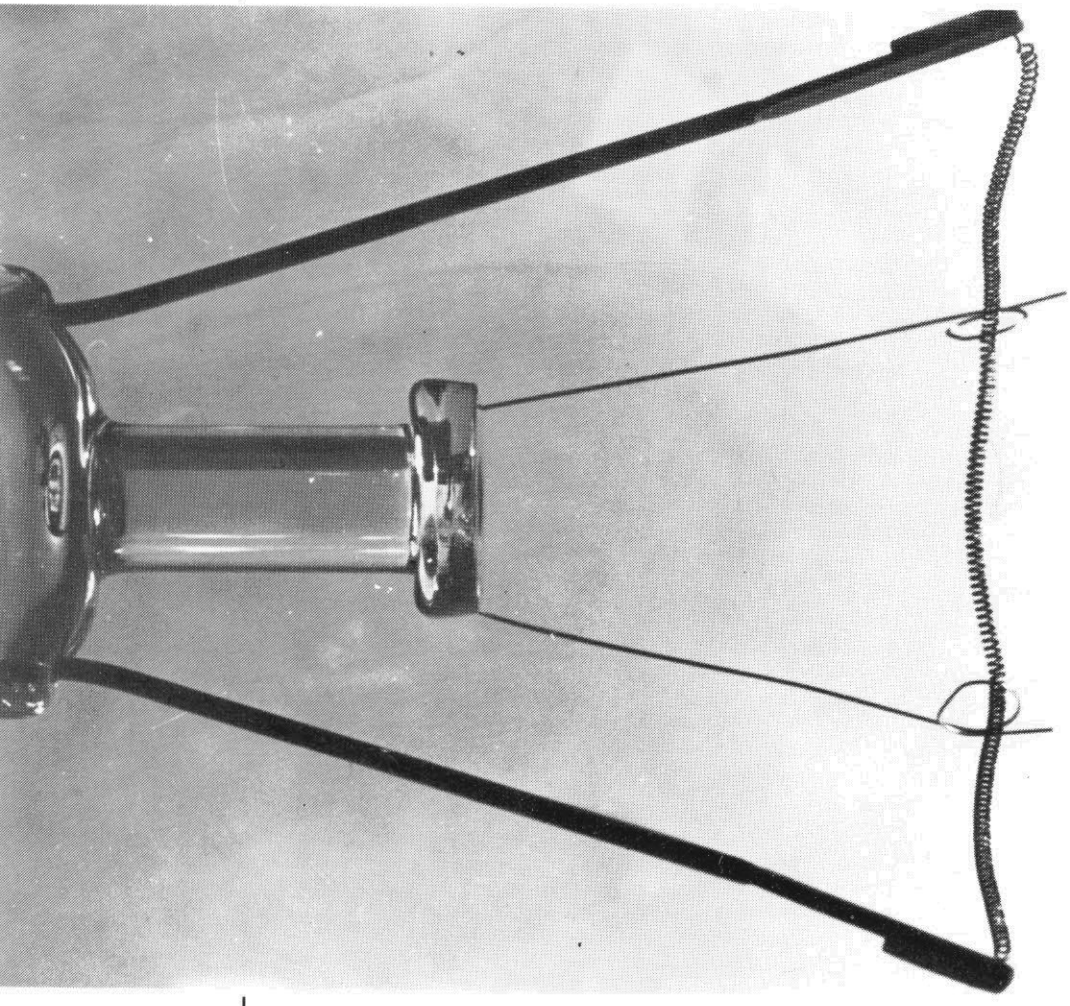
CMOS
Sigla de MOS Complementar. Emprega transistores MOS de canal N e P ligados em pares complementares.

economizador de lâmpadas

A vida das lâmpadas incandescentes é estimada em cerca de 1.000 horas, o que nem sempre é verdade, como todos nós já tivemos a oportunidade de constatar, chorando a perda de uma lâmpada muito cara ou dificilmente encontrada no mercado. A maneira mais evidente de aumentar sua longevidade consiste em limitar o pico corrente que surge ao ligar, porque é ele que origina a fusão do filamento em sua parte mais fina (o ponto mais frágil da lâmpada). Projetamos assim duas versões deste "interruptor de passagem por zero", que são de fácil montagem nas instalações existentes.

aumenta a longevidade das lâmpadas incandescentes, acendendo-as no momento em que a tensão de alimentação passa por zero

Economizador de lâmpadas



Seguindo a tendência mundial, os brasileiros também estão se conscientizando da escassez de energia em geral e da elétrica em particular, por se tratar de um item que pesa bastante no orçamento doméstico. Dentro da filosofia de criar costumes conscientes de energia, o hábito de apagar as luzes dos ambientes que não estão ocupados está ganhando mais e mais adeptos.

Ligar e desligar constantemente as lâmpadas incandescentes, porém, poupa certamente alguma eletricidade, mas por outro lado tende a encurtar consideravelmente sua expectativa de vida. O filamento da lâmpada incandescente funciona com um coeficiente de temperatura positivo (PTC), que significa o aumento de resistência juntamente com a temperatura. Assim, o pico de corrente ao acender será muito mais elevado que a corrente normal máxima, particularmente se a luz for ligada quando a tensão estiver próxima do seu valor máximo (ver figura 1).

Para compreender o que essa corrente elevada causa na lâmpada, temos que nos conscientizar que o filamento não é regular e uniforme, mas bastante irregular. O pico de ligação originará, então, o aparecimento de zonas quentes nos pontos em que o filamento é mais fino. Esses pontos sofrem um desgaste, que pode conduzir à fusão de um deles, geralmente ao ligar.

A duração das lâmpadas incandescentes é determinada pelo ponto mais frágil do filamento, e acendê-las no momento em que a tensão de alimentação passa por zero garante-lhes a necessária proteção e, conseqüentemente, durabilidade.

Durante o primeiro quarto de ciclo de alimentação, a corrente através do filamento aquece-o suficientemente para que, quando a tensão alcança o seu primeiro máximo, a resistência esteja suficientemente elevada para manter reduzidas a corrente e a temperatura da zona quente (ver figura 2). Consegue-se, assim elevar o tempo de vida da lâmpada.

Requisitos

Pretendemos então fazer um circuito que seja capaz de detectar a passagem por zero da tensão de alimentação e que ligue as lâmpadas correspondentes nesse instante. Outra exigência se refere à fácil colocação nas instalações já existentes, sem a necessidade de estender fios suplementares ou de furar as paredes. Importante também é o custo baixo, que permita a rápida compensação do investimento. Queremos desde já deixar claro que o circuito destina-se somente a lâmpadas incandescentes; não há qualquer possibilidade de aplicá-lo em lâmpadas fluorescentes.

As duas versões

Desenvolvemos duas versões de circuito para simplificar sua inclusão em instalações já feitas. A versão 1 consiste em um circuito que tem

que ser fixado a uma lâmpada existente, não exigindo nenhuma alteração nas ligações dos fios. Os fios ligados ao suporte da lâmpada vão alimentar o circuito e o soquete é ligado aos pontos apropriados, na placa de circuito impresso.

A versão 2 é menor, devendo ser instalada por trás do interruptor da lâmpada. No caso de o espaço não ser suficiente, pode-se substituir o interruptor original por um miniatura de 110 V, pois a corrente que o atravessa é muito pequena.

Para os interruptores duplos, a versão 2 não é adequada; deve-se optar, nesse caso, pela versão 1.

Circuitos

Vamos começar pela versão 1, que é tecnicamente a mais interessante. No diagrama da figura 3 podemos ver seus vários estágios: uma alimentação contínua para os pulsos da porta (R1, C1, C2, D1, D2), um detector de passagem por zero (R2, R3, T1, T2), e evidentemente um triac, com R7 e C3, para eliminar os picos de tensão.

Quando o interruptor está fechado, a tensão de alimentação é aplicada ao circuito através do divisor de tensão constituído por R2 e R3. Enquanto a tensão na junção de R2 e R3 não exceder 0,7 V, os transistores T1 e T2 estarão cortados. Na prática, isto significa que ambos não conduzirão entre cerca de -8 V e +8 V.

Forma-se então uma "janela" em torno do ponto de passagem por zero da tensão de alimentação. Se a tensão de alimentação instantânea for superior a +8 V, T2 conduzirá, enquanto que se esse for inferior a -8 V, será a vez de T1 conduzir.

Assim que a tensão é aplicada ao circuito, o capacitor C2 carrega-se lentamente através de C1, R1 e D2, até um máximo de 10 V (definido por D1). Depois de alguns períodos, C2 estará suficientemente carregado para fornecer uma corrente de disparo ao triac. Esta corrente é fornecida através do transistor T3, mas apenas em torno do ponto da passagem por zero. Em qualquer outra si-

1

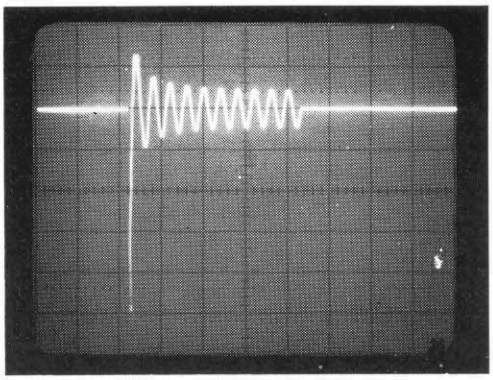


Figura 1 — Quando uma lâmpada incandescente é ligada no momento em que a tensão da rede está no seu valor máximo, o pico de corrente é cerca de dez vezes maior que o valor constante em funcionamento normal. A lâmpada aqui em questão é um projetor com refletor e, como tal, bastante cara.

2

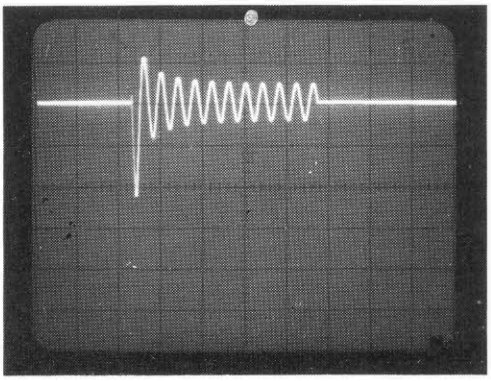


Figura 2 — Contrastando com a figura 1, a lâmpada acesa através do circuito de proteção tem que suportar uma corrente apenas cinco vezes maior que o valor máximo. Esta redução pela metade do pico de corrente correspondente a uma redução de quatro vezes na potência máxima.

3

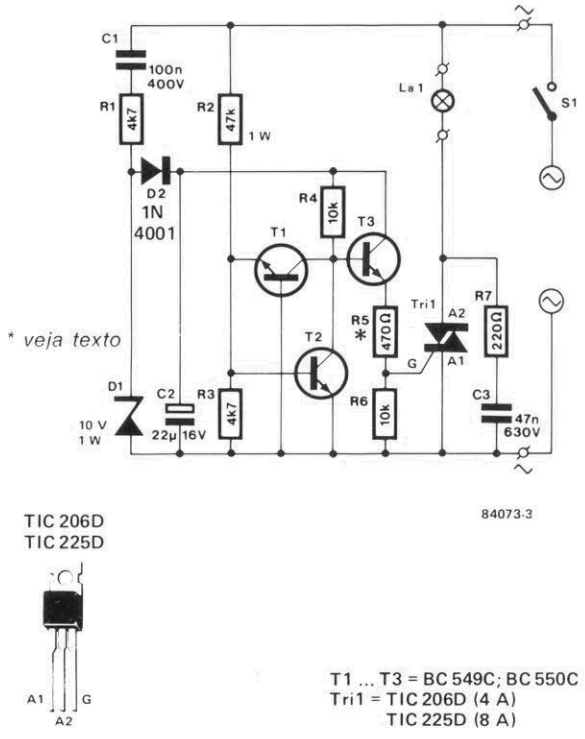


Figura 3 — A primeira versão do circuito de proteção destina-se à montagem no suporte da lâmpada. O interruptor S1 liga e desliga, então, o circuito completo.

4

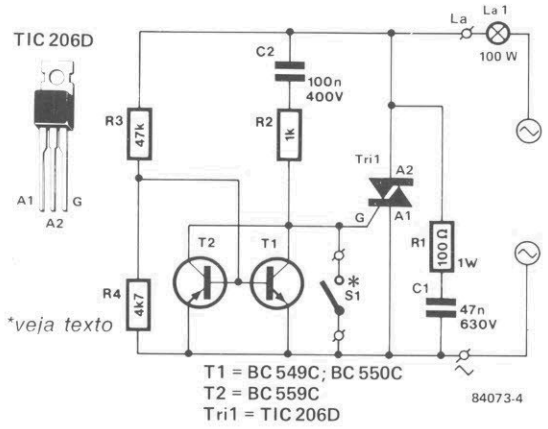


Figura 4 — A segunda versão do circuito é um pouco mais simples que a versão 1. Garante-se o funcionamento correto do circuito ligando-o permanentemente à alimentação. Se o espaço for exíguo, pode-se usar um interruptor de 110V de pequenas dimensões.

tuação, T3 será cortado pela ação de T1 e T2 (dependendo da fase).

Resumindo: T1, T2 e T3 asseguram que o triac poderá conduzir somente em torno do ponto de passagem por zero. Os pulsos da porta são atrasados alguns períodos depois de estabelecida a ligação (por C2 e tudo que se encontra à sua direita), para permitir que os transistores T1 e T2 entrem no seu ritmo.

A versão 2 do circuito é pouco mais simples que a versão 1, graças a algumas concessões. A "janela" de ligação é conseguida do mesmo jeito, mas a alimentação para a porta do triac foi modificada. Nesse caso, a corrente de porta é conduzida através de C2 e R2. Sempre que o interruptor se encontrar fechado, o triac nunca donduzirá, mantendo a lâmpada apagada.

Quando S1 é aberto, o triac apenas conduz dentro da "janela" definida por R3, R4, T1 e T2. Para que o circuito funcione, é essencial que a alimentação esteja sempre presente e que a lâmpada (L1) esteja ligada em série com ela.

Se o circuito estivesse ligado diretamente à tensão da rede e esta se encontrasse, por acaso, no seu valor máximo, o triac seria imediatamente acionado, através de C2 e R2, mesmo antes de T1 e T2 começarem a conduzir. Dessa forma, a lâmpada acenderia quando a tensão estivesse no seu máximo, o que é exatamente o que se pretende evitar.

A sutil diferença entre esta versão e a primeira consiste em que o transistor T2 é, neste caso, do tipo PNP. Isso é necessário porque a porta do triac atua com um sinal de corrente alternada e não contínua. A corrente da porta varia, então, entre valores positivos e negativos e o transistor PNP é necessário para conduzir nos semiciclos negativos.

A desvantagem desta versão do circuito consiste na obrigatoriedade da alimentação. Isso significa que haverá sempre consumo de uma pequena quantidade de corrente; mas quando se trata de alimentação dos equipamentos pela rede, ele é insignificante.

Construção e Instalação

A montagem de ambas as versões do circuito de proteção de lâmpadas é bastante fácil, desde que sejam utilizadas uma das placas do circuito impresso aqui apresentadas. A escolha de uma das versões depende das necessidades individuais de cada montador. Se a lâmpada for

Lista de componentes
Versão 1

Resistores
R1, R3 — 4,7 k
R2 — 47 k
R4, R6 = 10 k
R5 = 470*
R7 — 220
Obs.: Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 = 100 n/400 V
C2 = 22 n/16 V
C3 = 47 n/630 V
Obs.: Todos os valores em farads

Semicondutores
D1 = diodo zener de 10 V/1 W
D2 = 1N4001
T1 ...T3 = BC 549C, BC 550C
Tril — triac tipo TIC 206D (4 A) ou TIC 225D (8 A)

** Ver texto*

5

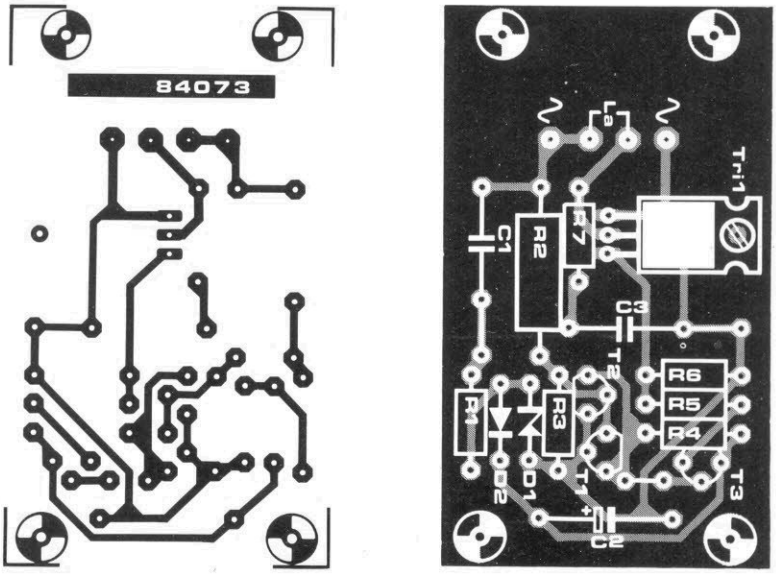


Figura 5 — É necessário o cuidado usual na soldagem dos componentes à placa do circuito impresso (que está aqui apresentado para a versão 1), mas sem precauções especiais.

controlada por mais de um interruptor, deve ser utilizada a versão 1, montando a placa junto ao soquete da mesma.

Nas figuras 5 e 6 mostramos com todos os detalhes as placas, vistas pelas duas faces. Economizou-se espaço não montando dissipadores nos triacs, mas isso significa que a potência máxima com que se pode trabalhar é limitada. Essa limitação dependerá da forma como a placa for montada, particularmente quanto à quantidade do ar para arrefecimento que circula em torno do triac. De qualquer modo, o circuito pode lidar com 300 W, mais que suficiente para a grande maioria das aplicações domésticas.

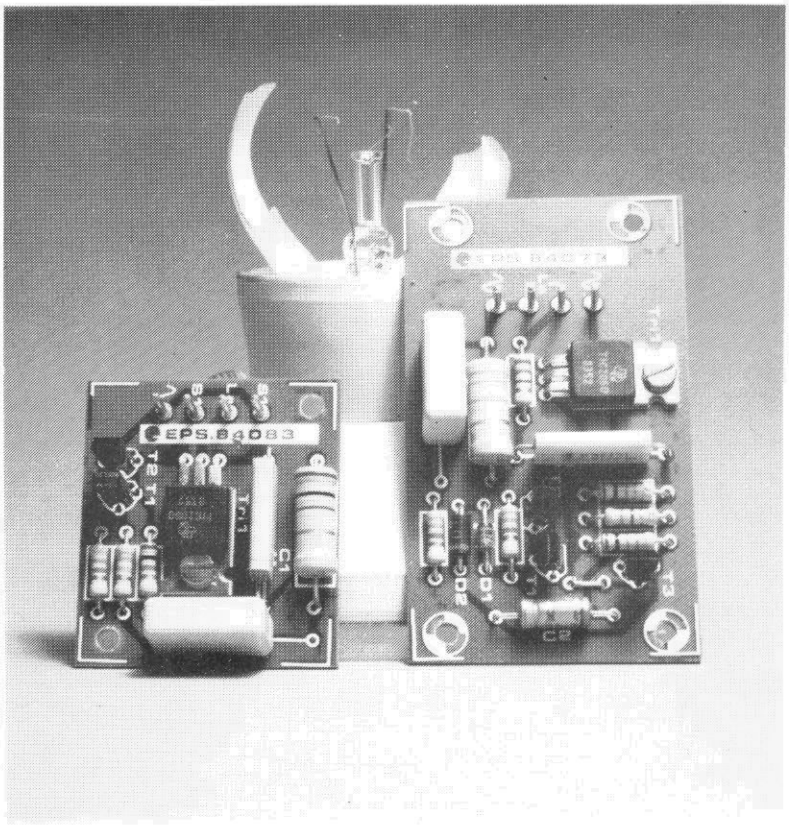
Se achar este valor insuficiente, o triac pode ser resfriado através de um suporte de alumínio. Isto terá de ser feito com cuidados especiais, para não ultrapassar o pouco espaço disponível. Outra possibilidade é usar um triac mais potente, de 8 A em vez de 4 A, tornando-se necessário, eventualmente, reduzir o valor do resistor R5 para 330 ohms (na versão 1).

O triac é, então, disparado sempre por uma corrente de porta positiva, independente do semiciclo em que a tensão se encontre. A necessidade de maior corrente de porta para o TIC 225D faz com que ele seja apenas disparado durante os semiciclos positivos, fazendo a lâmpada piscar.

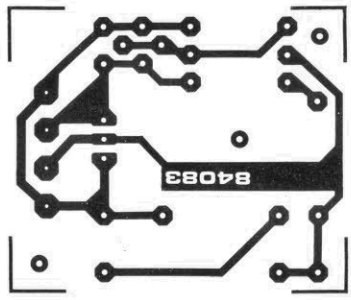
É difícil dar qualquer conselho específico sobre a instalação do circuito, pois isso depende das aplicações individuais. Uma alternativa à montagem da versão 1 no suporte da lâmpada é colocá-la numa pequena caixa. Dessa forma, o circuito poderá também ser usado com lâmpadas de abajures, por exemplo. Para que ele funcione corretamente nessa aplicação, é essencial que o interruptor esteja ligado entre a tomada e o circuito economizador de lâmpadas.

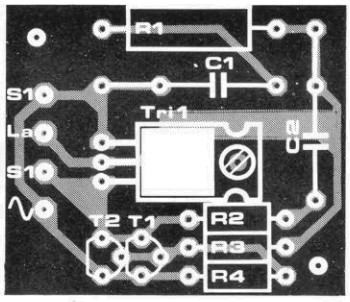
A versão 2 do circuito é suficientemente pequena para ser fixada por trás do interruptor de parede, na maior parte dos casos. Pode-se inclusive usar um interruptor menor, já ele tem de conduzir apenas a pequena corrente de porta do triac. Qualquer que seja o interruptor usado, porém, ele tem que ser previsto para a tensão de rede de sua região.

