

nº 20
março
1988

elektor

Cz\$ 240,00

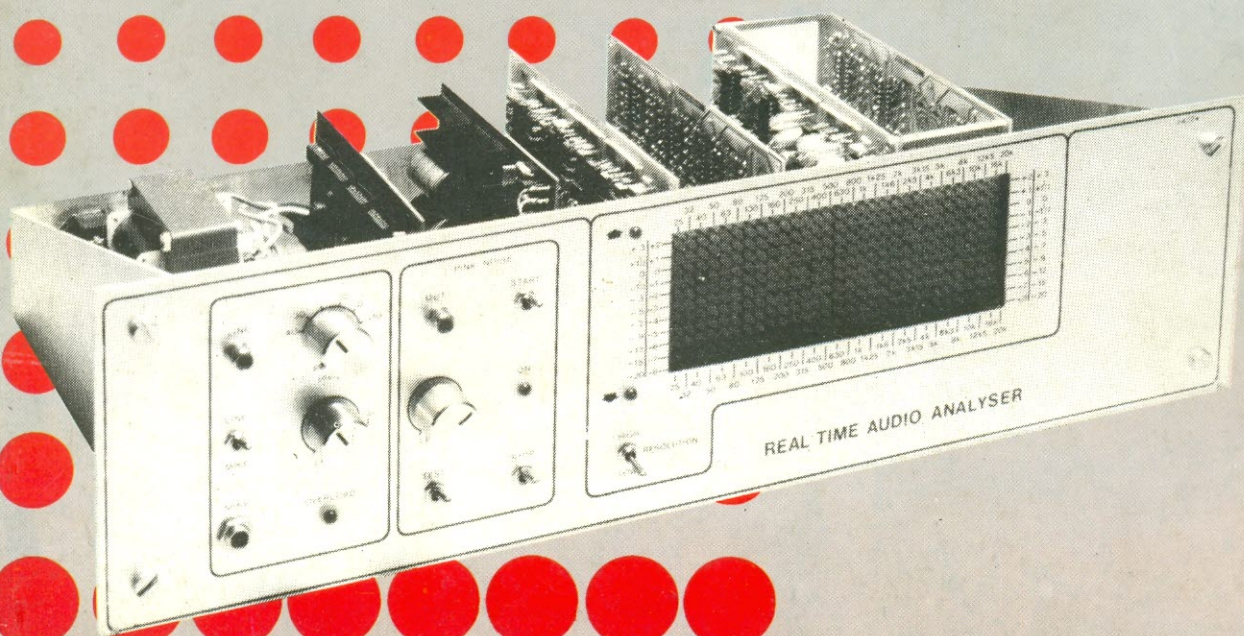
eletrônica

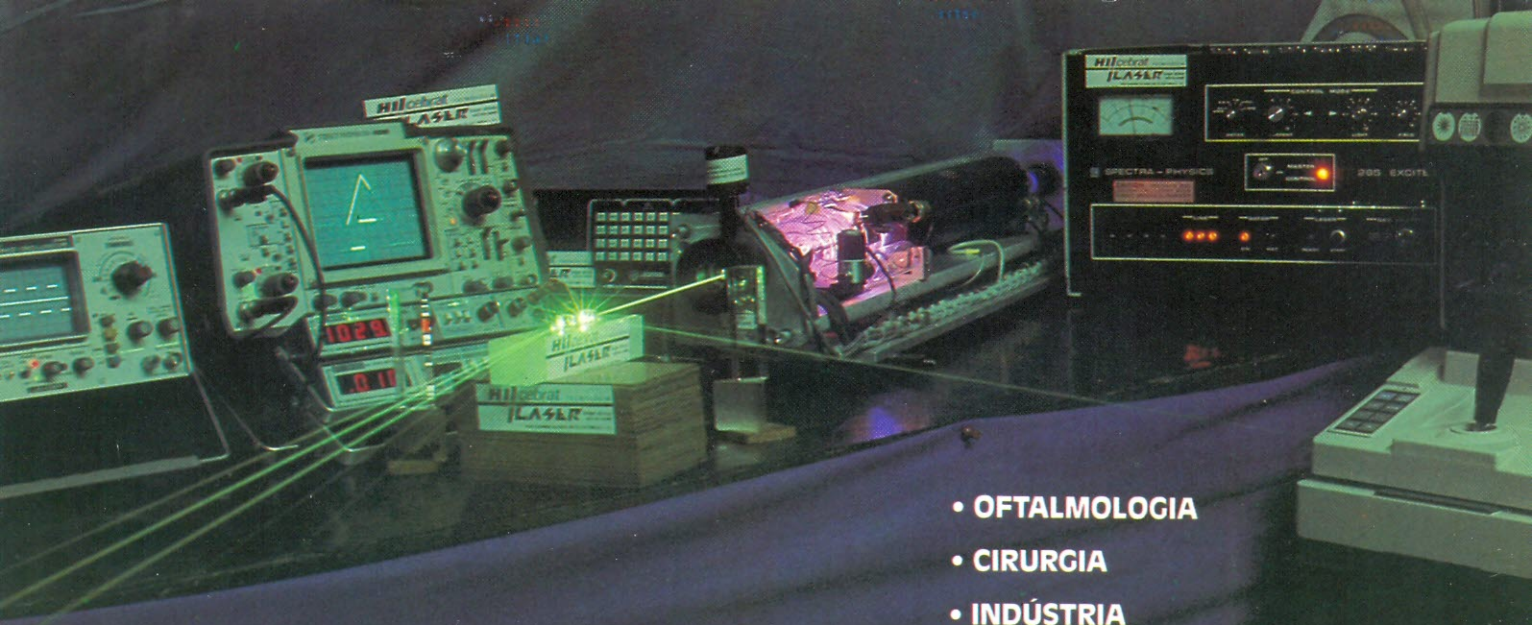
**Concluindo o
Analizador de
Espectro**

**Microcontroladores
industriais**

**Interface
IEEE-Centronics**

**Componentes
fotônicos**



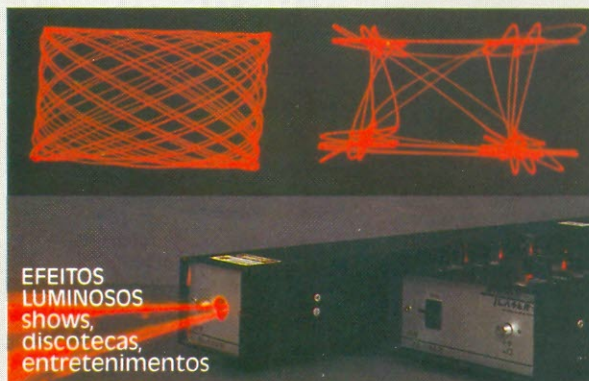


- OFTALMOLOGIA
- CIRURGIA
- INDÚSTRIA
- ENTRETENIMENTO

LASER, UMA SOLUÇÃO EM BUSCA DE PROBLEMAS

Imprensa mundial/fevereiro de 1960.

Se o seu problema é laser, nós somos a solução.



HI cebrat
LASER

TECNOLOGIA

laser ótica
ultra-som

RUA TEODORO DA SILVA, 985 TEL. (021) 288-0473 RJ

REPRESENTANTE EXCLUSIVO

Elétrica Palácio

Rua Santa Efigênia, 197 — Centro, São Paulo, SP

Tel. (011) 227-5920/229-5955

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

<i>Mercado</i>	33
<i>Teletipo</i>	34
<i>Serviço de placas</i>	35
<i>Correio</i>	66
<i>Mini-anúncios</i>	67

TECNOLOGIA

Os microcontroladores auto-suficientes 9

Apresentamos a família MCS-51 de controladores industriais, produzida pela Intel

O futuro pertence ao fóton 20

Como a eletrônica deverá dar lugar à fotônica nas próximas décadas e as técnicas deste período de transição