Como último conselho, antes de instalar este circuito, remova o fusível de alimentação e guarde-o no bolso. Se não o fizer, ao perceber o fusível fora do lugar, alguém poderá prestativamente colocá-lo de volta, causando-lhe alguns choques indesejáveis. ◀



6





Lista de componentes Versão 2

Resistores
R1 = 100/1 W
R2 = 1 k
R3 = 47 k
R4 = 4,7 k
Obs.: Todos os valores em ohms

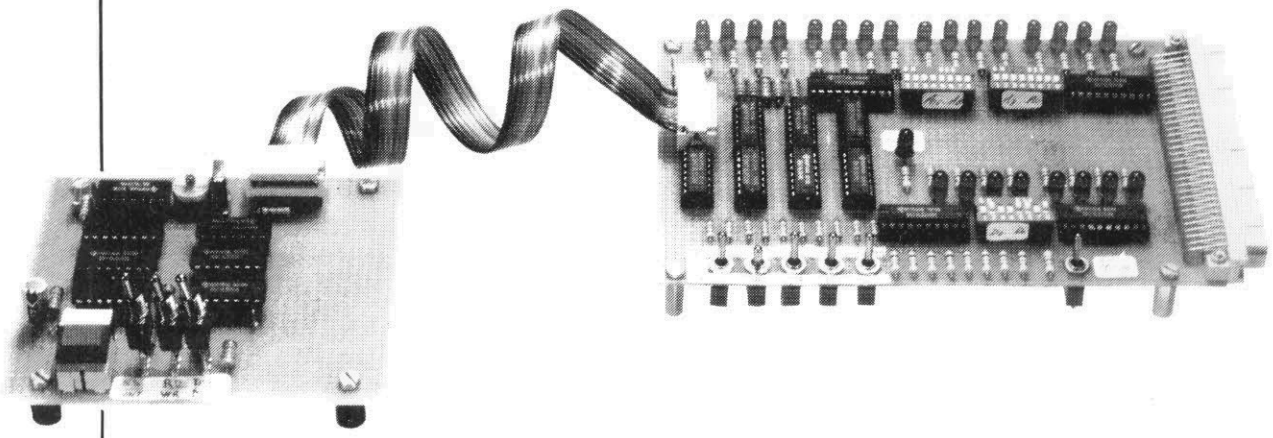
Capacitores
C1 = 47 n/630 V
C2 = 100 n/400 V
Obs.: Todos os valores em farads.

Semicondutores
T1 = BC549C, BC 550C
T2 = BC 559C, BC 560C
Tril = triac tipo TIC 206 D ou TIC 225D

Diversos
S1 = interruptor*
** ver texto*

Figura 6 — Tal como na versão 1 do circuito de proteção, na segunda o triac não é montado num dissipador. Caso a potência disponível seja considerada muito limitada. Tri 1 pode ser montado num suporte de alumínio.

A rapidez de operação é o principal objetivo de um microprocessador. Entretanto, quando precisamos testar o funcionamento de um circuito (memória, entrada/saída etc.), é preferível que ele avance lentamente, passo a passo, para que possamos isolar e examinar ocorrências suspeitas. Embora existam equipamentos específicos para essa tarefa, bastante caros, nosso simulador faz a mesma coisa, com opção para duas modalidades: manual e dinâmica. Um sequenciador fornece sinais equivalentes ao do Z80, com as mesmas relações de tempo, seja no modo contínuo ou passo a passo.



Simulador da CPU Z80

Endereços, dados e sinais de controle do µP nas modalidades estática (manual) ou dinâmica (em tempo real)

Certos microprocessadores, como o Z80 e o 6502, são muito utilizados, além dos computadores, em aplicações específicas de automação. Normalmente, não se prestam à programação, no sentido amplo do termo, e são extremamente limitados face à comunicação com o mundo exterior, com exceção de algumas aplicações especiais. Além disso, a operação desses dispositivos não pode ser analisada por meio de um programa monitor interativo, já que o *software* ignora o ambiente que o rodeia.

Eis porque surgiu a idéia de um simulador de CPU. Ele pode ser considerado uma espécie de programa monitor físico, usado para simular (e checar) todas as operações normalmente executadas pelo processador. Embora tenha sido projetado para o Z80, ele pode auxiliar, com algumas restrições, usuários de outros CPUs a programar linhas e dados e endereços. Isto se aplica, normalmente, à modalidade passo a passo.

Gerando os sinais

O circuito polarizador para as linhas de endereços A15... A0, com os níveis lógicos correspondentes, aparece na figura 1a. Ele consiste, basicamente, em um inversor, um LED, uma chave e um resistor por linha. Abaixo dessa parte vê-se um circuito analógico para as linhas de dados, com *buffers* bidirecionais; nesse caso, o sentido da transferência de dados é determinado pelo flip-flop N33/N34, controlado por S1. Assim que os dados são aplicados ao barramento pelo simulador, os LEDs passam a indicar os níveis lógicos das chaves S-DIL3. Se, por outro lado, os dados são lidos no barramento, os *buffers* N17...N24 ficam bloqueados e os níveis lógicos provêm do barramento do sistema.

Observando mais atentamente o flip-flop N33/N34, vemos que N34 também recebe o sinal RD, de modo que a modalidade de escrita possa ser selecionada apenas quando RD estiver inativo (isto é, no nível lógico 1). Isto nos leva à figura 1b, onde está o circuito que fornece, como esperado, os sinais WR, RD, MREQ e IOREQ. Esse estágio consiste de duas partes: à esquerda estão os *flip-flops* anti-rebote, que geram os sinais, e à direita, a lógica que combina os sinais estáticos e dinâmicos, juntamente com um circuito que exibe e evita erros.

Observe que há uma linha comum para todos os *flip-flops*, que no estado lógico 0 impede qualquer operação estática. A saída real de cada flip-flop é, então, o nível lógico 1, enquanto a complementar é 0.

Na direita, a mesma combinação de três portas e um inversor é repetida para cada um dos quatro sinais de controle. Os sinais fornecidos pelos *flip-flops*, que são controlados manualmente, e os sinais dinâmicos proporcionados pelo simulador em tempo real são combinados pelas portas E N45... N48. Quais-

1a

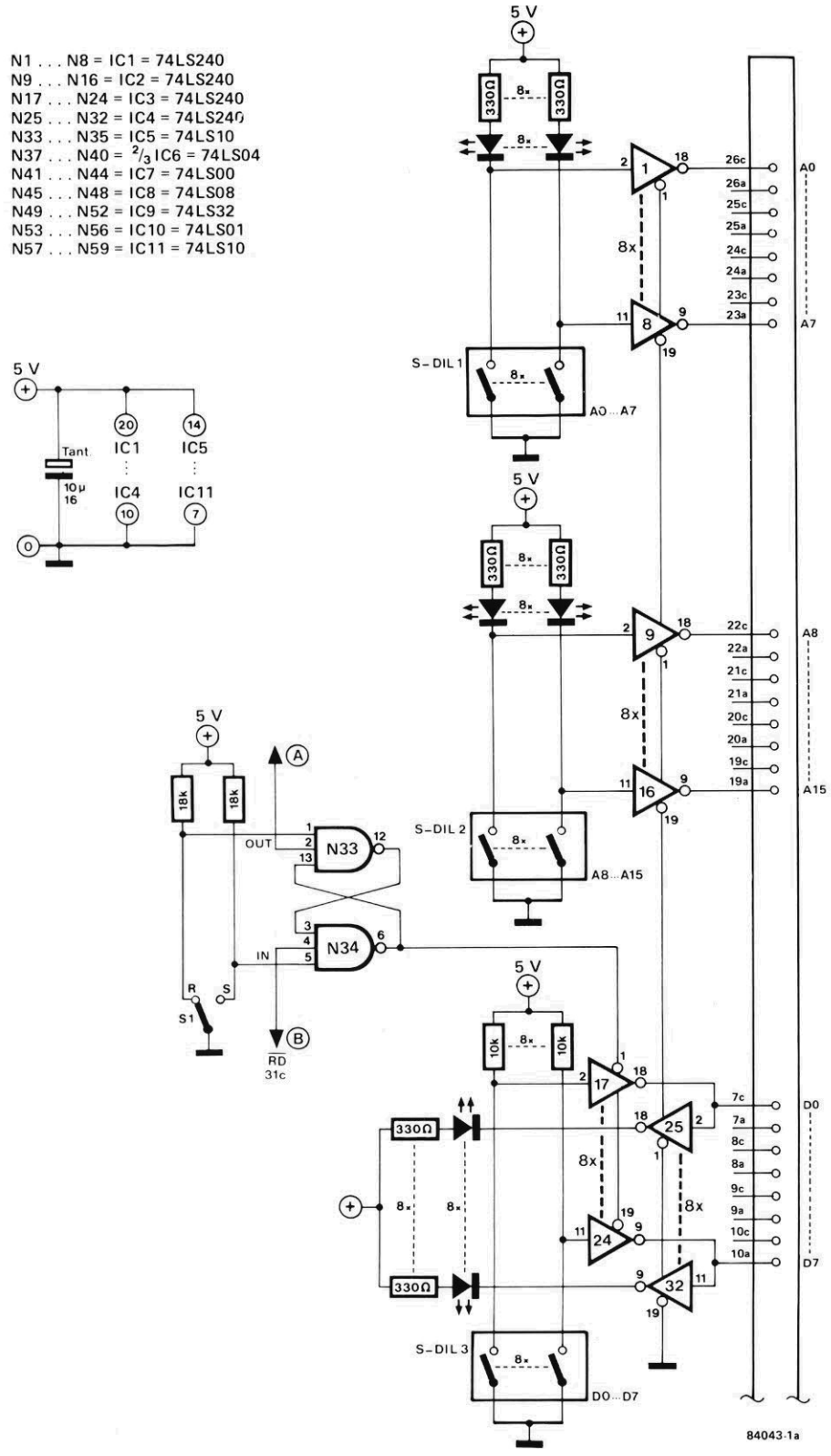


figura 1a — A etapa mais simples do simulador é também a mais eficiente. As microchaves DIL (ou de qualquer outro tipo) permitem que o próprio usuário selecione os níveis lógicos nas linhas de endereços, assim como os das linhas de dados, durante a operação de "escrita". Os níveis são sinalizados através de LEDs.

quer configurações proibidas, tais como WR e RD ou MREQ e IOREQ ativos simultaneamente, são evitadas pelas portas OU N49... N52. O inversor e a porta NE sinalizam todo e qualquer erro que é detectado.

Ciclos em tempo real

O circuito mostrado na figura 2 possui duas modalidades de operação: contínua e passo a passo. No segundo caso, ele produz apenas um ciclo por vez — que será sempre um dos quatro ciclos apresentados nas figuras 3 e 4 (comunicação com a memória ou com um periférico). Na outra modalidade ele produz os mesmos ciclos, mas sob a forma de uma sequência ininterrupta. Existe tam-

1b

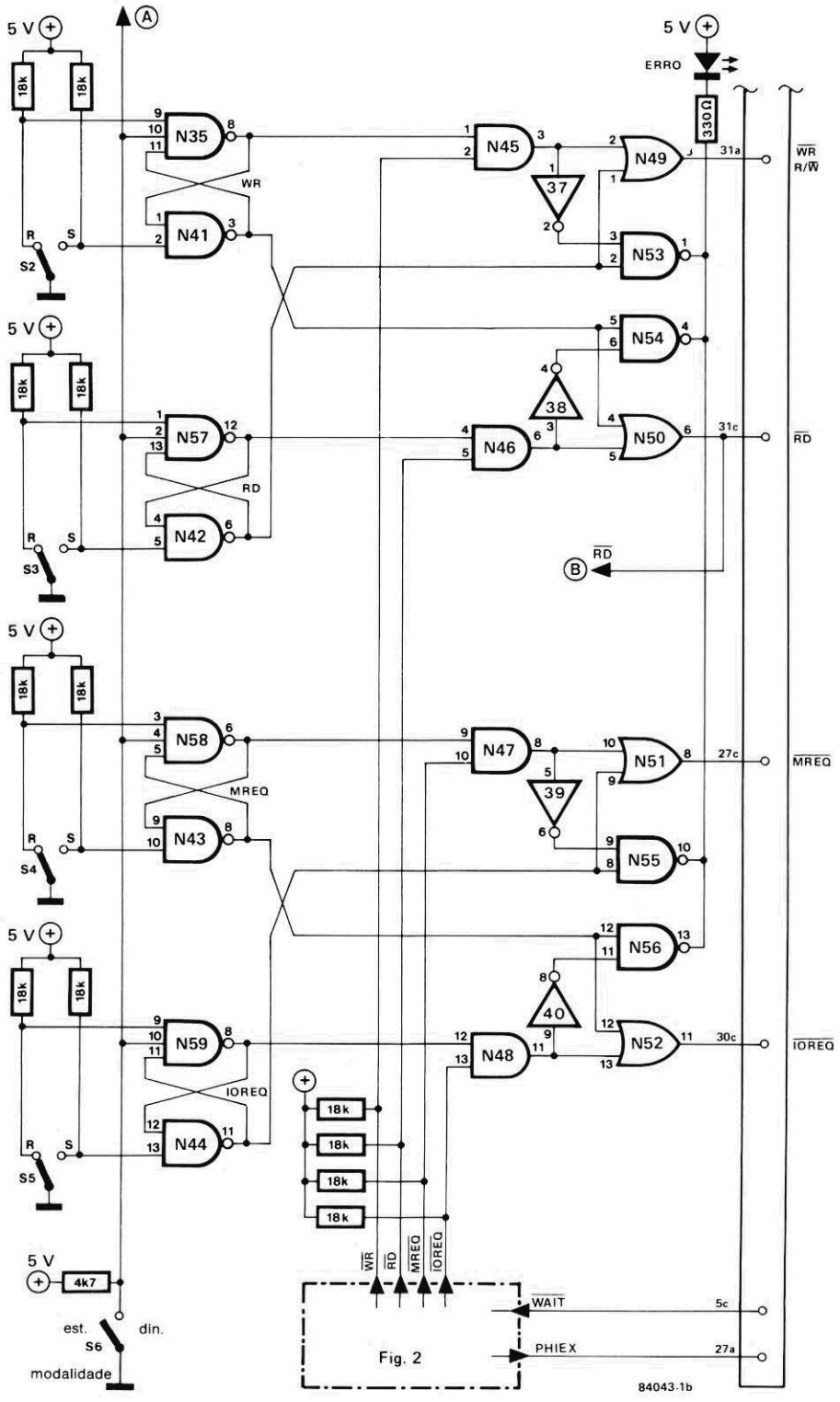


figura 1b — Na modalidade manual a chave S6 deve ficar aberta, para não bloquear o flip-flop. *Se você pretende utilizar o circuito somente nessa modalidade, as portas N45 a N48 podem ser omitidas. Nesse caso, a operação dinâmica, obtida com o circuito da figura 2, ficará eliminada.*

bém a possibilidade de se introduzir um sinal de WAIT a cada ciclo.

O gerador de ciclos é acionado pelo multivibrador astável formado pelos inversores 1 e 2. Esse sinal também está disponível sob a forma PHIEX, a conhecida base de tempo do Z80.

O tipo dos ciclos selecionados é determinado pelo usuário através das chaves inversoras S3 e S4, ligadas respectivamente aos *flip-flops* N1/N2 e N12/N13. O sequenciador propriamente dito é composto por IC1 e IC2, pelas portas N3...N7, N14, N15 e pelo inversor 5.

O contador BCD, IC1, recebe o sinal de *clock* (em seu pino 2) e envia os sinais binários BCD ao contador decimal

2

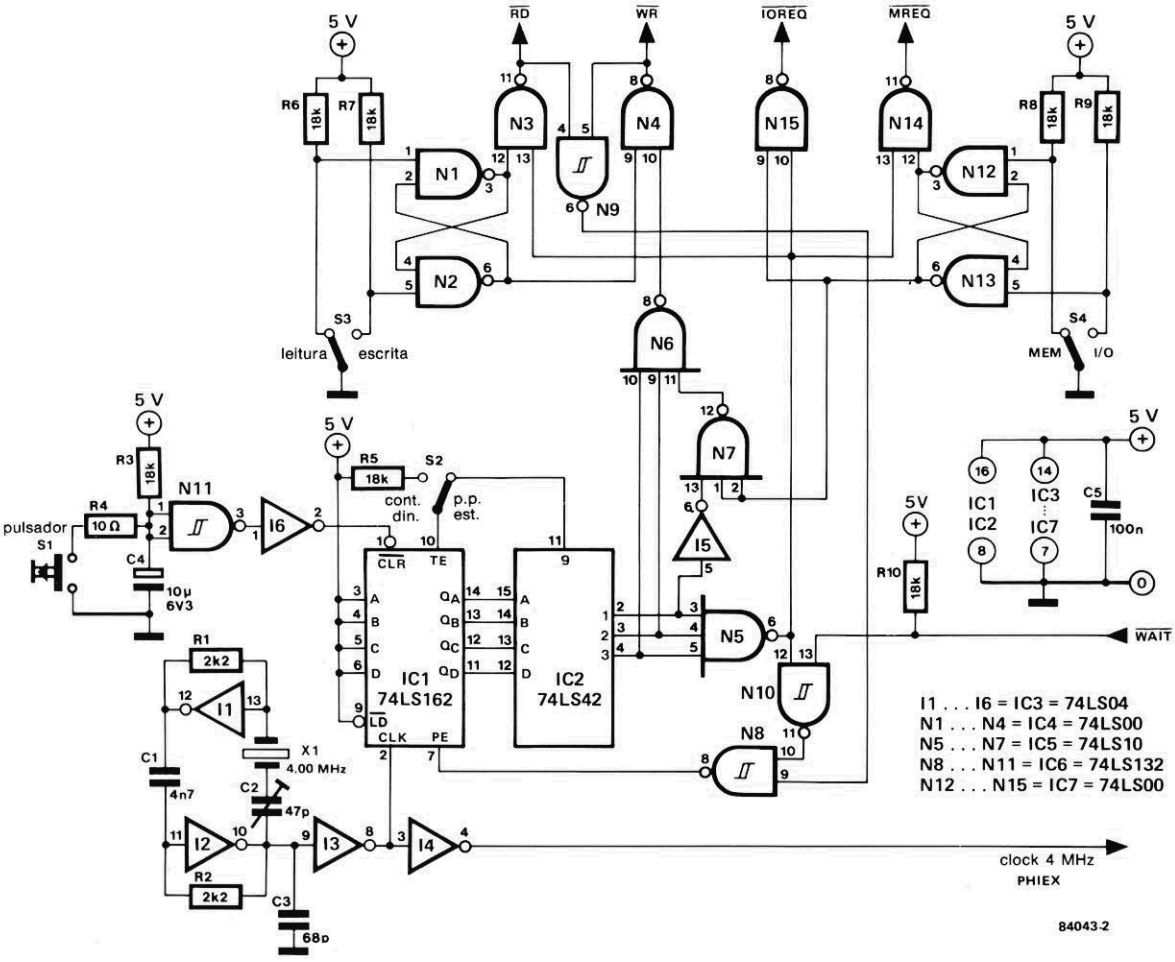


figura 2 — O gerador de sinais consiste basicamente de um clock (I1/I2), um sequenciador (IC1, IC2, N5 a N7 e I5) e circuitos de chaveamento entre o acesso à memória ou aos periféricos e entre a escrita e leitura (N1 a N4, N12 a N15).

IC2. Pela forma como as coisas foram dispostas, pelo menos de uma de suas saídas decimais 1...3 aplicadas a N5 estará em nível baixo durante o primeiro ciclo de contagem (veja os sinais 3...5 no diagrama da figura 5). Em seguida, todas ficarão em 1, até o início da sequência de contagem seguinte. Assim, obtém-se um sinal-base igual a três pulsos de *clock*; quando é invertido por N14, torna-se MREQ, enquanto S4 estiver na posição "MEM". Mas se essa chave for comutada para a posição "I/O", por outro lado, o sinal irá tornar-se IOREQ via N15.

A figura 3 deixa claro que o sinal RD (leitura) do Z80 ocorre simultaneamente a MREQ e IOREQ. O sinal-base de que falamos há pouco (a saída de N5) também vai controlar a porta N3, que fornece o sinal RD — desde, é claro, que S3 esteja na posição correta.

O sinal WR (escrita) está um pouco mais envolvido que os demais. De fato, se ele coincidir com IOREQ, aparecerá um ciclo de *clock após* MREQ. Em consequência, foi necessário prever um arranjo de lógica para gerar esse sinal. Para que a saída de N4 fique em 0, a chave S3 deve estar na posição adequada (para aplicar um nível alto ao pino 9 e N4) e a saída de N6, em nível alto. Conforme nos mostra o diagrama de tempos, isto somente ocorre se, por um lado, IOREQ estiver ativo (WR coincide com IOREQ) e, pelo outro, quando MREQ estiver ativo, mas agora somente durante os dois últimos ciclos de *clock*; a saída 1 de IC2 é aplicada a N7, após ser invertida por I5, de modo a eliminar o primeiro ciclo de *clock*.

A combinação das portas N8...N10 é usada para gerar um sinal WAIT — o que é feito se IC1 paralisar sua contagem por meio de um nível baixo em seu pino 7 (PE). A outra entrada habilitadora de IC1 (TE, no pino 10) é levada ao nível 1 através de R5, sempre que S2 não mais estiver na posição passo a passo. Mas, se for este o caso, TE será controlada pela saída 9 de IC2 (pino 11). Em outras palavras, sempre que IC1 contar o décimo pulso de uma sequência, a saída 9 de IC2 vai para 0, paralisando a contagem de IC1.

Por outro lado, ao se pressionar S1, provoca-se um *reset* em IC1, levando-o à condição inicial e fazendo-o iniciar uma nova contagem. Esse é o artifício usado para se gerar um ciclo por vez, sem afetar as relações de tempo entre os sinais. O

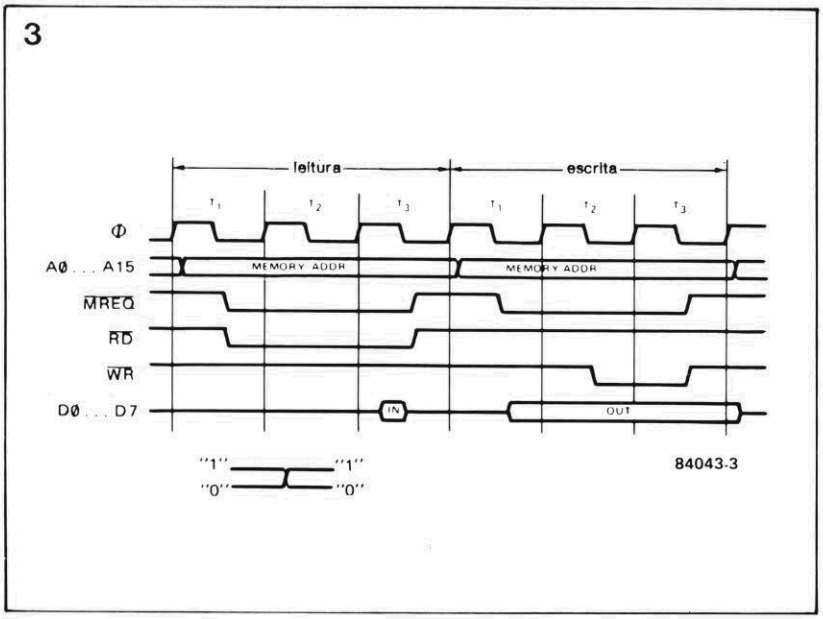


figura 3 — O diagrama de tempos dos ciclos de escrita e leitura mostra um retardo entre os sinais MREQ e WR, o que é simulado por uma combinação específica de elementos lógicos.

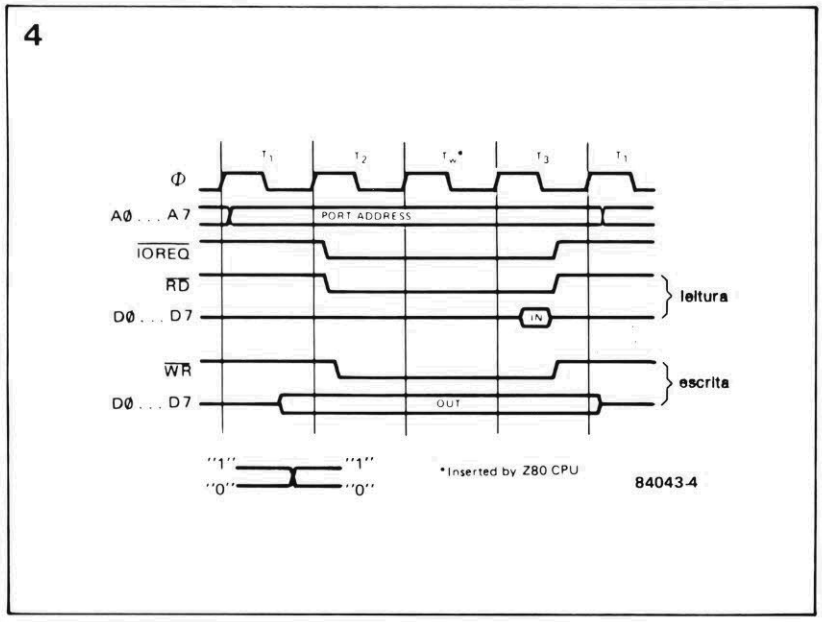


figura 4 — Os ciclos de escrita e leitura para os periféricos, representados aqui simultaneamente, não podem aparecer juntos no Z80 ou no simulador, que rejeita configurações proibidas tanto na modalidade estática como na dinâmica.

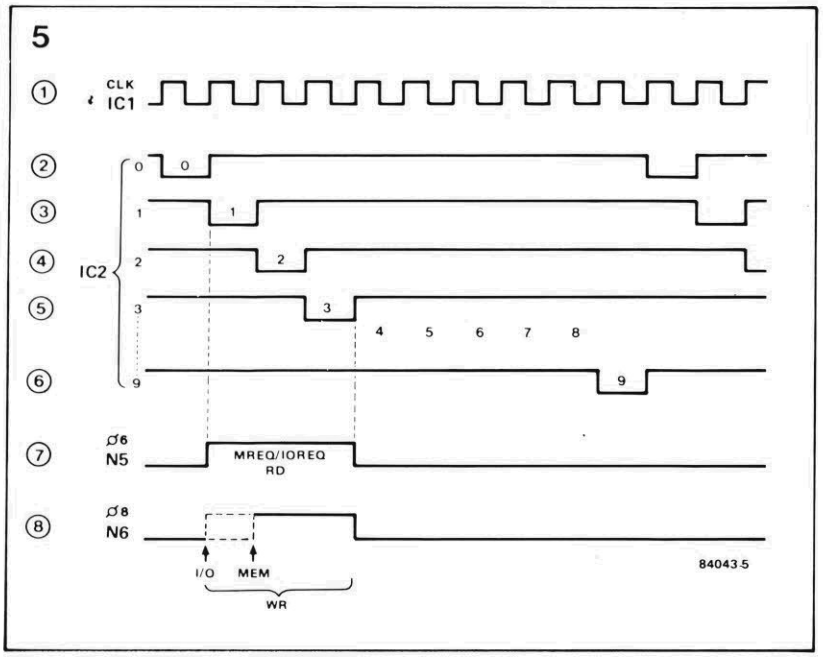


figura 5 — A função do sequenciador torna-se óbvia através deste diagrama de tempos. A saída 0 de IC2 não é utilizada, a fim de evitar que o período de tempo em que S1 permanece ativada vá afetar a duração do ciclo de contagem.

período de tempo em que S1 permanece pressionado é de pouca importância, já que a saída 0 de IC2 não é utilizada.

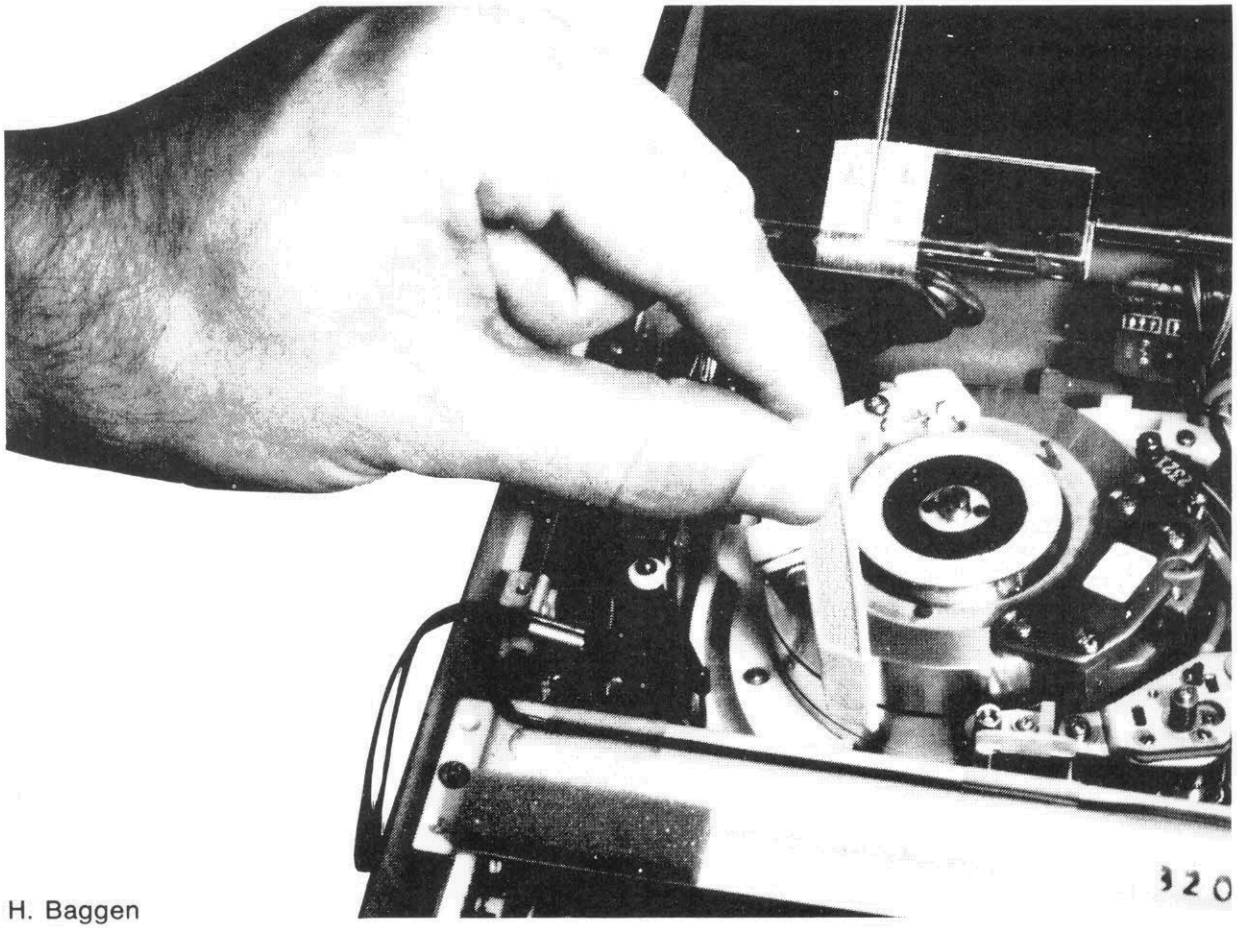
Por quê simular?

O simulador é um dispositivo que permite representar artificialmente alguma função real. Em nosso caso, ele substitui uma CPU (que deve, portanto, ser removida do circuito sob teste) e reproduz todos os seus sinais, como vimos. É simplesmente conectado ao barramento do sistema e dele obtém as tensões de alimentação que necessita. No caso de ausência de um barramento, todos os sinais podem ser acoplados a um soquete tipo *wire-wrap*, que por sua vez é montado no soquete da própria CPU.

O resultado é que, com esse simulador no lugar do processador, circuitos razoavelmente complexos podem ser facilmente analisados, mediante equipamentos simples de teste, que seriam inúteis em outras condições (ponta de prova lógica, multímetro, osciloscópio de traço único ou duplo etc.).

É impossível estabelecer um protocolo universal de teste, já que isso depende do tipo de circuito envolvido e dos testes que devem ser feitos. No entanto, como o simulador dispõe de "inteligência" suficiente para evitar configurações proibidas, não haverá perigo de se enfrentar esse tipo de problema.

Mesmo que tenhamos evitado mencionar o uso deste simulador na manutenção de sistemas a processador que não fossem microcomputadores, ele também é perfeitamente adequado à análise de cartões de memória, cartões VDU e assim por diante. ⏮



limpando gravadores de videocassete

H. Baggen

Limpeza de aparelhos de videocassete

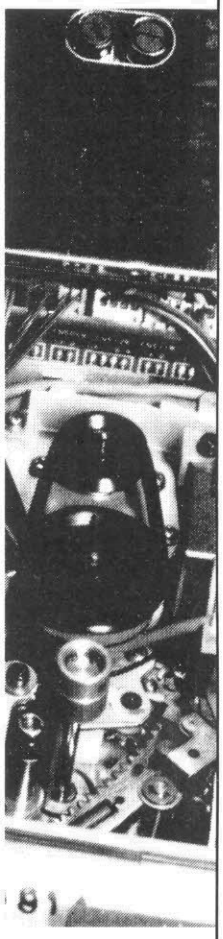
O VCR (**video cassete recorder** ou gravador de videocassete) tornou-se, em poucos anos, quase tão popular quanto o próprio televisor, principalmente devido aos recursos que permitem deslocar os horários da programação. Pelo fato de trabalhar com fitas magnéticas, porém, seu mecanismo acumula sujeira após algum tempo de uso, exatamente como o gravador de cassetes de áudio. A limpeza periódica, especialmente das cabeças de gravação e reprodução, é essencial para garantir uma boa qualidade de som e imagem, portanto, além de minimizar o desgaste das mesmas. Infelizmente, tais cabeças são peças de precisão bastante sensíveis e não aceitam uma simples passada de algodão e álcool. Além disso, existem outros aspectos do mecanismo dos VCRs que exigem atenção especial. Este artigo pretende explicar o que podemos fazer por nossa conta e o que deve ser deixado aos técnicos de manutenção.

Embora muita coisa já tenha sido escrita sobre a limpeza de gravadores de vídeo, poucas vezes conseguiu-se tornar a operação clara, do ponto de vista prático. Ao longo dos últimos anos, muitos acessórios surgiram no mercado, tais como fitas ou conjuntos de limpeza, mas a maioria mostra-se quase ineficiente para a tarefa.

Distribuidores, importadores e fabricantes compartilham a opinião de que os VCRs devem ser limpos apenas em oficinas autorizadas. Sem dúvida, essa precaução leva em conta que o usuário do aparelho conhece pouco ou nada sobre engenharia mecânica e eletrônica. Mesmo assim, com algum conhecimento técnico, habilidade e cuidado, é perfeitamente possível limpar o VCR em casa, economizando as nada desprezíveis tarifas cobradas pelas oficinas de manutenção.

Nesse caso, porém, todo cuidado é pouco, pois as cabeças de vídeo são muito frá-

limpando gravadores de videocassete



geis e sua substituição implica, é óbvio, em gastos muito superiores aos da limpeza!

De onde vem a sujeira?

A sujeira que aparece nos gravadores de vídeo é resultado do acúmulo de poeira e partículas microscópicas de óxido de ferro e material base. O óxido de ferro, como sabemos, é a substância magnetizável básica usada no revestimento da base — e que, incidentalmente, confere à fita acabada sua cor marrom característica. O material base é quase sempre poliéster (ou, mais corretamente, tereftalato de polietileno, conhecido por **mylar** nos EUA), mas pode ser também PVC (cloreto de polivinila) ou acetato de celulose.

As partículas do material base formam a maior parte da sujeira acumulada, porque a fita percorre um caminho complexo no interior da máquina, passando por vários roletes de pressão e direcionamento, assim como pelo pino de tração (ou **capstan**) e pelas cabeças de gravação, reprodução e apagamento. Embora as fitas modernas apresentem boa adesão de revestimento e elevada resistência à abrasão, partículas minúsculas são arrancadas da fita e depositadas na máquina, após um certo tempo de utilização.



Conclui-se, portanto, que quanto melhor a qualidade das fitas usadas, menos freqüente será a limpeza interna do aparelho. A poeira das fitas (que acaba ficando no gravador) pode ser minimizada guardando-se os cassetes em caixas fechadas. O próprio aparelho deve ser instalado em locais livres de poeira, na medida do possível. E note que o próprio televisor, devido ao forte campo eletrostático ao redor do tubo de imagem, atrai muita poeira.

Quando limpar?

Mesmo se o VCR estiver em um local de pouca poeira e as fitas usadas forem de alta qualidade, chega uma hora em que a máquina — e não apenas as cabeças — exige uma limpeza em regra. Felizmente, as cabeças tendem a manter-se mais limpas que outras partes do sistema de direcionamento, graças à sua elevada rotação. Nota-se que o gravador está pedindo limpeza quando a imagem começa a ficar nebulosa (como se um sinal muito fraco houvesse sido gravado) ou o som dá sinais de deterioração (caso em que não é preciso preocupar-se com as cabeças de vídeo).

Como limpar?

Antes de iniciar a limpeza, é preciso esclarecer uma série de aspectos importantes:

* As cabeças de vídeo são muito vulneráveis; um movimento em falso ou um tratamento errado pode destruí-las — e os custos de substituição são elevados!

* Empregue apenas os materiais corretos: nada de cotonetes, álcool de limpeza, líquidos limpadores em **spray** ou fitas de limpeza. Os cabeçotes de vídeo devem ser limpos com pequena espátula com ponta de camurça. As demais partes do sistema de direcionamento também podem ser tratadas com essa espátula, ou então através de varetas cujas pontas sejam providas de um material de limpeza que não solte fiapos. A camurça ou pano deve ser embebida em álcool puro ou em um líquido especial de limpeza, que pode ser encontrado nos bons revendedores de vídeo. Recomenda-se o uso de luvas de borracha, já que a gordura e transpiração da pele contêm ácidos que podem afetar certas peças do sistema.

* No caso de qualquer hesitação sobre limpar ou não o gravador por conta própria, melhor enviá-lo a uma oficina autorizada.

Esclarecidos esses pontos, é essencial conhecer, agora, a localização das várias partes do sistema de gravação e direcionamento da fita. Os

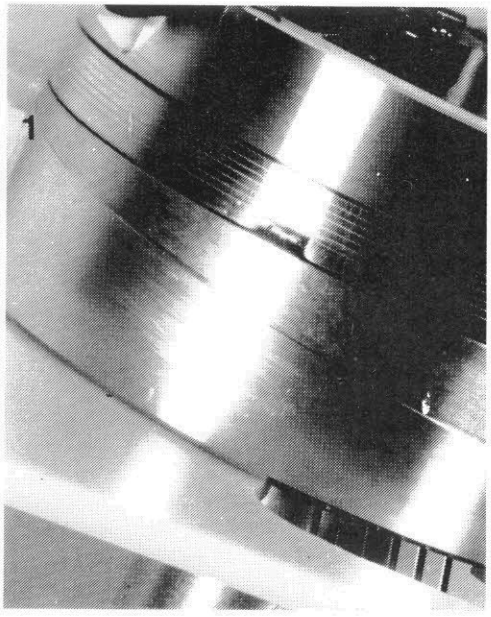


Figura 1 — Tudo gira em torno disto: o cilindro rotativo de imagem, com as cabeças de vídeo. A linha estreita que se vê no orifício do cilindro é a cabeça de vídeo, que gira a 1.500 rpm.

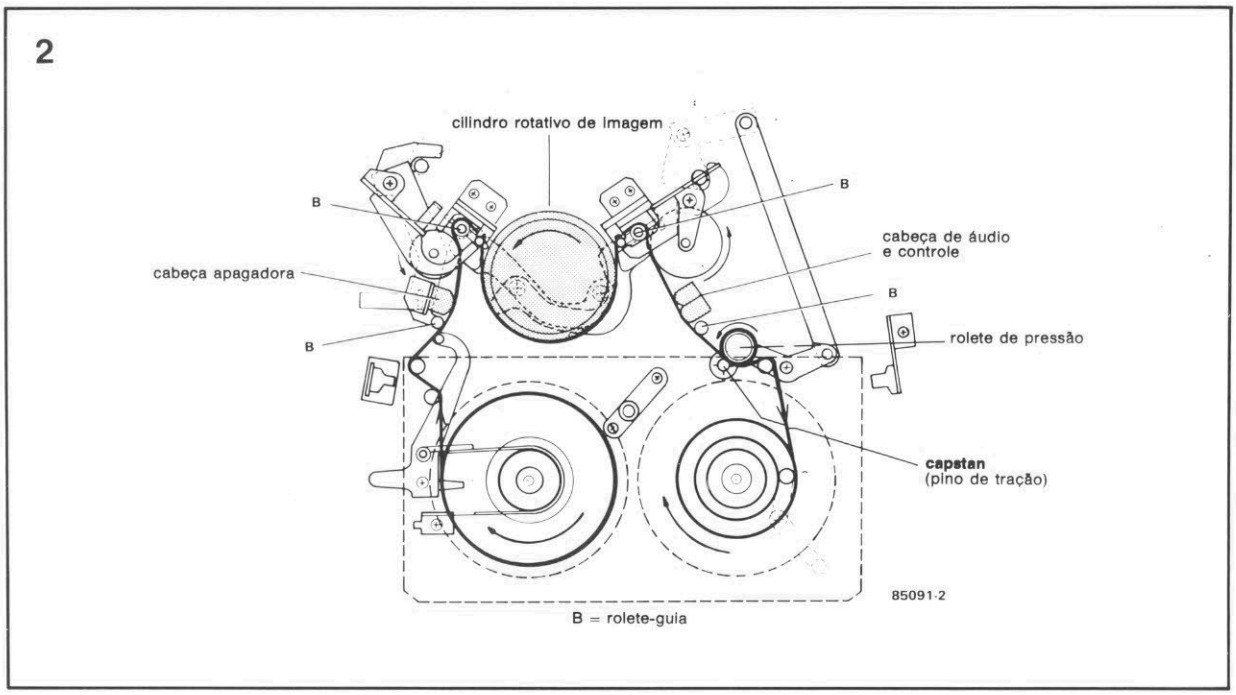


Figura 2 — Sistema direcionador da fita em um gravador VHS da JVC. As demais máquinas VHS empregam sistemas virtualmente idênticos (cortesia da JVC).

três sistemas em uso — VHS, Betamax e V2000 — podem ser vistos nas figuras 2, 3 e 4, que indicam claramente a posição das cabeças e outras peças importantes. O processo V2000 é produzido em duas formas diferentes de carregamento da fita, como se vê nas figuras 4a e 4b: em "M" (Philips) ou em "U" (Grundig). Quando não há fita inserida no gravador, os roletes-guia poderão estar em posições ligeiramente diferentes das indicadas nas figuras.

Antes de mais nada, remova qualquer cassete do interior do aparelho e desligue-o da tomada. Leve-o para um local bem iluminado e tire a tampa do gabinete (em alguns modelos mais antigos, com carregamento superior da fita, poderá ser necessário remover antes o compartimento dos cassetes, conforme indicação do manual de instruções do aparelho). Uma vez retirada a tampa, será fácil notar o que mais é preciso fazer para se ter acesso ao sistema direcionador.