As várias tecnologias dos monitores de vídeo — 2ª parte 63

Vistos os TRCs e LCDs, passamos agora aos painéis de LEDs, de plasma e eletroluminescentes

MONTAGENS

Analizador de espectro em tempo real — 3ª parte 14

Último artigo da sequência, contendo um gerador de ruído rosa e os ajustes finais do instrumento

Uma interface IEEE-Centronics 25

Uma forma prática de interligar equipamentos que adotam o padrão IEEE 488 com impressoras do tipo Centronics

Idéias 46

Três circuitos para ferreomodelismo

Prelúdio — 2ª parte 54

Nosso pré-amplificador profissional recebe agora a placa-barramento e o amplificador de linha

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Supressão de interferências em TV 31

Veja como um simples filtro de 1/4 de onda pode resolver boa parte de seus problemas com a imagem do televisor

Conversores positivos de impedância 43

Numa espécie de adendo à série sobre filtros, a teoria simplificada e alguns exemplos práticos desses úteis dispositivos da família dos gyrators



Com esta edição estamos encerrando a montagem do Analisador de Espectro em Tempo Real, que pode ser definitivamente calibrado para realizar medições de resposta em frequência e correções de acústica ambiental (combinado com um equalizador); para completar, ele ganhou também um painel funcional para seu gabinete.

O Prelúdio também poderia ser considerado completo, se considerássemos apenas a estrutura básica necessária para fazê-lo funcionar. Isto significa que ele já pode ser montado e posto para trabalhar, enquanto se espera a publicação dos estágios "secundários", tal como o controle de tonalidade e o amplificador para fones. A terceira grande montagem deste mês pode mostrar-se bastante útil para quem trabalha com controles de processos industriais e encontra dificuldades em compatibilizar seus equipamentos com as impressoras comerciais. A interface IEEE-Centronics contorna essas dificuldades, promovendo harmonia entre as normas IEEE-488 e Centronics de transmissão de dados.

**Ano II, Número 20,
Março/88**

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitrion Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar
(011) 241-0833
CEP 04088 — S. Paulo

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino

Comercial:
Jorge A. Brum Calaça

Assistente Administrativa:
Tânia M. C. Batista

Assinaturas: Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

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

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

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

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

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

Composição: GAZETA MERCANTIL

Fotolito: 

Impressão: EDITORA PARMA LTDA.

Distribuição:  FETTERMAN CHIFFA DISTRIBUTION S.A.

Valores de resistência e capacidade

Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:

p (pico-) = 10^{-12}

n (nano-) = 10^{-9}

μ (micro-) = 10^{-6}

m (mili-) = 10^{-3}

k (kilo-) = 10^3

M (mega-) = 10^6

G (giga-) = 10^9

Exemplos

2,7 k Ω = 2700 Ω

3,3 M Ω = 3 300 000 Ω

Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores

47 pF = 0,000 000 000 047 F;

10 nF = 0,01 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 20k Ω /V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V

Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".

Por exemplo, escrevemos $U_b = 10$ V.

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

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

Eles são microprocessadores simplificados, concebidos principalmente para sistemas industriais de controle, e trazem embutidas quase todas as funções de apoio necessárias à sua operação. É o que veremos pela análise da série de controladores MCS-51, da Intel

Os microcontroladores auto-suficientes

Em muitas aplicações, o uso de um microcontrolador dedicado tem vantagens evidentes sobre microprocessadores comerciais, como o 6502 ou Z80. Isto se deve principalmente ao fato do microcontrolador ter sido projetado para executar somente as funções estritamente necessárias; assim, as linhas de entrada e saída, por exemplo, podem ser encontradas diretamente no CI, dispensando estruturas complexas formadas por integrados externos de I/O, interfaces, *buffers* e todo o *hardware* usado na decodificação de dados e endereços. É comum, além disso, que o microcontrolador possua também um temporizador/contador programável e um bom conjunto de instruções para manipulação de bits.