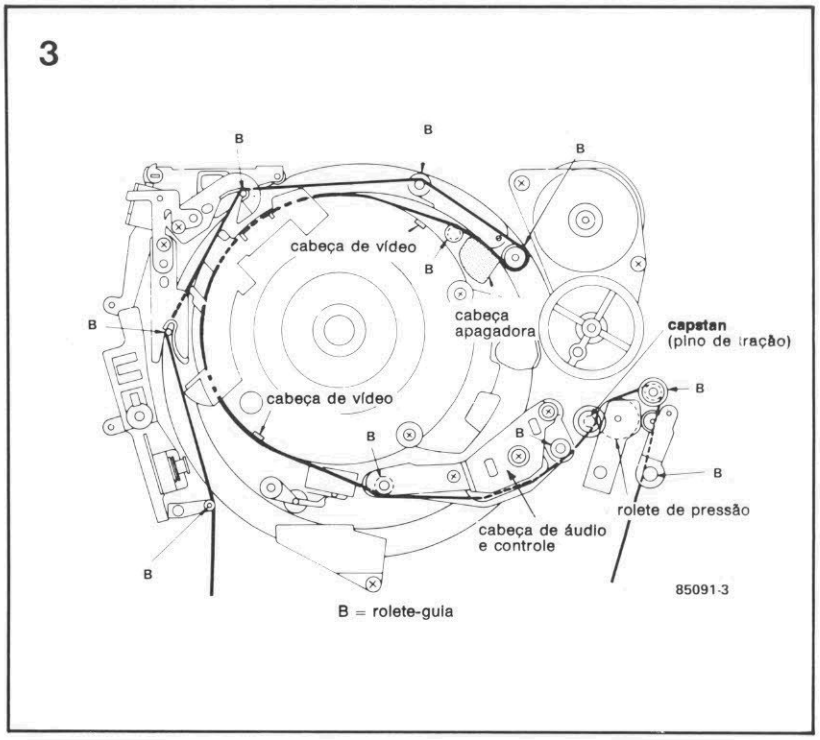
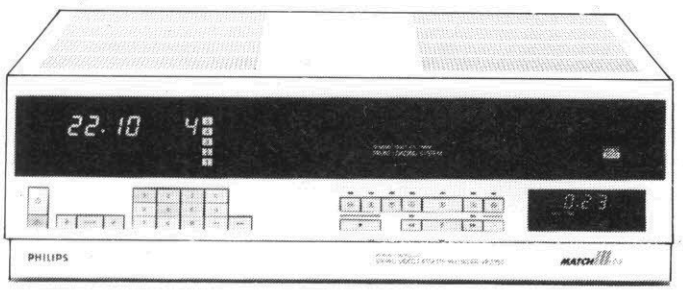


Figura 3 — Sistema direcionador da fita em um gravador Betamax (cortesia da Sony).

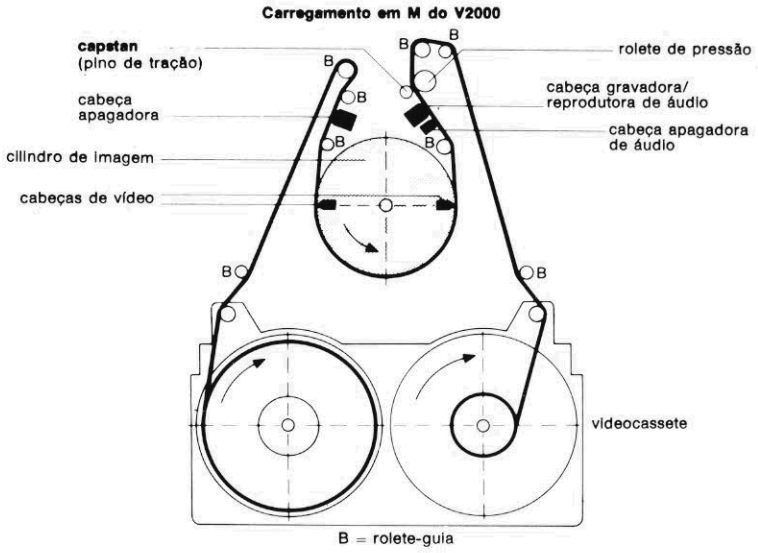
As seguintes peças poderão então ser limpas com uma espátula de camurça ou pano (sem fiapos) embebidos em álcool puro ou líquido de limpeza: todas as cabeças (exceto as de vídeo), o pino de tração, todos os roletes-guia e roletes de pressão. Esteja certo, porém, de que o líquido utilizado não vai afetar o material de que são feitos os roletes.

Em seguida, limpe cuidadosamente a parte externa do cilindro rotativo, também com uma espátula de camurça. **Nunca toque nesse cilindro sem luvas!** Dê maior atenção à trilha oblíqua, na parte inferior do cilindro, e à sujeira persistente em sua superfície.

Todo o cuidado para não tocar nas cabeças de vídeo!



4



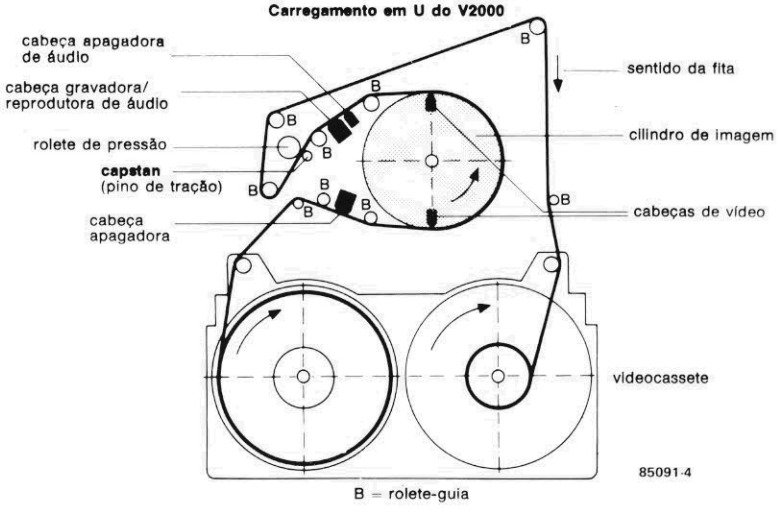


Figura 4 — Sistemas direcionadores de aparelhos V2000: carregamento em M, da Philips (a), e carregamento em U, da Grundig (b).

Pegue uma espátula com ponta de camurça embebida em álcool, e pressione-a suavemente de encontro ao entreferro, de forma que tenha contato com toda a circunferência do cilindro, no ponto em que giram as cabeças (veja a figura 6). Segure firme a espátula e gire o cilindro algumas vezes, com a mão (e luvas!). Normalmente, isso pode ser feito girando o eixo do cilindro, que sobressai um pouco em seu topo. Com o sistema V2000, contudo, isso não é possível, já que o topo do cilindro contém alguns contatos deslizantes e uma ponte de contatos. **Não mexa nessa ponte, em circunstância alguma!**

Nesse caso, é preferível girar cuidadosamente o próprio cilindro com as mãos enluvadas. Não toque diretamente as cabeças e não desloque a espátula verticalmente! Um movimento em falso a essa altura e a cabeça pode ser danificada.

Tenha o cuidado, por fim, de não deslocar nenhuma peça do sistema direcionador durante a limpeza. Não tente, por exemplo, remover o mecanismo de inserção da fita no aparelho. Em suma, faça apenas o estritamente necessário e volte a colocar a tampa no lugar. ◀

5

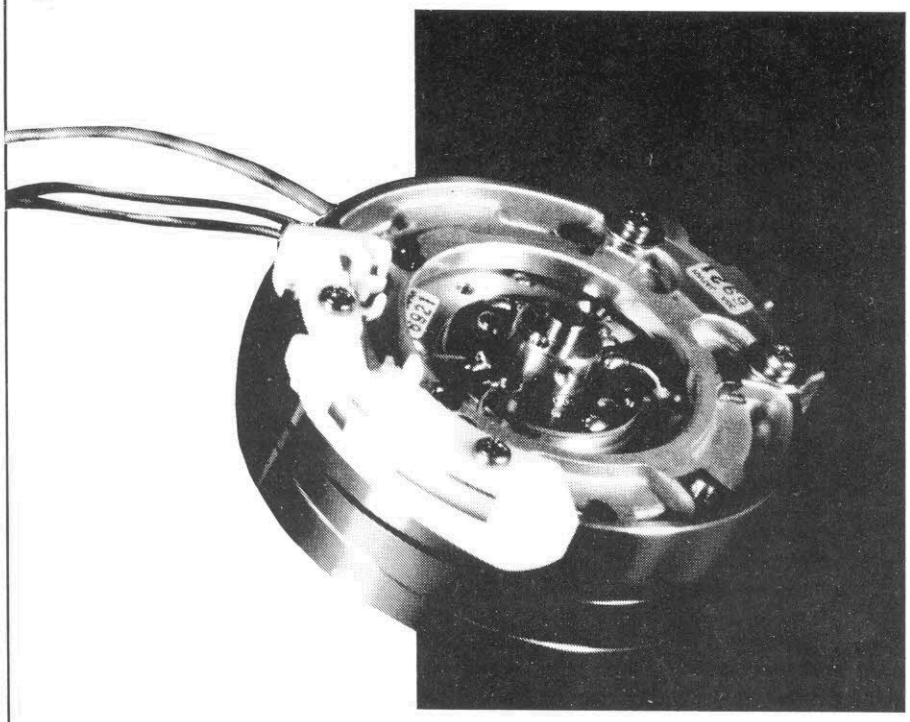


Figura 5 — Este detalhe de um aparelho Betamax mostra o entreferro onde giram as cabeças, no centro do cilindro de imagem. Nas máquinas VHS e V2000, toda a metade superior do mesmo é rotativa. Na parte inferior fica a trilha oblíqua, que assegura o correto direcionamento da fita ao longo do cilindro.

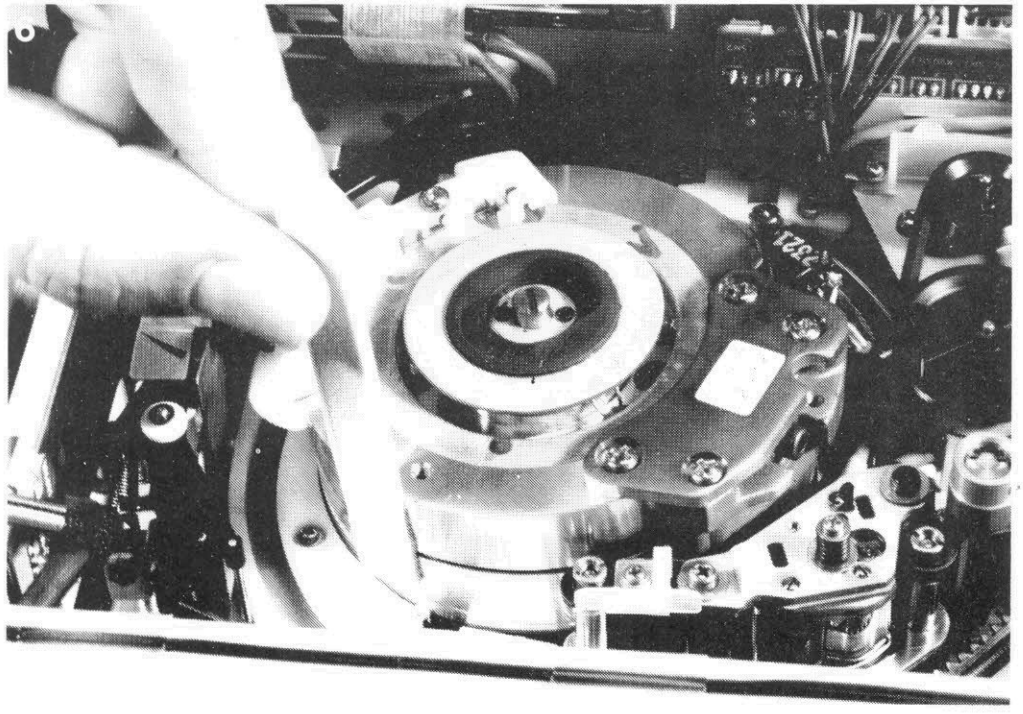
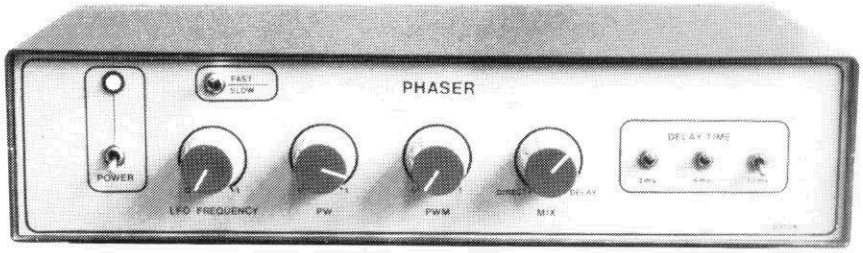


Figura 6 — O momento crítico, quando a pequena espátula com ponta de camurça é pressionada suavemente contra o cilindro; em seguida, move-se as cabeças fazendo girar o disco que sobressai no topo do cilindro (usando luvas de borracha).



Defasador de áudio

A defasagem (ou *phasing*) é um efeito bem conhecido pelos músicos. No campo eletrônico, ele é obtido com o chamado filtro "pente", cujo nome deriva do processo de atenuação e amplificação de várias freqüências, igualmente espaçadas, no espectro de áudio. É indicado para sons ricos em harmônicas, a exemplo das gravações com percussão predominante, música de guitarra elétrica ou corais.

A resposta de um filtro pente pode ser vista na figura 1. Uma simples olhada nos diz imediatamente o porquê desse nome, dispensando mais explicações. Existem várias maneiras de se obter um filtro desses; os sistemas de alta qualidade são bastante complexos e caros, mas há métodos simples que, embora não proporcionem uma resposta de alta fidelidade, fornecem sons bem razoáveis.

O processo mais simples (utilizado por todos os defasadores comerciais mais populares) baseia-se em uma rede de 16 filtros "passa-tudo". Tais filtros produzem um retardo que pode variar entre 1 e 15 ms e o uso de operacionais JFET e comutadores tipo 4066 pode minimizar consideravelmente o número de componentes necessários. Além disso, o circuito dispensa calibrações, aceita qualquer sinal compreendido na faixa das tensões de alimentação (+9 e -9V), não produz ruído ou distorção e não exige filtro passa-baixas.

Um retardo comprometedor

Na figura 2 vemos o esquema básico de um filtro "passa-tudo": quanto maior C, tanto mais longo será o retardo introduzido pelo filtro. Seria ideal se pudéssemos aumentar indefinidamente esse valor, pois evitaríamos uma redução gradual do retardo, a partir de uma certa freqüência. Infelizmente, como se vê na figura 1, os "dentes" do pente sofrem uma separação cada vez maior.

Não nos resta senão buscar uma solução de compromisso entre a rentabilidade (máxima eficiência com o menor número possível de filtros) e a intensidade do efeito acústico. Nossas experiências demonstraram que com C= 4,7 nF e R1...R3 = 10 k tem-se os melhores resultados.

1

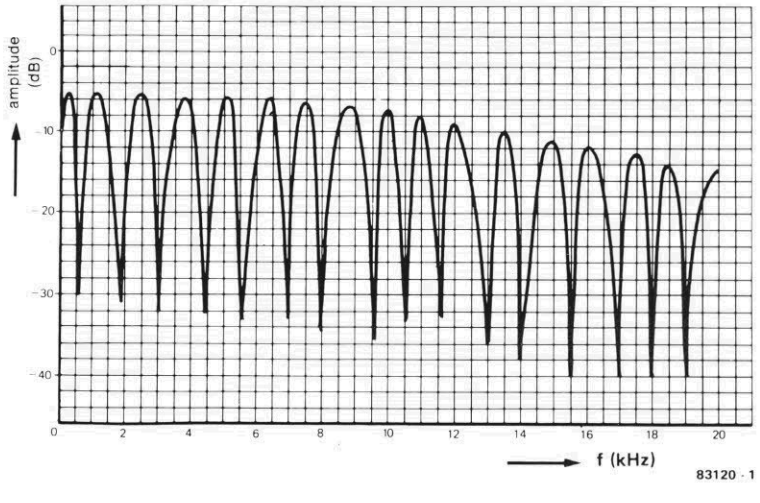


Figura 1 — Resposta em freqüência de um defasador. A típica forma de pente é o resultado da amplificação ou atenuação de algumas freqüências. Modulando a saída de "clock" os "dentes" estiram-se ou se comprimem como um acordeon.

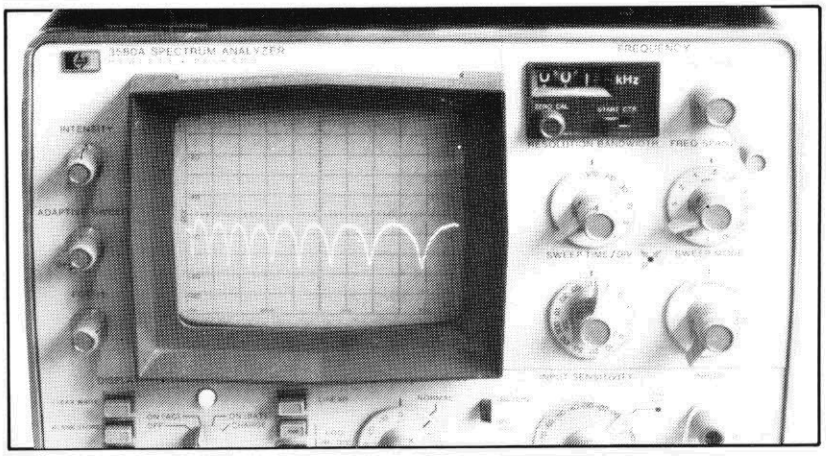
A concepção do defasador é modular, mantendo separados, por um lado, o circuito de retardo e, pelo outro, o oscilador e as etapas de controle. Isto permite tanto simplificar a montagem como ampliar o sistema para dois ou mais circuitos de retardo.

O sistema-base de retardo está constituído por 16 filtros passa-tudo, dispondo de uma primeira saída após o oitavo deles (retardo 1). Mediante essa configuração básica, obtém-se um efeito considerável, mas a ligação em série de dois sistemas de 16 filtros acentua consideravelmente as harmônicas. A entrada de áudio e as duas saídas (retardos 1 e 2) do módulo dispõem de capacitores (C17, C18 e C19) que impedem a passagem das tensões contínuas provocadas, principalmente, pelos vários amplificadores operacionais.

Para controlar esse tipo de circuito pode-se empregar vários tipos de resistências variáveis, como FETs ou até LDRs. Em nosso caso, tal função é executada através de chaves analógicas CMOS — solução igualmente prática, porém mais barata — comutadas pelo gerador de *clock* N1.

Quando as chaves estão abertas, a corrente é interrompida e os capacitores associados não se carregam — o que só ocorre quando as chaves são fechadas. A frequência de comutação não é importante, neste caso, mas sim a duração dos pulsos e pausas (ou seja, a relação entre os períodos em que as chaves permanecem fechadas e abertas). Idealmente, o ciclo de trabalho (relação pulso/pausa) deveria ser ajustado entre 0 e 100%, de forma contínua, e todas as chaves serem controladas pelo mesmo *clock*.

A frequência de *clock*, como nos ensinam as técnicas de amostragem, deve ser pelo menos equivalente ao dobro da maior frequência de áudio. Assim, nós a situamos entre 40 e 50 kHz, valor que não deve criar nenhum problema, exceto talvez em algumas gravações magnéticas, onde o oscilador de apagamento do gravador trabalhe nessa mesma freqüência.



Controle de largura de pulso com correção automática

Precisamos, portanto, de um gerador de pulsos que produza ondas quadradas a uma frequência de 40 a 50 kHz. É o que fazem o disparador Schmitt N1 e componentes associados (figura 3a). Os pulsos aí gerados são convertidos em ondas triangulares pelo filtro passa-baixas R12-C6, que são aplicadas ao operacional IC5. Este atua como comparador e seu nível de disparo é determinado pela tensão presente em sua entrada não inversora (pino 3). A largura do pulso de saída em IC5 (pino 6) também depende diretamente da tensão aplicada ao pino 3. O disparador Schmitt N2 simplesmente reconverte os pulsos de saída em ondas quadradas.

Para controlar a tensão no pino 3 de IC5 (e, portanto, a largura de pulso), existem duas possibilidades: uma manual, através de P3 e outra utilizando o sinal do LFO (oscilador de baixa freqüência) composto por A1 e A2. A integração é feita por A1, que incorpora, em sua malha de realimentação, o diferenciador A2. Como o efeito sonoro tende a melhorar se a largura de pulso for modulada com uma onda senoidal, o "buffer" A3, associado aos diodos limitadores D5 e D6 e ligado em série com a saída do LFO, transforma o sinal triangular em outro quase senoidal.

A amplitude, nesse ponto, é de apenas ± 0,7 V, mas P2 permite atenuá-la de forma simétrica. O operacional A4 recebe ao mesmo tempo a tensão "manual" (vinda de P3) e a saída do LFO. Essa combinação deve ser feita com cuidado, pois pode dar maus resultados. De fato, pode acontecer de P2 e P3 serem ajustados de forma que a tensão de saída em A4 seja muito superior ou inferior ao sinal triangular aplicado à entrada inversora de IC5, dando origem a um desaparecimento do sinal de "clock" e a um chiado bastante desagradável nos alto-falantes (figura 4). O problema se apresenta, normalmente, quando tentamos obter uma largura de pulso muito estreita (com um ciclo de trabalho inferior a 3%). Para saná-lo, incluimos no circuito de "clock" um dispositivo de controle que limita a saída de A4.

O disparador Schmitt N3

2

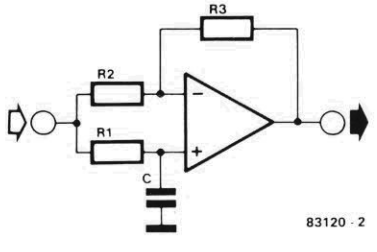


Figura 2 — Esquema de um filtro passa-tudo. O nível de retardo é determinado por R1 e C.

3

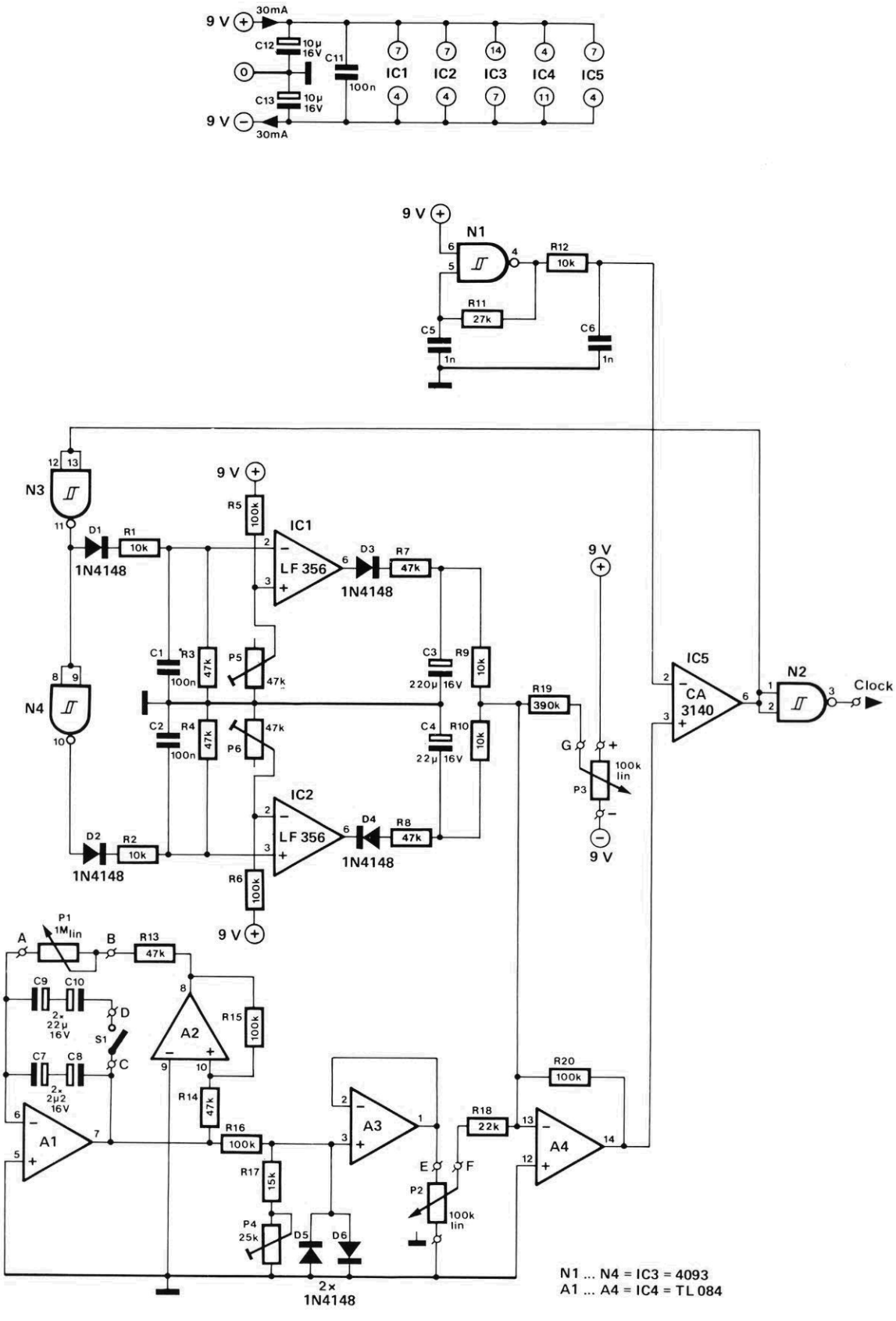


Figura 3a — Esquema do circuito oscilador e dos estágios de controle.

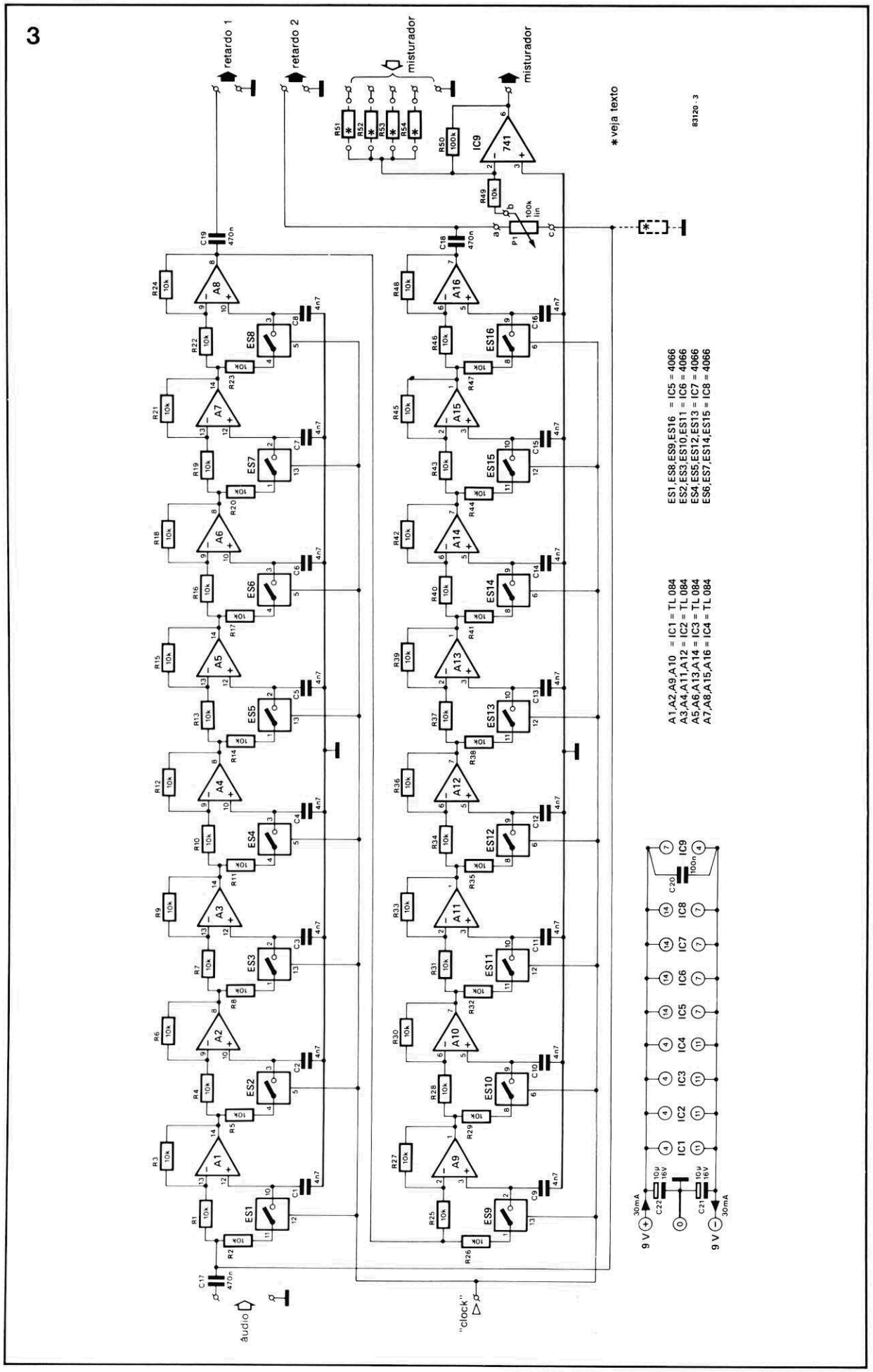


Figura 3b — Esquema do circuito de retardo, com os 16 filtros ativos e os resistores de entrada com chaveamento eletrônico.

defasador de áudio

Lista de componentes (circuito de retardo)

Resistores
R1...R49 — 10 k
R50— 100 k
P1 — trimpot 100 k linear
Obs.: *todos os valores em ohms*

Capacitores
C1...C16 — 4,7 n (cerâmicos)
C17...C19 — 470 n (cerâmicos)
C20 — 100 n (cerâmico)
C21, C22 — 10 µ / 16 V (eletrolítico)
Obs.: *todos os valores em farads*

Semicondutores
IC1...IC4 — TL084
IC5...IC8 — 4066
IC 9 — 741

Diversos
placa de circuito impresso 83120-1

Lista de componentes (oscilador e estágio de controle)

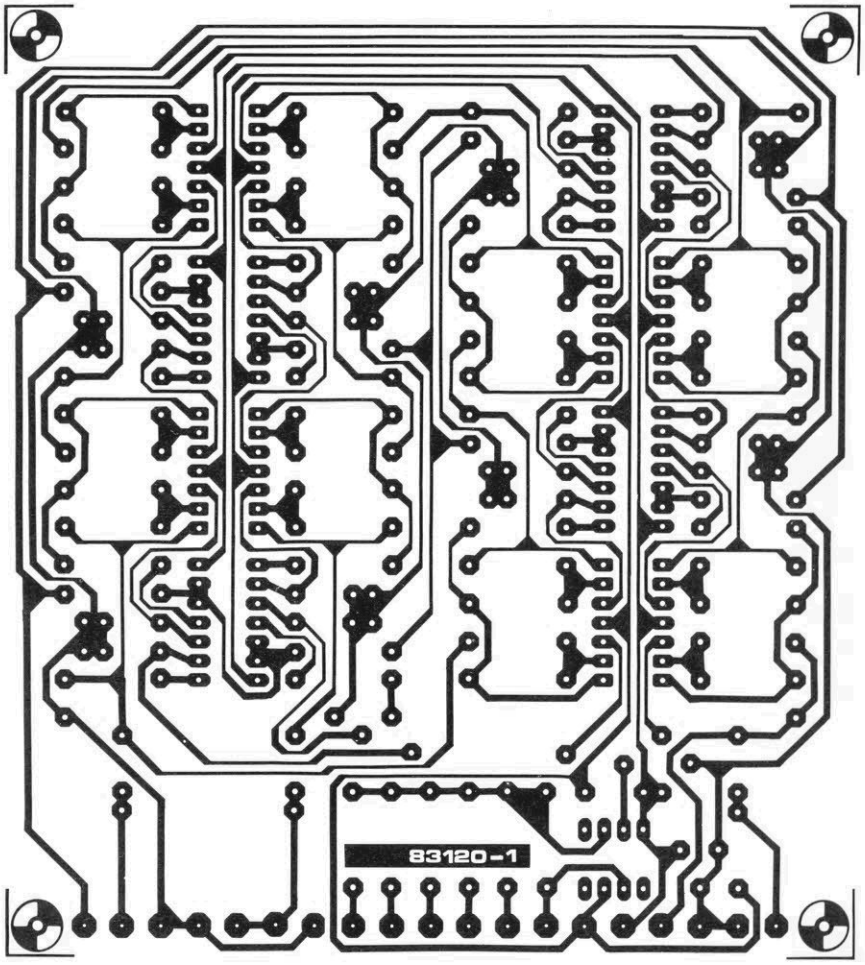
Resistores
R1,R2,R9,R10,R12— 10 k
R3,R4,R7,R8,R13, R14— 47 k
R5,R6,R15,R16, R20— 100 k
R11— 27 k
R17— 15 k
R18— 22 k
R19— 390 k
P1— potenciômetro 1 M, linear
P2,P3— potenciômetros 100 k, lineares
P4— trimpot 25 k
P5,P6 — trimpots 47 k
obs.: *todos os valores em ohms*

Capacitores
C1,C2,C11— 100 n (cerâmicos)
C3— 220 µ/16 V (eletrolítico)
C4,C9,C10-22µ/16V (eletrolíticos)
C5,C6— 1 n (cerâmicos)
C7,C8— 2,2 µ/16 V (eletrolíticos)
C12,C13—10 µ/16 V (eletrolíticos)
Obs.: *todos os valores em farads*

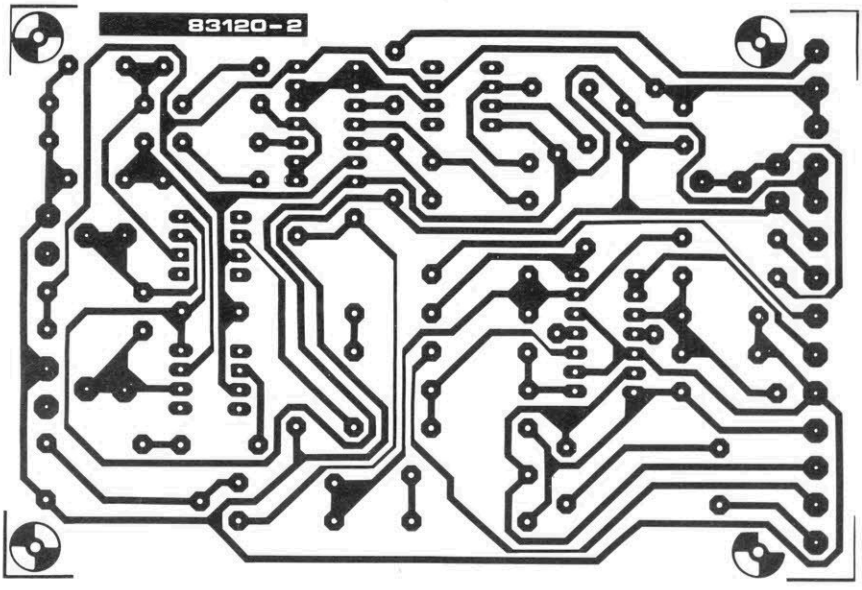
Semicondutores
D1...D6— 1N4148
IC1, IC2— LF356
IC3— 4093
IC4— TL084
IC5— 3140

Diversos
S1— interruptor liga-desliga
placa de circuito impresso 83120-2

5



6



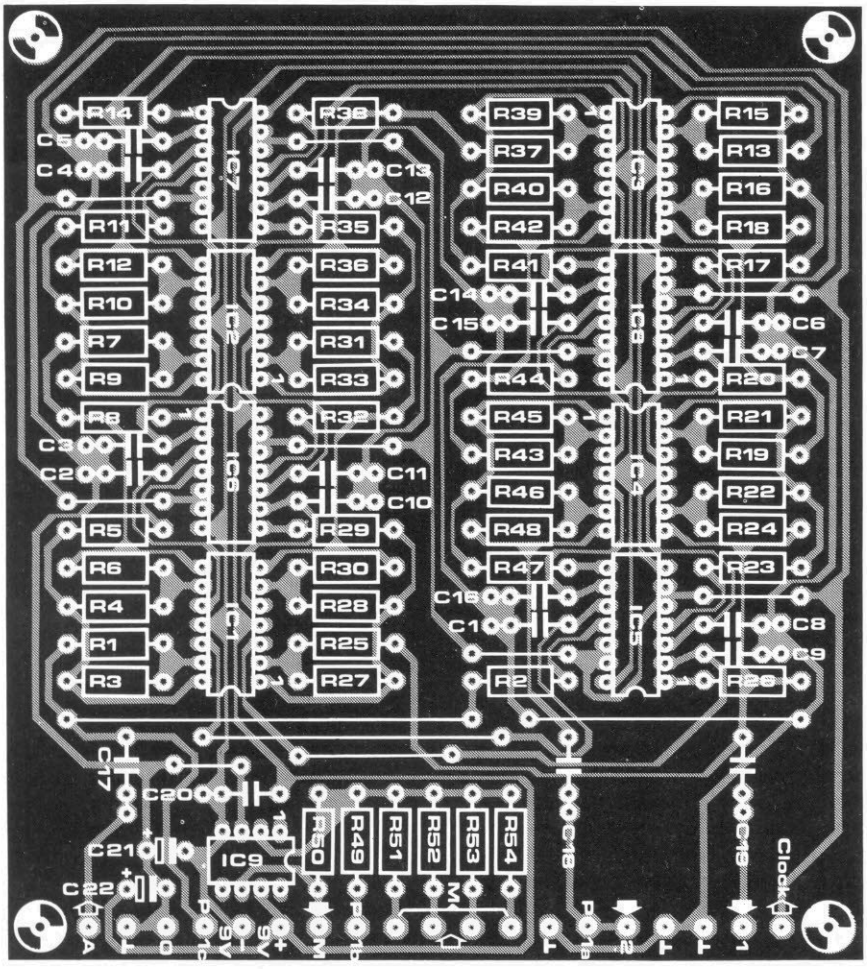


Figura 5 — Disposição dos componentes e traçado da placa para o circuito de retardo. Estão previstas também as conexões para R51...R54.

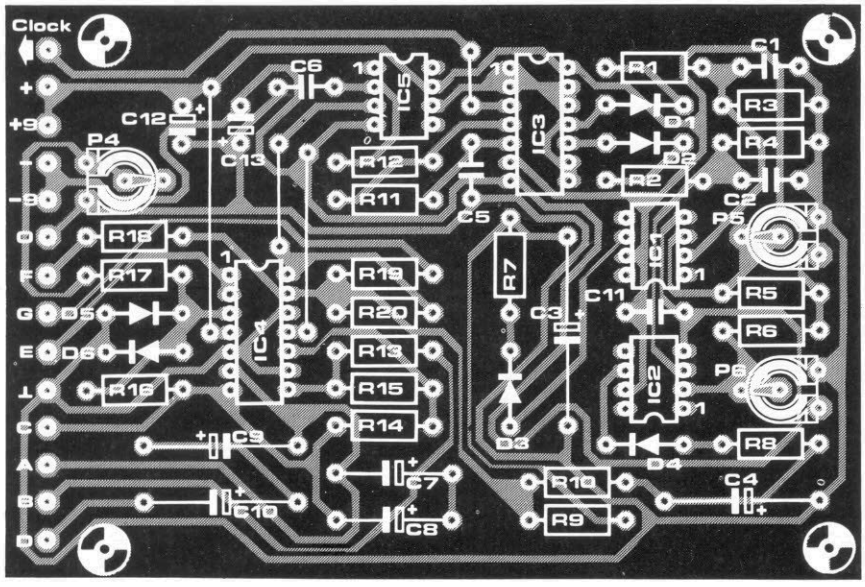


Figura 6 — Lado dos componentes e lado cobreado da placa destinada ao oscilador e ao estágio de controle.

4

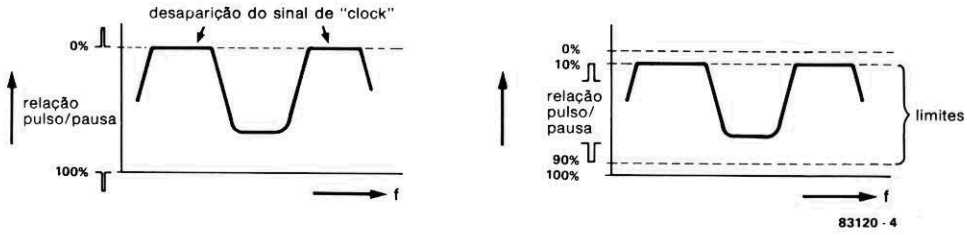


Figura 4 — Para evitar que a saída de A4 seja superior ou inferior à desejada, basta ajustar P5 e P6, de modo que ao posicionar P3 em seus extremos o valor da relação pulso/-pausa fique compreendida entre 10 e 90%.

(ativado pela saída de IC5) atua como um "clock" auxiliar, cuja saída é invertida por N4. Os dois sinais resultantes são integrados e convertidos em uma tensão contínua, proporcional à largura de pulso — e que é comparada por IC1 e IC2 com um valor de referência, ajustável por P5 e P6. Desse modo, a tensão contínua obtida, proporcional ao ciclo de trabalho, é usada para controlar A4, de forma que a saída desse estágio não possa superar um ciclo de trabalho de 10 a 90% (figura 4).

Como vantagem adicional desse processo, a etapa de controle fica totalmente independente do gerador de "clock" e do LFO. Assim, se for necessário, pode-se retirar A4 do circuito sem nenhum efeito nocivo. Os transientes de tensão são integrados com o auxílio das redes R7/C3, R8/C4 e realizam a polarização da entrada inversora de A4.

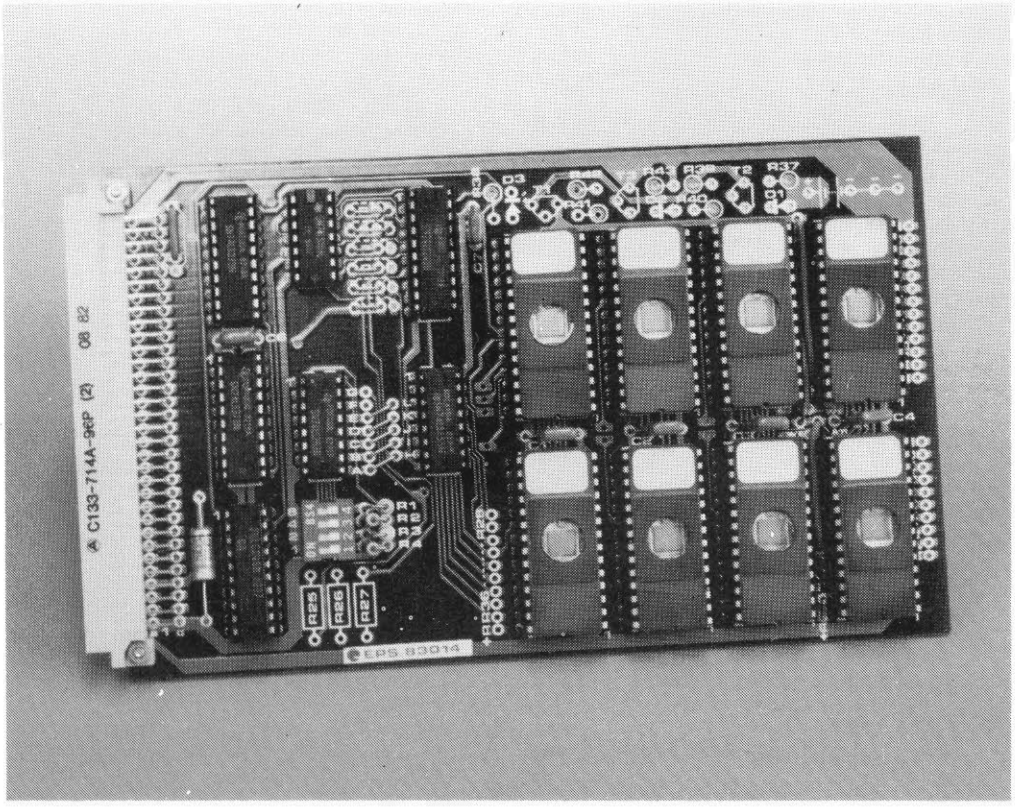
Ampliações

O retardo introduzido pelo sistema-base (16 filtros) chega a 6 ms e as freqüências inferiores a 180 Hz não alcançam a defasagem de 360°, sob pena de não passarem. Conectando-se dois módulos em série, o retardo é duplicado e o defasamento em baixas freqüências é suficiente para que sofram alguma enfatização (e não uma atenuação, como ocorre utilizando-se um só módulo).