Os exemplos aqui retratados pertencem à extensa família de controladores auto-suficientes da Intel, batizada de MCS-51, que foram sendo utilizados em um número cada vez maior de aplicações, em sistemas de processamento industrial. Esta pequena introdução, portanto, pretende familiarizar os leitores com os modelos 8051, 8052 e 8052AH-BASIC dessa família, cuja versatilidade permite implementar circuitos compactos e sofisticados de controle para múltiplas finalidades.

A família MCS-51

A série de microcontroladores da Intel foi reunida na Tabela 1 (note que a designação 8051 identifica, normalmente, a família como um todo). A pinagem e a representação funcional de alguns CIs da mesma aparecem nas figuras 1 e 2, respectivamente. O

8051 é um tipo que dispõe de 4 kbytes de ROM embutidos, programáveis por máscara, ao passo que o 8052AH (um CI do tipo HMOS II) é uma versão aperfeiçoada do 8051 e compatível com ele.

É importante ressaltar que o 8051, o 8051AH e o 8052AH são componentes programáveis por máscara; isto significa que só podem ser adquiridos em grandes quantidades, pois a memória embutida de programa pode ser gravada apenas pelo próprio fabricante. Já o modelo 8031 difere desses três por não ter uma ROM interna, buscando todas as suas instruções em uma memória externa — o que o torna ideal, portanto, para criar e testar *software* para o 8051. Da mesma forma, o 8031AH e o 8032AH são as versões sem memória ROM do 8051AH e 8052AH, respectivamente, enquanto os tipos correspondentes que contêm EPROM (ao invés de ROM) são o 8751 e 8752. A inviolabilidade do *software*, nesses modelos, pode ser garantida tornando-se o

conteúdo da EPROM inacessível a dispositivos externos de leitura.

O último membro da família, o 8052AH-BASIC, difere dos demais por dispor de um interpretador Basic rápido e poderoso programado em sua ROM interna (ele não passa, na verdade, de um 8052AH com esse recurso adicional). Este microcontrolador representa uma opção interessante para aplicações individuais, merecendo por isso uma análise mais aprofundada, como veremos adiante.

A organização da memória

O esboço essencial da estrutura de memória existente nos CIs da série MCS-51 pode ser visto na figura 3. A memória está dividida em dois blocos de 64 kbytes, sendo um deles destinado ao programa e o outro, aos dados. Observe que os 4 ou 8 kbytes inferiores do bloco referente ao programa ficam em uma ROM embutida no próprio CI. No caso dos modelos sem memória ROM,

Microcontroladores MCS-51 — ficha técnica

- * CPU de 8 bits, otimizada para aplicações de controle
- * Amplo processamento booleano (lógica de 1 bit)
- * 32 linhas de I/O bidirecionais e individualmente endereçáveis
- * 128 ou 256 bytes de RAM para dados, no próprio CI
- * 2 ou 3 temporizadores/contadores de 16 bits
- * UART duplex programável
- * Estrutura de interrupções com 5 ou 6 fontes e dois níveis de prioridade
- * Oscilador de clock no próprio CI
- * 4 ou 8 kbytes embutidos de memória de programa (8751 e 8752: EPROM)
- * Espaço de endereçamento para 64 kbytes de memória de programa
- * Espaço de endereçamento para 64 kbytes de memória de dados
- * 111 instruções (64 ciclos simples)
- * Operações em decimal e hexadecimal
- * Interpretador Basic de 8 kbytes (8052AH-Basic)
- * Programador de EPROMs embutido sob controle de Basic (8052AH-Basic)
- * Comandos especiais em Basic para I/O, contadores e interfaces seriais (8052AH-Basic)

todo o bloco de memória é externo — podendo ser, portanto, RAM, ROM ou EPROM.

Os microcontroladores têm liberdade apenas para ler a memória de programa, a qual contém a sequência das instruções que o processador deve executar, sob a forma de código de máquina. A memória de dados, por sua vez, tem a função de estocar variáveis, resultados intermediários de cálculos, palavras processadas, tabelas de consulta e dados semelhantes. Até 64 kbytes de ROM, RAM ou EPROM externa podem ser endereçados como espaço de memória de dados.