Usando dois módulos em série (pois nos parece que mais de dois já tornam o ruído e a distorção consideráveis), o "clock" pode ser comum, mas não se deve utilizar a saída do misturador (IC9), e sim as saídas "retardo 1" e "retardo 2" (com 8 e 16 filtros, respectivamente) para o acoplamento com o módulo seguinte. O potenciômetro P1 pode ser omitido de todos os módulos,com exceção do último, desde que sejam substituídos por um resistor de 100 k aterrado, como indica o detalhe tracejado da figura 3b.

As saídas dos blocos de retardo devem ser ligadas aos resistores de entrada do misturador IC9, que dispõe de quatro entradas, a fim de permitir que dois módulos sejam acoplados em série, formando uma linha de retardo com 8, 16, 24 e 32 etapas. O sinal de menor retardo deve ser aplicado, então, ao resistor de maior valor. A título de exemplo, utilizamos os seguintes valores: R51 = 1 M, R52 = 470 k, R53 = 220 k, R54 = 100 k. São valores arbitrários, até certo ponto; você mesmo poderá encontrar outros que soem mais agradáveis ao seu ouvido. Por outro lado, se desejar efeitos defasadores diferentes, bastará que tente inverter as saídas das linhas de retardo do misturador. Com alguma paciência, conseguirá obter o efeito desejado. ◀

Fiéis ao nosso desejo de não ficar para trás no desenvolvimento de placas de memória, apresentamos um novo e versátil modelo, adequado à maioria dos microprocessadores que trabalha em regime de 8 bits. Ele aceita até 64 k de RAM ou EPROM, sendo possível, inclusive, a combinação de ambas. Usando RAMs de tecnologia CMOS, uma fonte de reserva protegerá o conteúdo da memória durante longos períodos, evitando perdas de dados na eventualidade de faltar a alimentação principal.



Placa universal de memória

entre 2 e 64 k de memória RAM e/ou EPROM, com alimentação autônoma

Vamos iniciar o presente artigo com algumas noções técnicas fundamentais, que permitirão aos nossos leitores abrir a trilha na mata virgem da microinformática.

A memória do computador

A figura 1 ilustra as seções e o princípio de funcionamento de um sistema baseado em microprocessador. O CI do microprocessador contém vários registradores de trabalho, um contador de programa e uma unidade lógica aritmética (ALU). Alguns integrados ou processadores incluem também o gerador de **clock**. A outra seção fundamental é a memória, que costuma ser dividida em zonas básicas de RAM e ROM.

Os dados a processar armazenam-se na RAM, enquanto que a ROM (ou PROM, EPROM...) contém as instruções operacionais "permanentes" para o microprocessador. Na maioria dos casos, o "programa monitor" ou sistema operacional (nos equipamentos mais evoluídos) é guardado nesse tipo de memória.

Quando o sistema é utilizado para o desenvolvimento de **software**, a RAM está bastante desenvolvida e o usuário tem acesso direto a ela podendo ler, modificar, introduzir ou suprimir dados em qualquer endereço da RAM. Um dispositivo visualizador facilita a apresentação de suas manipulações e permite o desenvolvimento do programa.

Os sinais dos endereços, dos dados e de controle circulam através dos barramentos, cujas características diferem de um processador a outro. Não é entretanto, propósito desse artigo aprofundar esse assunto.

Examinando detalhadamente a seção de memória, constatamos uma divisão em dois blocos: a memória de da-

1

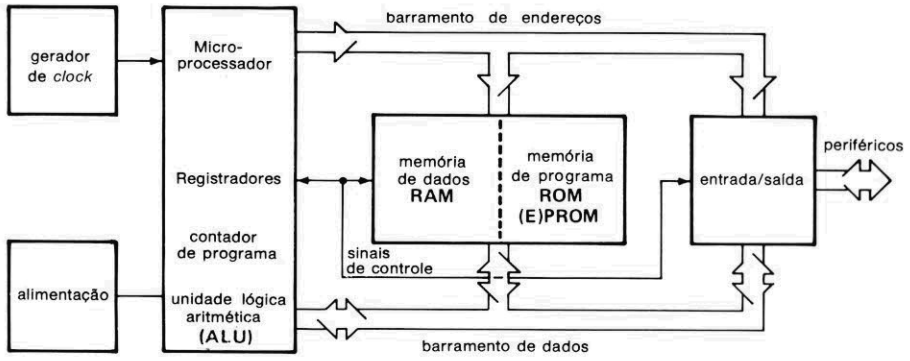


figura 1 — A estrutura de um sistema baseado em microprocessador é quase geral. Contém a unidade central (com seus registradores de trabalho, unidade lógica aritmética e contador de programa), o gerador de clock (integrado na maior parte das CPUs), a ROM com o monitor (programa que determina a operação interna), a memória RAM para o armazenamento de dados e a unidade de entrada/saída.

2

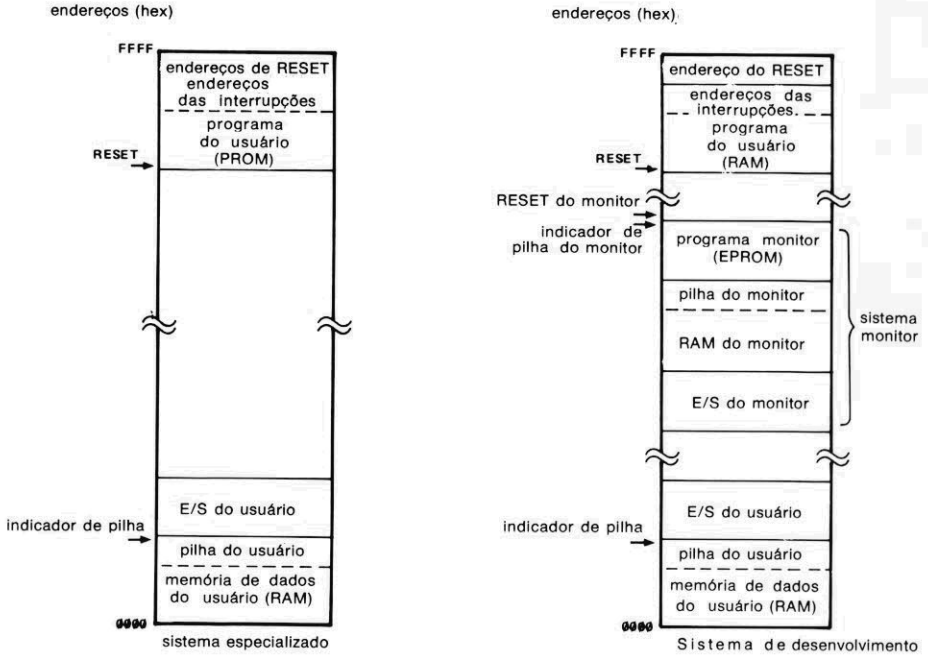


figura 2 — Duas categorias básicas de sistemas baseados em micro processador: uma "rica" em memória e a outra apenas com o mínimo necessário. A primeira categoria abrange os sistemas de desenvolvimento e a segunda, os sistemas especializados.

dos e tratamento (RAM) e a memória de "serviço", ocupada pelo monitor (ROM). Certamente os leitores perceberão que com esse sistema básico é fácil chegar aos limites da memória disponível.

Sistemas especializados e sistemas de desenvolvimento

Um sistema de desenvolvimento pode ser usado também para as aplicações "especializadas", não sendo verdadeiro o contrário. A diferença entre um sistema de desenvolvimento e um sistema especializado é mostrada na figura 2. De um lado estão os sistemas especializa-

dos, que têm uma função precisa e limitada, e de outro, estão os sistemas de desenvolvimento, com vocação universal e muito melhor dotados, como veremos mais adiante. Nos dois casos, o endereço de inicialização está situado na parte superior da memória e quase sempre se tem acesso a ela por intermédio de um pulsador (de reset).

Nos sistemas de desenvolvimento uma grande parte da memória é dedicada ao programa monitor (guardado em ROM) e constitui, de certo modo, a "inteligência" da máquina. A memória RAM é usada para a operação do programa, especialmente no controle das entradas e saídas. A parte mais importante de um programa monitor é a dedicada aos procedimentos de entrada/saída (normalmente teclado e tela) e aos de acesso à memória (isto é leitura e escrita), tudo isso mediante rotinas e sub-rotinas.

Sabemos que um barramento de endereços de 16 bits permite o acesso a $2^{16} = 65.536$ endereços, um espaço de memória de 64 kbytes. Esses endereços expressam-se em notação hexadecimal, como um número compreendido entre $\$0000$ e $\$FFFF$ (o símbolo $ indica que se trata de numeração hexadecimal).

Parece lógico, então, adotar uma meória de 64 k desde o começo para sistemas baseados em processadores de 8 bits. Mas, como até pouco tempo atrás essa quantidade de memória exigia demasiado espaço e dinheiro, isso se tornou mais uma exceção do que regra.

A placa universal de memória

Na figura 3 podemos ver o esquema do circuito da placa de memória universal. Podem ser utilizadas EPROMs de 2 k (2716), 4 k (2732) ou 8 k (2764) e RAMs CMOS de 2 k (6116) ou 8 k (5564). Os números entre parênteses correspondem a todos os circuitos integrados de memória com a mesma organização e distribuição de pinos.

Pode-se realizar duas versões desta placa: uma com alimentação de reserva autônoma (versão CMOS) e a outra sem ela (versão MOS). No primeiro caso, a fonte de alimentação para as RAMs CMOS é formada por duas pilhas miniatura com as quais não se perdem os dados quando o computador é desconectado. Não é possível combinar circuitos MOS e CMOS na mesma placa porque a bateria se descarregaria com excessiva rapidez.

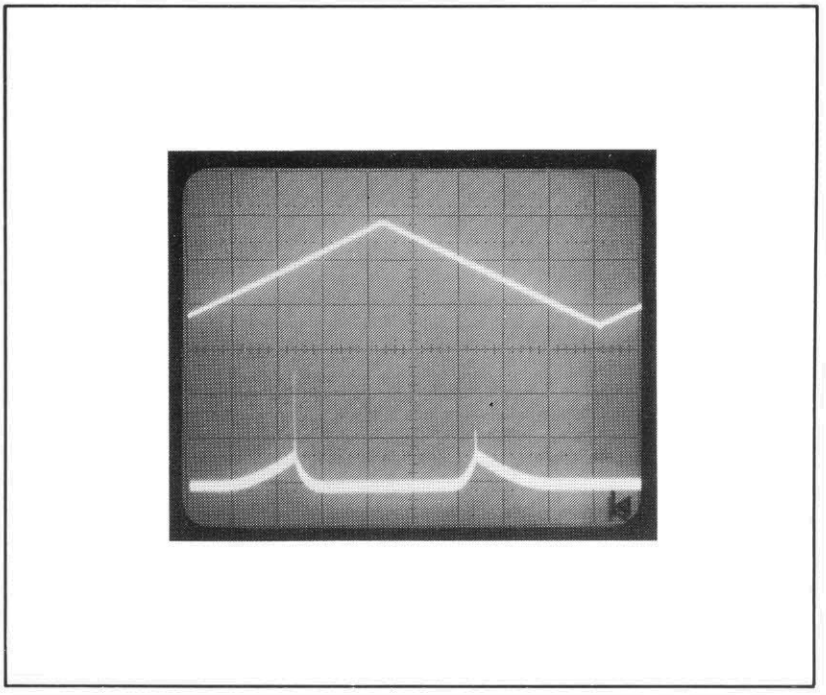


gráfico 1 — Curvas da tensão (superior) e intensidade (inferior) de uma linha de endereço da 6116.

Em sua versão CMOS, o circuito completo consome uns 200 mA e para ter acesso a uma RAM é necessário consumir no mínimo 35 mA, enquanto o restante do circuito exige cerca de 165 mA. A corrente média de um CI de memória RAM é, inclusive, inferior a 35 mA dependendo da freqüência com qual é acionada.

Em condições de repouso, quando CE está em nível lógico alto (CE = 1), a memória consome somente alguns microampères. Não se pode esquecer que na versão CMOS são indispensáveis os resistores de polarização em nível alto (**pull-up**), os circuitos de coletor aberto e o circuito baseado em T1...T3.

Quando a corrente de alimentação normal for cortada, as entradas $\overline{CE}$ (ou $\overline{OE}$) e $\overline{WE}$ das RAMs deverão ficar inibidas imediatamente (nível lógico "1"). Para isso, utiliza-se os circuitos de coletor aberto, associados aos resistores de polarização **pull-up**, conectados ao potencial positivo da alimentação da reserva.

Desse modo, as entradas mencionadas se mantêm em nível "1" durante a passagem da tensão normal para a de reserva. Os resistores de polarização em nível baixo (**pull-down**) também são necessários em algumas RAMs do tipo CMOS. A razão disso pode ser vista no gráfico 1. A curva superior corresponde à tensão de uma das linhas do endereço de uma RAM CMOS 6116, enquanto que a de baixo representa a corrente consumida por esse mesmo circuito (sem resistores de polarização). Para um valor de aproximadamente metade da tensão de alimentação (neste caso, metade de 2,4 V) constata-se um claro aumento da corrente (de até 200 µA). Isto é aplicável a cada uma das onze linhas de endereços, de modo que a corrente total pode chegar a 2,2 mA, ao invés do consumo típico de 2 µA especificado no manual da 6116.

Para remediar esse inconveniente, são indispensáveis os resistores de polarização em nível baixo, pois uma corrente mil vezes maior que a prevista descarrega rapidamente as baterias.

Esse forte consumo de corrente ocorre quando uma entrada de endereço flutuante faz com que os transistores CMOS conduzam. Isso não acontece em todos os circuitos nem se aplica a todas as entradas. A memória 6116, por exemplo, dispensa os resistores de polarização em ní-

3

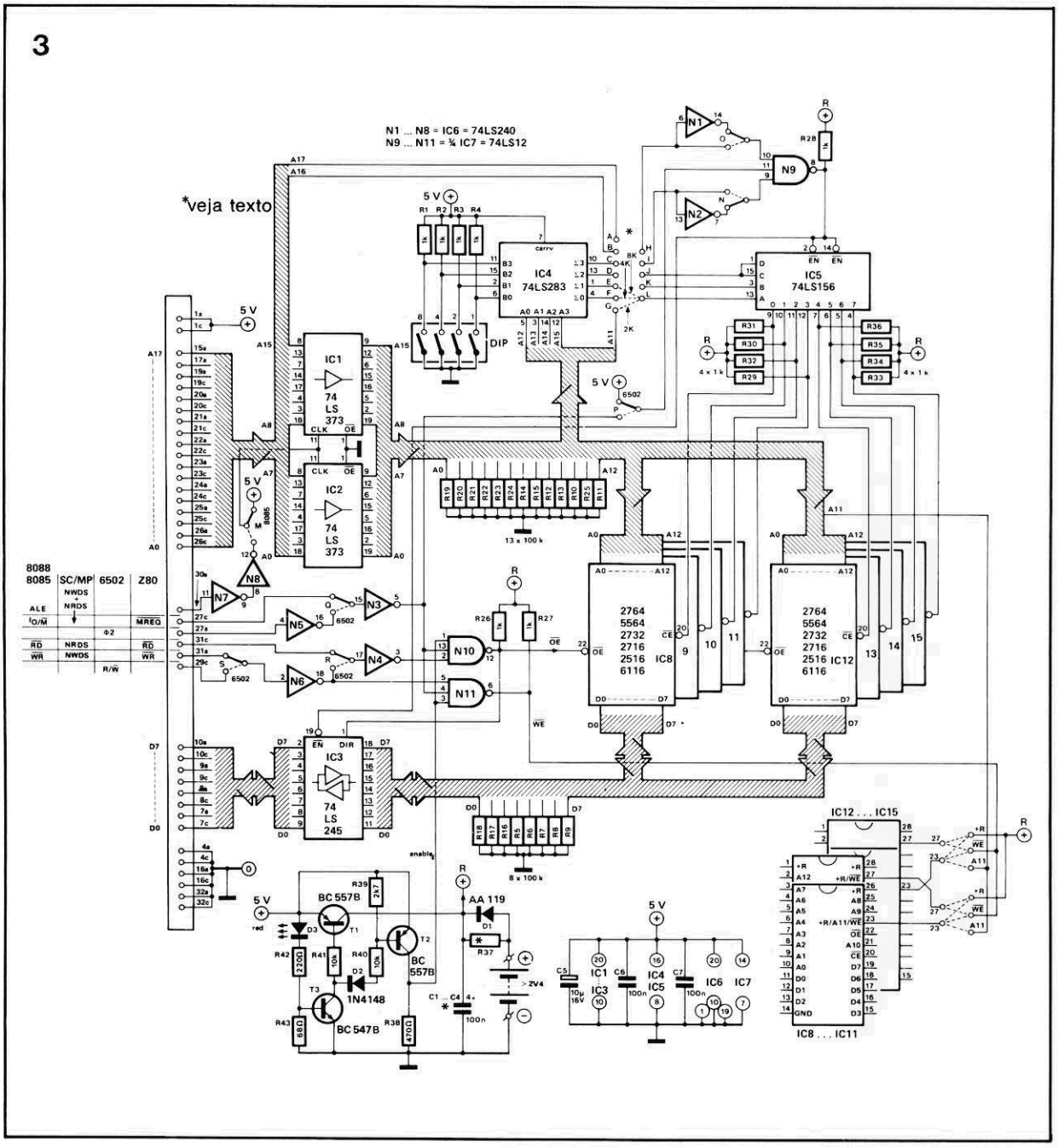


Figura 3 — Duas versões em um só esquema. A versão MOS é menos cara e menos complexa utilizando apenas os resistores R1...R4, os capacitores C1...C7 e os integrados IC1..., IC7 e IC8... IC15 (estes últimos e IC5, IC7 variam de uma versão para outra). A adaptação a diferentes tipos de micro processadores é facilitada mediante a instalação de pontes. A outra versão, que prevê circuitos de memória em tecnologia CMOS, usa alimentação autônoma de preservação dos dados, no caso de perda da tensão de alimentação normal.

vel baixo para as linhas de dados, ao contrário de outros tipos. A melhor solução é montar os resistores em todos casos; não causam dano algum e, além disso, há espaço para estes componentes na placa de circuito impresso.

A vantagem da tecnologia MOS reside em seu preço, duas vezes menor que o da CMOS, e o inconveniente é o consumo de corrente que, mesmo em condição de repouso é bastante superior ao da CMOS. Na versão MOS, o consumo para cada EPROM 2716 em repouso seria de 35 mA, que multiplicado por oito (8 EPROMs, no total) dá um total de 280 mA, ao qual temos que adicionar os 165 mA necessários para os circuitos TTL, que resulta em 445 mA.

Na versão MOS, os resistores de polarização (exceto R1...R4) não são necessários, nem tampouco as saídas em coletor aberto. O circuito baseado em T1...T3 não é necessário e as uniões coletor-emissor de T1 e de T2 são substituídas por pontes de fio.

Os barramentos dos endereços têm memórias intermediárias (buffers) com exceção das linhas A16 e A17, raramente usadas. Ressaltamos também que não é necessário empregar a placa a plena capacidade; ela funcionará perfeitamente com uma única EPROM ou RAM.

Decodificação dos endereços

Finalmente topamos com alguma coisa nova: a forma de decodificar os endereços não vai ser a habitual. Os endereços somam-se em complemento 2, como mostramos no exemplo logo adiante. Quando o endereço pré-selecionado e o que está no barramento são idênticos, o resultado da operação é nulo. O decodificador dos endereços propriamente dito, IC5, é controlado por N9 e gera o sinal CE, que seleciona a RAM ou a EPROM correspondente.

Suponhamos como exemplo, que seja selecionado

4

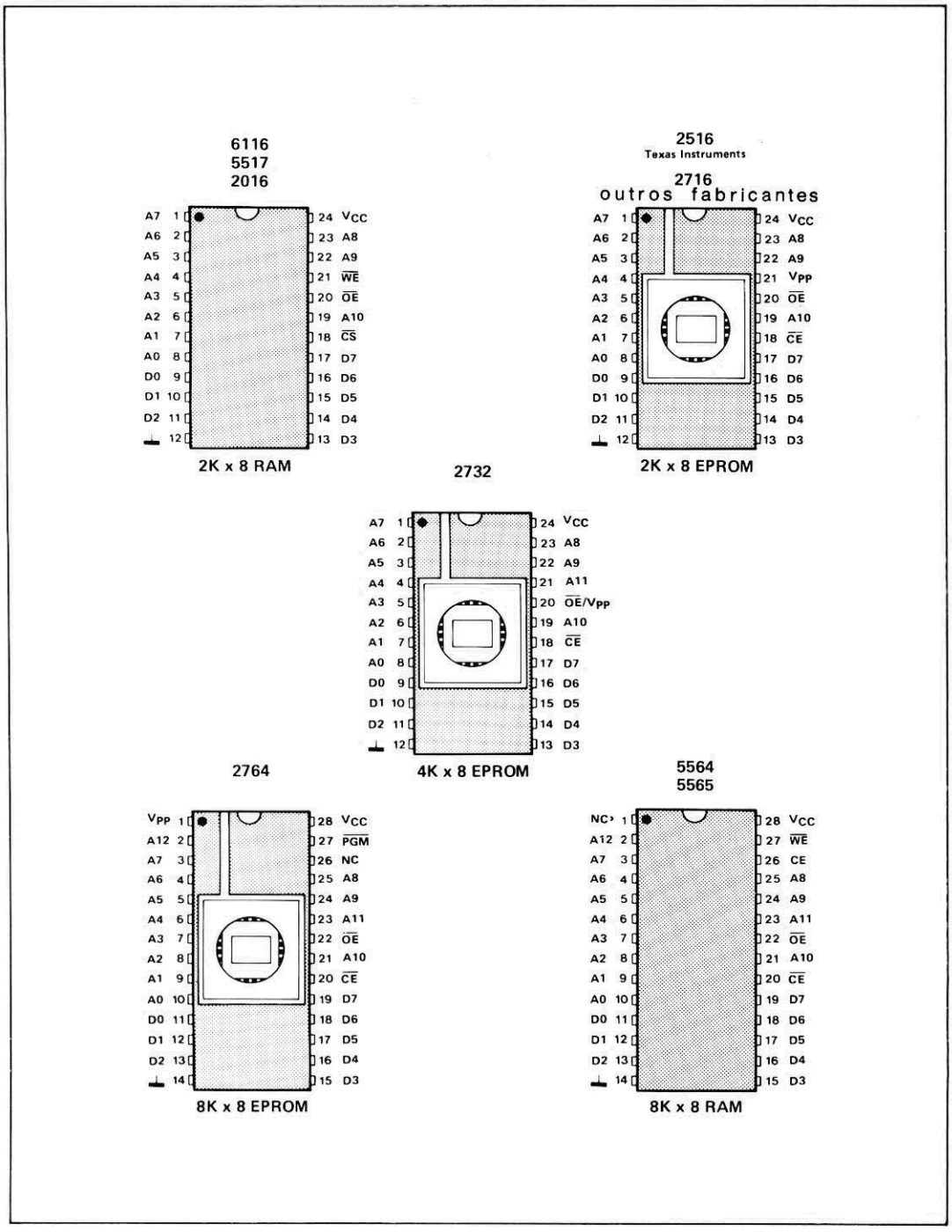


figura 4 — Pinagem de diferentes tipos de CIs de memória utilizáveis na placa universal. As EPROMs 2532 e 2564 somente podem ser usadas em conjunto com um adaptador.

o endereço 8ØØØ (hex) com os chaves DIP. De acordo com o método de complemento 2, somente a chave "A15" é Fechada (ver B no cálculo). O complemento 2 se obtém adicionando um "1" ao pino 7 de IC4. Se, agora, 1ØØØ estiver também disponível às entradas A de IC4 (para o bloco dos endereços 8ØØØ), a informação ØØØØ aparecerá nas saídas. Suponhamos que se tenha instalado as pontes para as EPROMs e RAMs de 2 k; então, IC5 "vê" ØØØ em suas entradas A, B, e C (A11 é também Ø para este bloco de endereços).

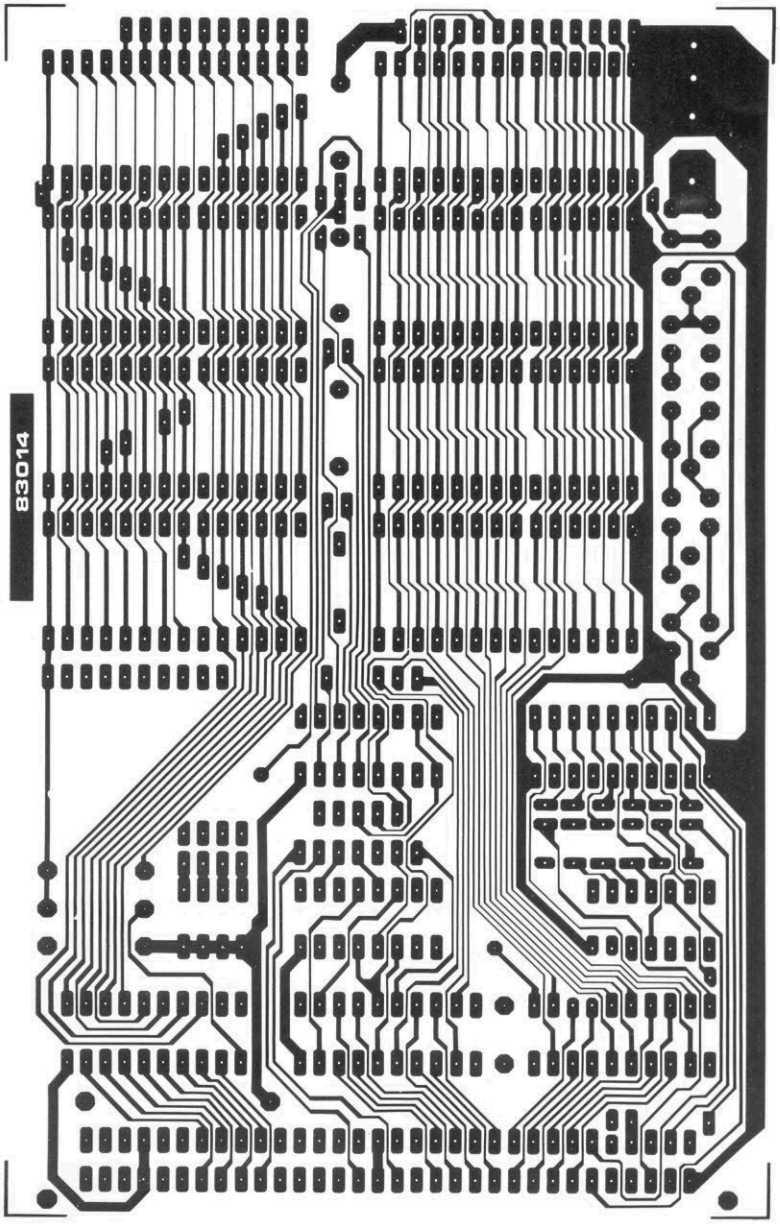
O sinal ativador, de nível lógico 0, está presente também nas entradas habilitadoras (pinos 2 e 14), através de N9. Desse modo, ativa-se o decodificador dos endereços e proporciona-se um sinal $\overline{CE}$ para IC8 na saída 0 e somente essa EPROM ou RAM será habilitada.

Suponhamos, agora, que apareça no barramento o endereço $88ØØ; a linha de endereço A11 passará ao nível lógico alto, mas a saída de IC4 continuará sendo "ØØØØ". O decodificador de endereços será comutado para a EPROM ou RAM de 2 k seguinte, e assim sucessivamente, para todas as configurações de endereços, de in-

Exemplo de cálculo em complemento dois:

B	= 1ØØØ = ^{8}hex	
$\overline{B}$	= Ø111	
+1	1	complemento
	1ØØØ	dois
A	= 1ØØØ	+
	(1) ØØØØ	

5



Lista de componentes para a versão MOS

Resistores
R1 . . . R4 = 1k ohms
Capacitores:
***C1. . . C4, C6, C7** = 100 n*
C5 = 10 µ/16 V
Obs.: valores em Farads

Semicondutores
IC1, IC2 = 74LS373
IC3 = 74LS245
IC4 — 74LS283
*IC5 — 74LS155**
IC6 — 74LS240
*IC7 — 74LS10**
IC8 . . . IC15 — RAM e/ou E-PROM
ver texto, figuras 3 e 4
**varia para a versão CMOS*

Diversos
Soquetes para CI
Chave DIP de 4 circuitos
Conector de 64 pinos

figura 5 — Placa de circuito impresso projetada para as duas versões (veja a lista de componentes). Aos montadores que quiserem empregar a placa de memória para experiências com vários processadores diferentes, é conveniente utilizar soquetes para a colocação e retirada de pontes, ao invés de soldá-las diretamente. Os soquetes deverão ser de boa qualidade, já que deverão suportar um grande número de operações.

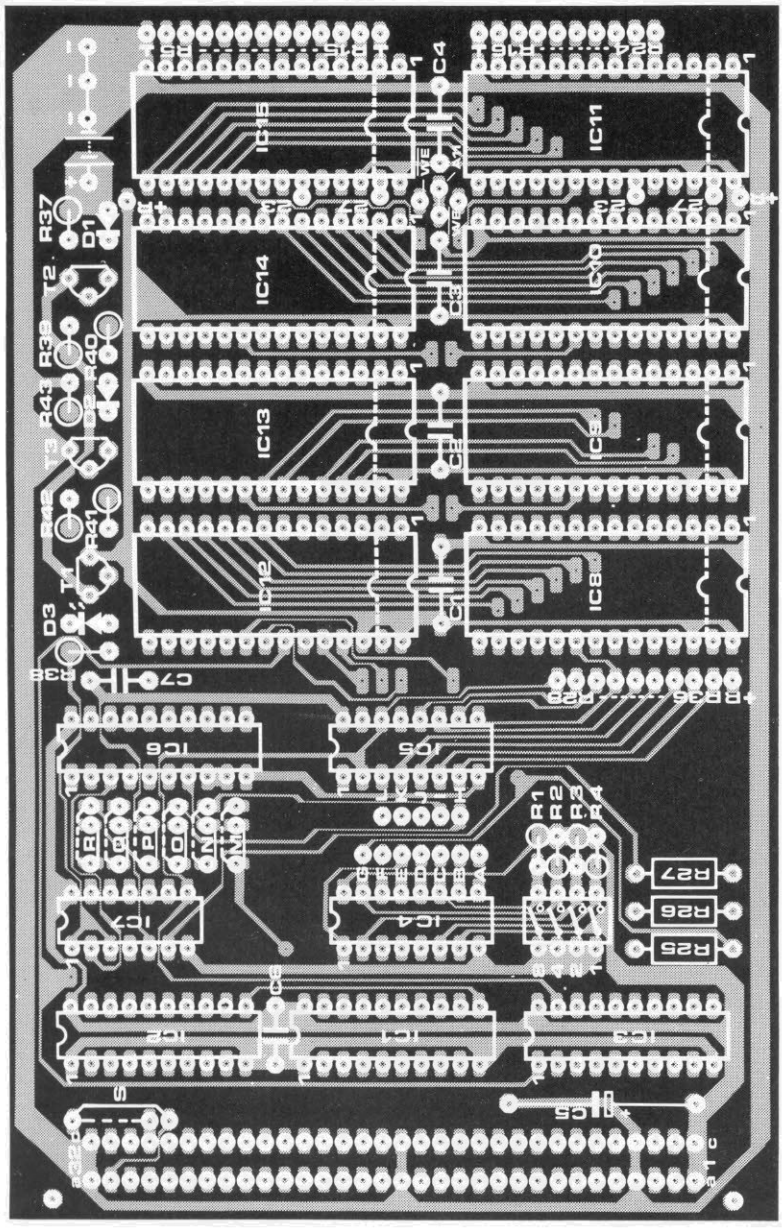
terruptores DIP e de pontes A..L possíveis.

Não é possível combinar os circuitos integrados de 2 k, de 4 k ou de 8 k; quando o espaço da memória está subdividido em blocos de 8 k, por exemplo, não se pode intercalar um bloco de 2 ou 4 k. A subdivisão em blocos de 8 k é praticada nos 64 k, com 16 linhas (inclusive se não estiverem ocupados todos os soquetes de integrados). Programando-se, por exemplo, o endereço $8ØØØ, a placa se endereçará a partir de $8ØØØ.

Com o quarto bloco de 8 k chega-se ao endereço $FFFF e assim estão ocupados os primeiros 32 k da placa. Mas o que acontece com o 32 k restantes? Serão endereçados de $ØØØØ a $7FFF, em cuja zona é bem provável que exista já alguma coisa (o monitor, por exemplo). Em consequência, teremos o irritante endereçamento duplo, que exigirá remédio imediato.

Isto é possível no caso de unidades centrais equipadas com as linhas de endereços A16 e A17. De qualquer modo, essa solução foge do objeto de nosso artigo e o problema tem que ser resolvido caso a caso.

As pontes 0 e N que curto-circuitam ou põem N1 e N2 em serviço devem ser instaladas de forma que à saída de N9 haja um nível lógico baixo quando IC5 estiver ativado (suas entradas devem estar, portanto, em nível lógico alto). Se as pontes estão instaladas



Lista de componentes para a versão CMOS

Resistores (1/8 W)
R1...R4 = 1 k
*R5...R25 = 100 k**
*R26...R36 = 1 k**
R37 — (ver texto)
R38 — 470
R39 — 2,7 k
R40, R41 = 10 k
R42 — 220
R43 = 68
Obs.: valores em ohms
**podem ser usadas duas redes de resistores de 9 X 100 k, no lugar de 18 X 100 k; da mesma forma, os 9 de 1 k podem ser substituídos pela rede de 9 X 1 k.*

Capacitores
C1...C4,C6, C7 = 100 n
C5 = 10 µ/16 V
Obs.: valores em Farads

Semicondutores
D1 = AA119
D2 = 1N4148
D3 = LED vermelho (de pouca eficiência)
T1, T2 = BC557B
T3 = BC547B
IC1, IC2 = 74LS373
IC3 = 74LS245
IC4 = 74LS283
IC5 = 74LS156
IC6 = 74LS240
IC7 = 74LS12
IC8...IC15 = CMOS RAM 6116, 5564 ou equivalente (ver texto, figuras 3 e 4)

Diversos
Soquetes para CI
Chave DIP de 4 circuitos
Conector de 64 pinos
2..3 pilhas de níquel-cádmio (ver texto)
níquel-cádmio: 20 PK
Óxido de prata: V 76 ris
mercúrio: V 675 PX

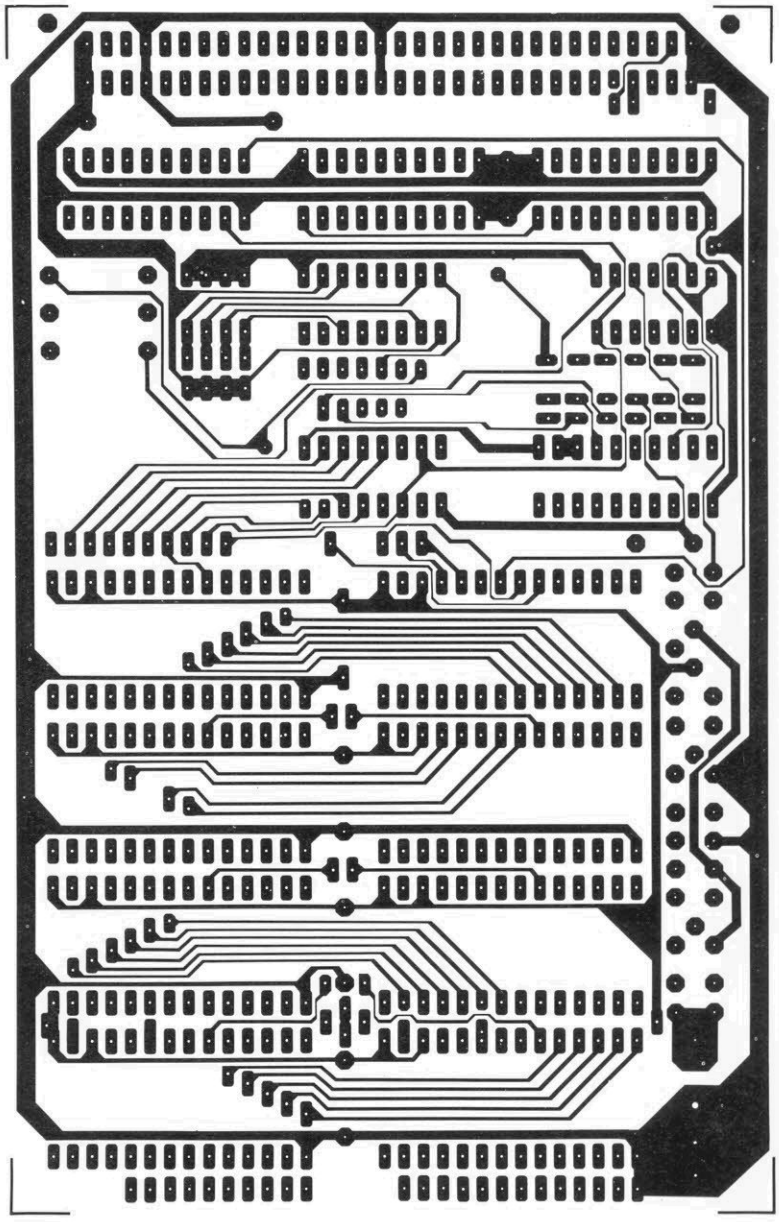
como indicado no esquema (ponte 0 entre o terminal 14 de N1 e o terminal 10 de N9; ponte N entre o terminal 7 de N2 e o terminal 9 de N9; uniões A-H e B-I), é necessário que A17 e A16 estejam em nível lógico baixo. Essas linhas de endereços, existentes somente em raros microprocessadores, podem ser simuladas com a ajuda de um interruptor... ou simplesmente mediante seu aterramento. Temos que lembrar, ainda, que IC5 recebe um nível lógico baixo em suas entradas EN.

Sinais de controle

Os sinais de controle fornecidos pelos diferentes tipos de processadores estão indicados na tabela da figura 3 (nas proximidades dos terminais 27, 29 e 31). O microprocessador 8085 não pode ser conectado sem modificações, já que os dados e endereços devem ser demultiplexados antes de aplicados à placa de memória. O barramento de dados é controlado pelo sinal RD ou R/W.

A placa de memória pode ser utilizada também com um ZX81 (ou equivalente), mesmo que isso exija uma adaptação prévia, pois serão ocupadas as linhas de endereços AØ...A14 e as linhas de dados DØ...D7, assim como os sinais de controle do microprocessedor Z80. O endereço programado pelos interruptores DIP deverá ser

5



$4ØØØ (só fechar o interruptor "4" que corresponda à linha de endereço A14).

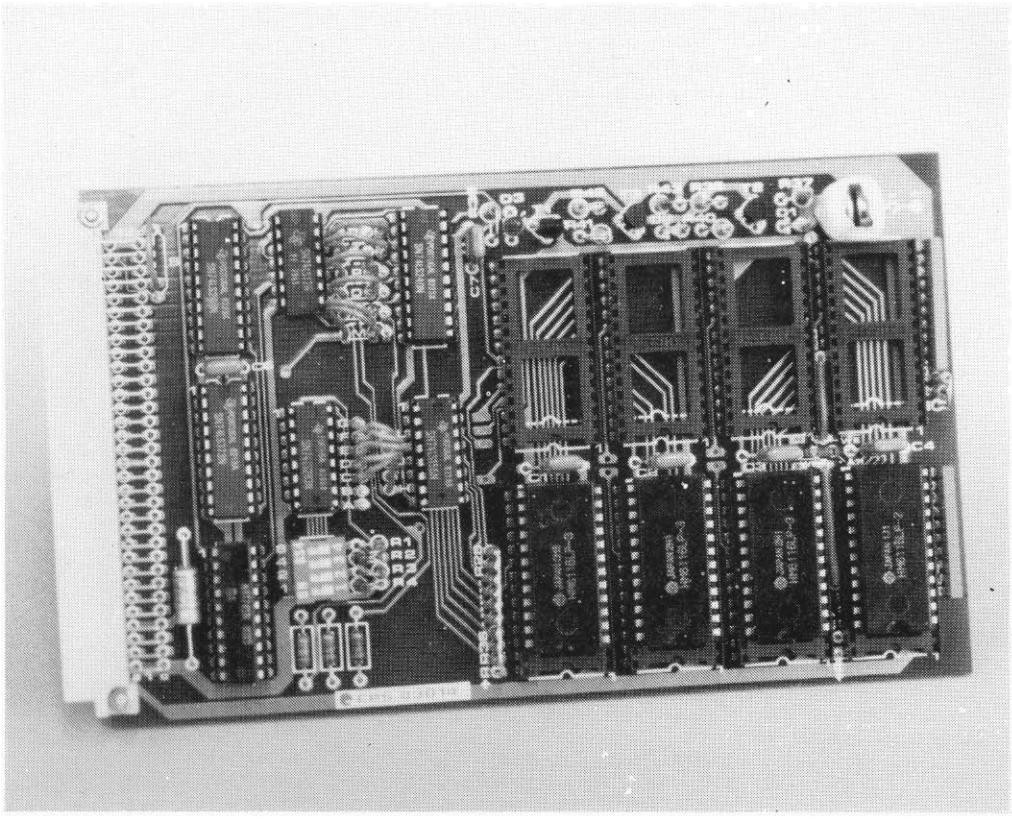
Mas isso ainda não é tudo... a RAM interna do ZX81 atua em paralelo com a placa de memória. A solução para esse problema é conectar a saída RAMCS (pino 2A) do ZX81 a +5 V. Além disso, o ZX81 faz coisas estranhas com sua saída A15, pelo que esta entrada deve ser conectada ao ponto comum da alimentação de placa de memória.

A placa universal adapta-se também ao microprocessador 2650 e a seus videojogos. Trabalha-se na modalidade "6502", com OPRQ do 2560 conectado a Ø2/6502 e o R/W do 2650 deve ser invertido antes de ser aplicado ao ponto $\overline{R/W}$ previsto para o 6502 (para os videojogos, este sinal está disponível já no ponto 17).

Não há problema algum na conexão dos barramentos de dados e do endereços. A linha M/I0 fica inutilizada, o que não chega a ser um inconveniente, devido a seu pouco uso. Se for realmente necessária, será preciso combinar OPREQ e M/I0 externamente.

Alimentação autônoma de reserva

O circuito que protege o conteúdo da memória é constituído pelos transistores T1...T3 e componentes associados. A tensão de alimentação denominada "R" está presente antes do sinal de habi-



litação (**enable**), porque T1 conduz antes de T2. O transistor T3 serve de comutador e o diodo D3 acende quando a tensão de alimentação está presente.

A linha **enable** controla N1Ø e N11, inibindo assim qualquer operação de leitura ou de escrita. A alimentação de reserva poderá ser garantida mediante baterias ou acumuladores. O resistor R37 deverá ser suprimido se forem usadas pilhas; no caso de baterias, seu valor deve ser de 2,5 V dividido por 1/20 da capacidade de acumulador.

RAM e EPROM

A lista de componentes para cada uma das versões (MOS e CMOS) não está compieta. Mencionamos apenas alguns circuitos integrados possíveis (com igual função, organização e pinagem). Na figura 4 são dadas as pinagens para as memórias EPROM e RAM. Uma observação importante: as EPROMs 2532 e 2564, da Texas Instrumentos, não são diretamente compatíveis com os circuitos da série 27XX; seus pinos devem ser ligados aos CIs de memória por meio de um adaptador, que será ligado na própria placa (com *wire-wrapping*).

Segundo o tipo de RAM ou de EPROM utilizado, a configuração dos pinos 23 e 27 será a indicada no canto inferior direito da figura 3. A posição das pontes está simultaneamente definida para quatro integrados: IC8...IC11 por um lado, e IC12...IC15 por outro. Uma posterior subdivisão será possível somente se forem cortadas as pistas correspondentes e forem feitas ligações separadas entre os pinos.