Uma série de registradores especiais estão localizados em uma área separada de RAM, com 128 ou 256 bytes; os principais registradores são o acumulador, o registrador B (para multiplicação e divisão), o registrador de status, o indicador de pilha, o indicador de dados (2x8 bits ou 1x16 bits), os portais de 0 a 3, o registrador duplo serial de recepção/transmissão, os registradores temporizador/contador de 16 bits, os registradores de captura para o terceiro contador (8052) e os registradores de comando para funções especiais (interrupções, RTC, I/O serial).

A maioria das instruções da MCS-51 é executada em um único ciclo de máquina, ou seja, dentro de 12 períodos de *clock*. Com uma frequência de *clock* de 12 MHz, um ciclo de máquina dura 1 µs, fazendo com que a velocidade de processamento da MCS-51 seja equivalente à de um 6502 operando a 2 MHz ou de um Z80 a 8 MHz. Um aspecto digno de nota dos microcontroladores é sua capacidade de manipular menos de 8 bits por vez, aliviando o programador da carga de certas rotinas de mascaramento de bits.

Barramentos e portais

A estrutura básica interna de um controlador da família MCS-51 está representada na figura 4. Vê-se que, em teoria, existem 4 portais bidirecionais de 8 bits; na prática,

porém, eles só se tornam disponíveis quando a memória interna é usada (ROM ou RAM). Em todos os outros casos, os portais 0 e 2 atuam como os barramentos de dados e endereços (veja novamente a figura 2), fazendo com o que o portal 2 seja reservado para aplicações de I/O. Ele fornece os sinais de endereçamento A15...A8, enquanto o portal 0 se encarrega dos sinais de endereçamento A7...A0 e dos bits de dados D7...D0, multiplexados com o auxílio do pulso ALE (*address latch enable*).

As saídas $\overline{RD}$ e $\overline{WR}$ são simples linhas de saída no portal 3, programadas internamente para fornecer pulsos para as operações de leitura e gravação na memória externa de dados. O *strobe* de leitura para a memória externa de programa é o sinal $\overline{PSEN}$ (*programa store enable*); é interessante observar, aliás, que tanto o sinal $\overline{PSEN}$ como o ALE são ativados duas vezes a cada ciclo de máquina, durante a execução de um programa contido em (EP)ROM, já que dois bytes são buscados sucessivamente a cada ciclo.

O sinal $\overline{PSEN}$ permanece inativo quando o código de máquina é armazenado na memória interna e a memória externa (caso esteja disponível) está vazia. Ele não costuma ser adotado em projetos que incorporam o modelo 8052AH-BASIC, pois nesse caso a ROM interna contém o interpretador Basic. A entrada EA (*external address*) é ativada sempre que o processador deve ler códigos operacionais existentes na memória externa, ao invés de na (EP)ROM interna. Tal entrada também é aproveitada para se aplicar a tensão programadora de 21 V à EPROM embutida (caso dos modelos 8751 e 8752).

Temporizadores e contadores

Já sabemos, através da Tabela 1, que o 8052 dispõe de um temporizador/contador de 16 bits

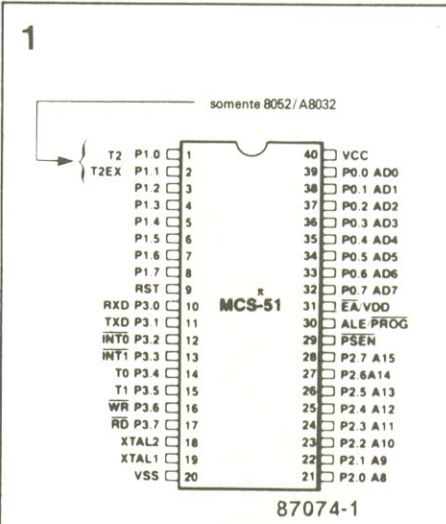


figura 1 — Pinagem dos integrados da série MCS-51.