Cronogramas

A temporização pode causar alguns problemas uma vez conectada a placa ao sistema do microprocessador. A tabela auxiliar mostra as concordâncias entre os microprocessadores 6502 e Z80, sua frequência de *clock* e o tempo de acesso aos circuitos de memória (RAM e EPROM). CPUs muito rápidas podem provocar problemas com as EPROMs, que teriam de ser mais rápidas (as RAMs são suficientemente velozes).

Os atrasos sofridos pelos sinais de controle são também importantes nesse contexto. O sinal $\overline{MREQ}$ aparece como sinal $\overline{CE}$ nas RAMs ou EPROMs depois de um atraso (típico) de 50 ns, causado por N3 (10 ns), N9 (20ns), IC5 (20 ns) e IC3 (10 ns). O atraso para o sinal Ø2 é de 30 ns (N3 — 10 ns; N5 — 10 ns; N10 —

10 ns), depois do qual aparece como OE ou WE.

Nesse caso, o sinal CE se obtém a partir dos endereços. O atraso produzido pelos *buffers* do barramento de dados costuma ser de 10 ns. Para esses casos, pressupomos que os endereços já estão presentes, isto é, que já passaram pelo *buffer* e pelo somador. De qualquer modo, é conveniente acrescentar um retardo adicional de 37 ns (típico) para tais situações. Esses valores, em todo caso, são os mais frequentes, mas podem variar bastante de um componente para outro.

Montagem

Antes de realizar a montagem de qualquer um dos componentes na placa de circuito impresso (figura 5) temos que ressaltar a necessária precaução com a placa, verificando curto-circuitos, pistas defeituosas e falta de continuidade nos orifícios da placa; com isso, podemos poupar muitas dores de cabeça.

Continuando, podemos instalar as pontes e soldar os soquetes dos circuitos integrados. Nesta fase, vale a pena comprovar a continuidade nos próprios soquetes dos CIs. O passo seguinte é montar os resistores, se forem destinados a uma placa de RAM com tecnologia CMOS. Na falta das redes de resistores indicados na lista de componentes, para a versão CMOS, pode-se substituí-los por resistores normais.

Instala-se esses resistores verticalmente e seus extremos livres, interconectados, são ligados ao terminal comum na placa de circuito impresso. A montagem dos componentes restantes não representa problema. Não esqueça que IC5 e IC7 são diferentes nas versões CMOS e MOS.

É preferível utilizar pilhas de níquel-cádmio pequenas, equipadas com terminais para soldagem, como alimentação de reserva para a RAM CMOS. As pilhas de maiores dimensões não cabem na placa (embora sempre possam ser conectadas através de fios).

Nossa placa deve proporcionar espaço suficiente na memória para qualquer computador pessoal. Tenha em conta de que foi concebida para o barramento ELEKTOR típico. Se desejar usar outros tipos de barramento, será necessário improvisar um adaptador adequado. ⏮

6502				Z80			
1 MHz		2 MHz		2 MHz		4 MHz	
EPROM	RAM	EPROM ou mais rápida	RAM	EPROM	RAM	EPROM	RAM
450ns	250ns	350ns, 250 ns		450ns	250ns	mais rápida que 350ns	250ns

Pontes A... L, se são utilizadas

2 K RAM E EPROM:
G – L
F – K
E – J
D – I
C – H

4 K EPROM:
F – L
E – K
D – J
C – I
B – H

8 K RAM E EPROM:
E – L
D – K
C – J
B – I
A – H

Pontes M — S

	8088	8085 SC/MP 6502 Z80
M	---	—— —— ——
N } ver "decodificação de endereços"		
O }		
P	--- ---	—— ---
Q	—— ——	--- ——
R	—— ——	--- ——
S	—— ——	--- ——

correktor

Mais vida ao ferro de soldar
(julho 1986, pág. 28)
Tri1 deve ser TIC226D e não TIC116.

Fotômetro para flash
(julho 1986, pág. 46)
T2 —BF256A
T3, T4 — BC550B

Gravador de cassetes digital
(julho 1986, pág. 59)
C5, C14 — 47 µF/10 V
IC1, IC2 — LF356
IC3 — TL084
IC4 — 4066B

TK 3000: o Apple Enhanced no Brasil

Possibilidade de rodar os mais recentes programas integrados; textos em português; teclado com operação independente; várias opções de expansão; total compatibilidade com o novo modelo Apple, lançado em maio de 85 nos EUA. Estas são, entre outras, as características do novo computador da Microdigital, com o qual pretende competir na mesma faixa dos PCs e compatíveis.

Em termos de características técnicas, o novo micro dispõe de dois microprocessadores (sendo um deles para o teclado), 64 kB de RAM e 16 kB de ROM (com possibilidade de expansão até 1 MB, mediante diversas placas adicionais), placa PAL-M, dois teclados (um deles numérico) e possibilidade de conectar interfaces para impressoras e unidades de disco, além de aceitar qualquer placa CP/M para a linha Apple.

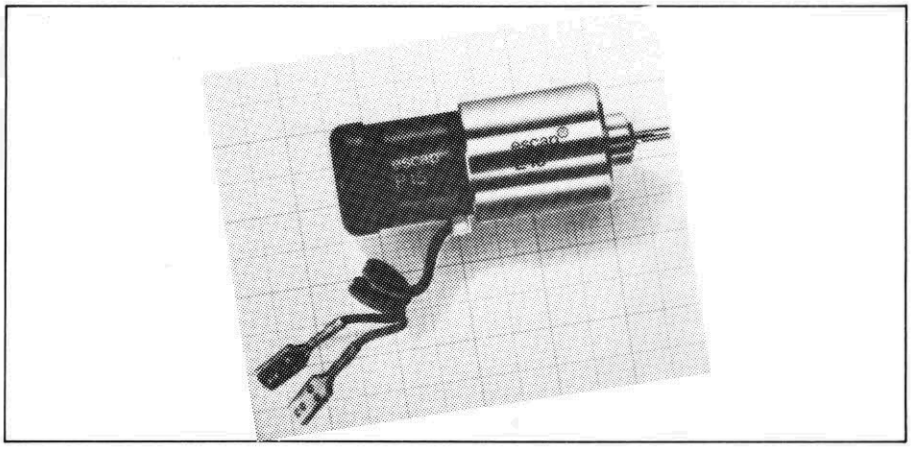
O fabricante destaca, entre os programas que podem ser rodados no TK 3000, o *Totalworks*, programa integrado que reúne processador de textos, planilha eletrônica e banco de dados; e o *Supercalc 3a*, outro *software* integrado reunindo planilha eletrônica, gráficos e gerenciamento de dados.



Motores passo a passo para a eletrônica

Lançados em nosso mercado pela HMG Representações Eletrotécnicas Ltda., os motores passo a passo da empresa suiça Portescap destinam-se principalmente a sistemas miniaturizados de servocontrole, regulagem e contagem de precisão, registro de grandezas físicas e elétricas, entre outras aplicações. Segundo seu fabricante, empregam uma tecnologia inédita, através da qual o rotor foi convertido em um fino disco axial magnetizado, que produz um grande número de pólos, obtendo assim ângulos de passo bem menores, se comparados ao do motor de imã permanente. Outras características dos novos motores são o baixo consumo, pequeno volume e operação precisa.

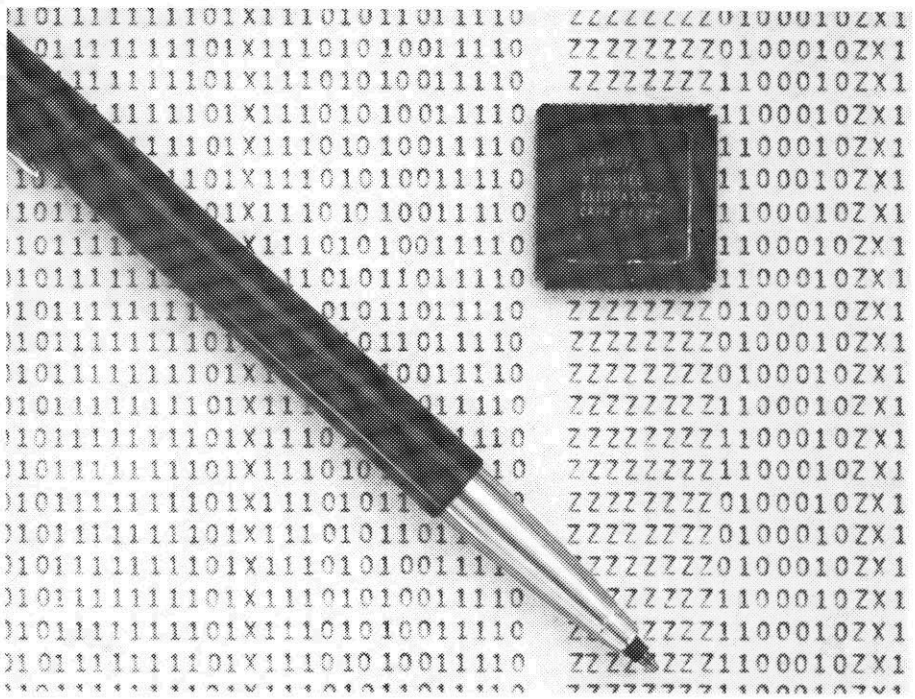
HMG Representações Eletrotécnicas Ltda.
Rua Tabapuã, 41 – cj. 35 – 04533
São Paulo – SP



Empresa nacional oferece CI dedicado para PC

Dezembro é a data limite prevista pela Microtec para passar a oferecer, a todos os fabricantes de PC-compatíveis, seu novo integrado MC2-5000, desenvolvido em conjunto com a Elebra Microeletrônica e produzido no Vale do Silício americano. Segundo a empresa, a inclusão desse componente nos micros irá representar uma economia em termos de espaço na placa (10 vezes menor que o ocupado pelos CIs comerciais correspondentes), em consumo de energia e no custo final do equipamento (cerca de 10% inferior), além de uma considerável elevação da confiabilidade do circuito, como um todo.

Substituindo cerca de 25 CIs convencionais, ele foi encapsulado em um invólucro tipo QUIP (*quad-in-line package*) e integra, na mesma pastilha, o equivalente, em tecnologia CMOS, a 22 integrados TTL SSI, um integrado TTL MSI e um LSI que, normalmente, teria 40 pinos. O novo CI passará automaticamente a fazer parte do PCPAQ, micro compatível com o IBM-PC produzido pela Microtec, controlando interfaces para o processador central.

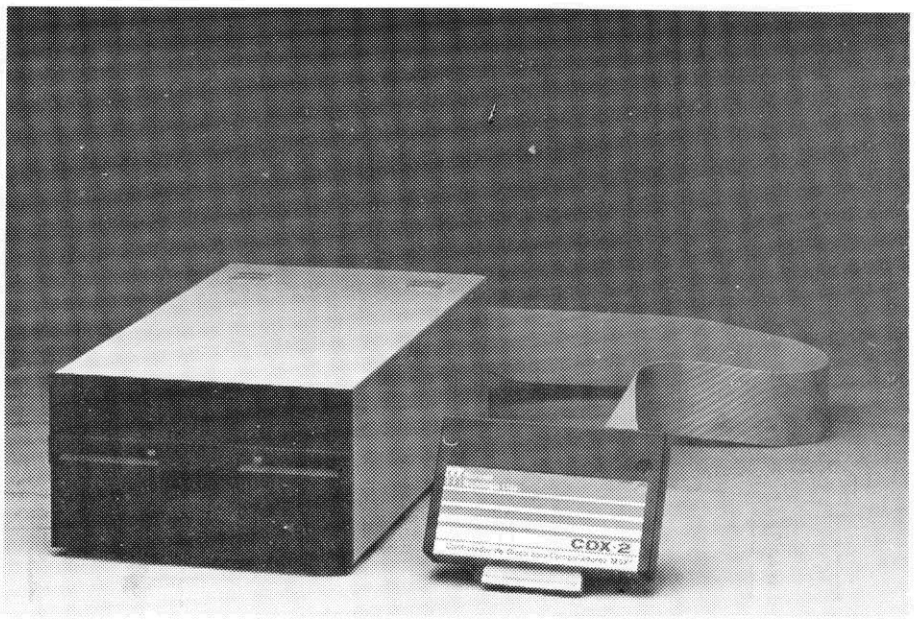


Unidades de discos para a linha MSX

Os usuários dos micros Expert e Hot Bit já podem contar com mais um fornecedor de acionadores de disquetes: é a Microsol Tecnologia, que também promete para breve um programador de EPROMs, destinado aos mesmos computadores. Batizada de DRX-180, á unidade trabalha com disquetes de 5 polegadas, de 40 trilhs, face única e capacidade para 180 kB; vem acompanhada, ainda, por uma fonte de alimentação própria, que não foi prevista nos micros MSX nacionais.

Para acoplar essa unidade ao computador, existe o controlador CDX-2, da mesma empresa, que permite trabalhar com até dois acionadores de 5 polegadas e discos de face única ou dupla, de 40 ou 80 trilhas. O sistema operacional desse controlador, segundo a Microsol Tecnologia, é compatível com o IBM-PC; além disso, é vendido juntamente com um disco que, através de dois programas, permite converter *software* do CP500 e Sistema 700.

Microsol Tecnologia Ltda.
Rua Almirante Rufino, 779
60.420 – Fortaleza – CE



ICEL

MULTÍMETROS ANALÓGICOS



IK 180A
PREÇO: 320,00
Voltagens CC:
2,5; 10; 50; 500; 1000 (2K Ω/V)
Voltagens CA:
10; 50; 500; (2K Ω/V)
Corrente CC:
0,5; 10; 250mA
Resistência:
5K; 500K

SK 170
PREÇO: 945,00
Voltagens CC:
10; 50; 250; 1000 (10.000Ω/V)
Voltagens CA:
10; 50; 250; 1000 (10.000Ω/V)
Corrente CC:
0,1 mA; 250 mA
Resistência:
20K Ω; 2M Ω
Decibéis:
-20a + 50 db
Limite de freqüência: 7KC
Precisão:
CC ± 3%; CA ± 4%

IK 25
PREÇO: 1.044,00
Voltagens CC:
0; 5; 25; 100; 500; 1000 (20K Ω/V)
Voltagens CA:
0; 5; 25; 100; 500; 1000 (10K Ω/V)
Corrente CC:
0; 50 μA; 0; 5; 50; 50mA
Resistência:
6K; 600K; 6M; 60M



SK 110
PREÇO: 1.614,00
Voltagens CC:
0,3; 3; 12; 60; 300; 1200V (30.000 Ω/V)
Voltagens CA:
6; 30; 120; 300; 1200 V (10.000Ω/V)
Corrente CC:
60 μA; 6mA; 600 mA
Resistência:
8k Ω; 80k Ω; 800K Ω 8M Ω
Decibéis:
-20db + 63db
Limite de freqüência: 7KC
Precisão:
CC ± 3%; CA ± 4%

SK 140
PREÇO: 1.100,00
Voltagens CC:
2,5; 10; 50; 250; 1000 (20.000 Ω/V)
Voltagens CA:
10; 50; 250; 500; 1000 (10.000 Ω/V)
Corrente CC:
50 μA; 25 mA; 250 mA
Resistência:
40K Ω; 4M Ω
Decibéis:
-20a + 62db
Limite de freqüência: 7 KC
Precisão:
CC ± 3%; CA ± 4%



SK 20
PREÇO: 1.391,00
Voltagens CC:
0,25; 2,5; 10; 50; 250; 1000 (20.000Ω/V)
Voltagens CA:
10; 50; 250; 500; 1000 (10.000Ω/V)
Corrente CC:
50 μA; 25 mA; 250 mA
Resistência:
7KΩ; 700 K Ω 7000 Ω 7000 K Ω
Decibéis:
-10 + 22 db (para CA/10V)
+20 + 36 db (para CA/50V)
Limite de freqüência: 7 KC
Precisão:
CC ± 3%; CA ± 4%

SK 100
PREÇO: 3.186,00
Voltagens CC:
0,3; 3; 12;60;300; 600 1200V - (100.000Ω/V)
Voltagens CA:
6; 30; 120; 300; 1200V (10.000Ω/V)
Corrente CC:
12 μA; 300 μA; 6mA; 60 mA; 600 mA; 12A
Corrente CA:
12 A
Resistência:
2kΩ; 20kΩ; 200kΩ; 20M Ω
Decibéis:
-20a + 17,31, 34, 51, 63 db
Precisão:
CC ± 3%; CA ± 4%

PLACAS P/ CIRC. IMP.

PLACAS VIRGENS DE FENOLITE

100 × 100 mm	12,15
100 × 150 mm	18,17
100 × 250 mm	24,30
150 × 150 mm	27,10
150 × 200 mm	35,40
150 × 300 mm	53,20
200 × 200 mm	48,20
200 × 300 mm	70,80

FIBRA DE VIDRO S. FACE

110 × 110 mm	121,20
118 × 201,5	235,62
104,5 × 235	246,15

FIBRA DE VIDRO D. FACE

118 × 201,5 mm	111,26
104 × 235 mm	307,69

FENOLITE D. FACE

110 × 110 mm	57,23
118 × 201,5 mm	111,26
110,5 × 192 mm	100,40
104,5 × 235 mm	116,23
157,5 × 274,5 "	243,21

TRILHA PERFURADA

100 × 47 mm	13,90
200 × 47 mm	27,70
300 × 47 mm	41,50
450 × 47 mm	63,60
100 × 95 mm	28,10
200 × 95 mm	51,35
300 × 95 mm	84,00
450 × 95 mm	125,70

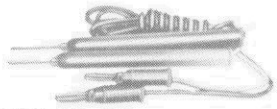
LINHA JOTO





PORTA FUSÍVEIS

REF. 5 TIPO ROSCA PARA FUSÍVEIS 20AG	21,20
REF. 50 TIPO ROSCA PARA FUSÍVEIS 3AG	33,50
REF. 150 TIPO ROSCA PARA FUSÍVEIS 5AG	187,90
REF. 1750 (ENCAIXE)	7,75



PONTAS DE PROVA

REF. 320 - FIO LISO PINO 261	42,80
REF. 330 - FIO LISO PINO 261	56,10
REF. 340 - FIO ESPIRALADO PINO 261	119,35





TOMADAS DIN

REF. 13 (3 PINOS)	7,40
REF. 15 (5 PINOS)	8,50

PLUGS

REF. 80 (MACHO)	10,50
REF. 90 (FÊMEA)	10,80





TERMINAIS

REF. 167 (C/ISOLAÇÃO)	20,85

KNOBS - DIAL VERNIER

REF. 64A (180°)	219,85
REF. 64B (270°)	236,60





GARRAS JACARÉ

REF. 66	8,00
REF. 266	7,00
REF. 766	4,80

PINÇAS

REF. 65	243,45
REF. 165	142,30





PINOS BANANA

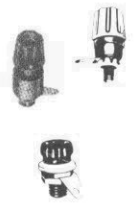
REF. 261 (Ø4,1)	6,40
REF. 661 (Ø4,9)	9,10
REF. 1261 (Ø4,1)	21,20
REF. 1561 (Ø4,1)	18,80

PUSH BUTTON

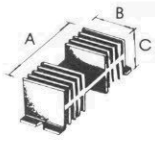
NA - REF. 10101	32,60
NF - REF. 11100	100,85
NF - REF. 11200	156,25

BORNES

REF. 57 PARA PINO 461	11,40
REF. 58 PARA PINO 1261	9,00
REF. 59 PARA PINO 261	17,80
REF. 60 PARA PINO 2261	48,02
REF. 158 PARA PINO 261	8,95
REF. 159 PARA PINO 1161	26,15
REF. 159C PARA PINO 161	17,05
REF. 160 PARA PINO 3261	48,05
REF. 657 PARA PINO 661	8,00



DISSIPADORES BRASELE



REFERÊNCIA	PERFIL	DIMENSÕES A	B	C	PREÇO
DM119A DM119AA DM119K		113,2	75	34,5	23,60
DM130K		113,2	75	34,5	15,30
DM515AA DM515K		113,2	75	49,5	31,00
DM524K		113,2	75	49,5	21,30
DM812		27,5	30	16	1,60
DM1222A		96,2	75	26	25,60
DM1332K		65	75	24	11,10
DM1448		86	37,5	20	8,70

A - COM FUROS PARA 1 TRANSISTOR TO-3

AA - COM FUROS PARA 2 TRANSISTORES TO-3

K - SEM FUROS

SONALARME



TRANSDUTOR DE ALTO RENDIMENTO ELETROACÚSTICO DE SINAIS DE FREQÜÊNCIA DE 2.800 Hz E REDUZIDAS DIMENSÕES, PARTICULARMENTE INDICADO PARA QUALQUER TIPO DE ALARME.

S-20/55V-0-I	110,00	S-6//30V-O-I	102,00
S-20/55V-0-C	108,00	SM-30V	28,00
S-3/30V-I-C	48,00	SM-30V-C	65,00
S-3/30V-1-C	48,00	SM-30V-C	65,00
S-30-I-P	23,00	S-30V	15,00
S-4,5/15V-O-B	120,00	S-30VC	33,00
S-4,5/15V-O-I	105,00	S-6/30V-O-C	50,00

C-SINAL CONTÍNUO I-SINAL INTERMITENTE B-SINAL BITONAL

AGULHAS



1001	6,80
1002	6,80
3306	6,80
AG70	39,44
AG80	39,44
N44C	61,20
N75C	61,21
MG20R	57,12
FM210	61,20
61,02	91,12
6501	91,12
EV181	68,00
TÉCN. EPS 270	61,20

LINHA RONEG



MOTOR 6 a 12V PIGRAVADORES TOCA DISCOS, TOCA FITAS, ETC.	48,70
CONTROLE ELETRÔNICO DE VELOCIDADE P/OS MOTORES (1500 a 3500 R.P.M.)	36,70
MINI FURADEIRA 12V	102,00
FONTE PARA MINI FURADEIRA 12V	170,00

Você pede os componentes que precisa, e dentro de uma semana recebe o aviso do correio para retirar a encomenda.
Só no ato da retirada paga o valor do pedido mais as taxas postais mas preste atenção:
Você tem 10 dias para retirar a encomenda, após este prazo, será devolvida à Filcril.

FILCRIL
REEMBOLSO TOTAL

Rua Santa Ifigênia, 480 - CEP 01207 São Paulo - SP

Tel.: (011) 220-3833

FILCRIL

O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multímetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.





Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399