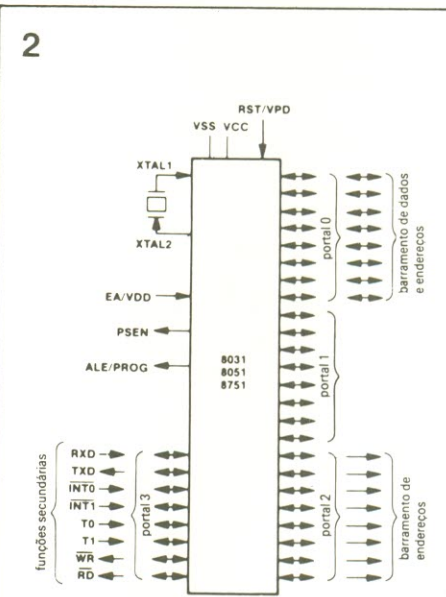


figura 2 — Representação das funções dos vários portais, quando o controlador opera com memória externa.

TABELA 1 — Família MCS-51 de microcontroladores

CI	memória interna		temporizadores/ contadores	interrupções
	programa de eventos	dados		
8052AH	8 k x 8 (ROM)	256 x 8 (RAM)	3 x 16 bits	6
8051AH	4 k x 8 (ROM)	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5
8051	4 k x 8 (ROM)	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5
8032AH	nenhuma	256 x 8 (RAM)	3 x 16 bits	6
8031AH	nenhuma	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5
8031	nenhuma	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5
8751H	4 k x 8 (EPROM)	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5
8751H-12	4 k x 8 (EPROM)	128 x 8 (RAM)	2 x 16 bits	5

a mais que o 8051. Na modalidade de temporizador, o conteúdo do registrador é incrementado em um passo a cada ciclo de máquina; portanto, o ritmo máximo de contagem é 1/12 do *clock* do processador. Já na modalidade de contador o conteúdo do registrador é incrementado sempre na borda de descida do sinal aplicado à entrada T0, T1 ou T2 (sendo esta última disponível apenas no 8052); o ritmo máximo de contagem, então, é 1/24 da frequência de *clock*.

Os contadores/temporizadores 0 e 1 dispõem de quatro modalidades programáveis, incluindo operação em 8 ou 16 bits, além do carregamento automático de um valor predeterminado. O nº 1 pode, inclusive, ser programado para funcionar como gerador de ritmo baud para a interface serial assíncrona; o nº 2, por sua vez, atua apenas no 8052 em três modalidades: contador de 16 bits

recarregável automaticamente, contador de captura de 16 bits e gerador de ritmo baud.

O portal serial

todos os membros da família MCS-51 possuem uma interface serial bidirecional (UART)

3

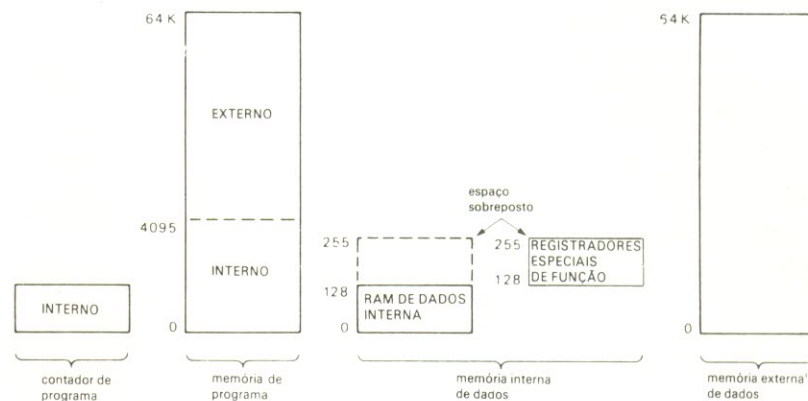


figura 3 — Estrutura de memória da família MCS-51.

4

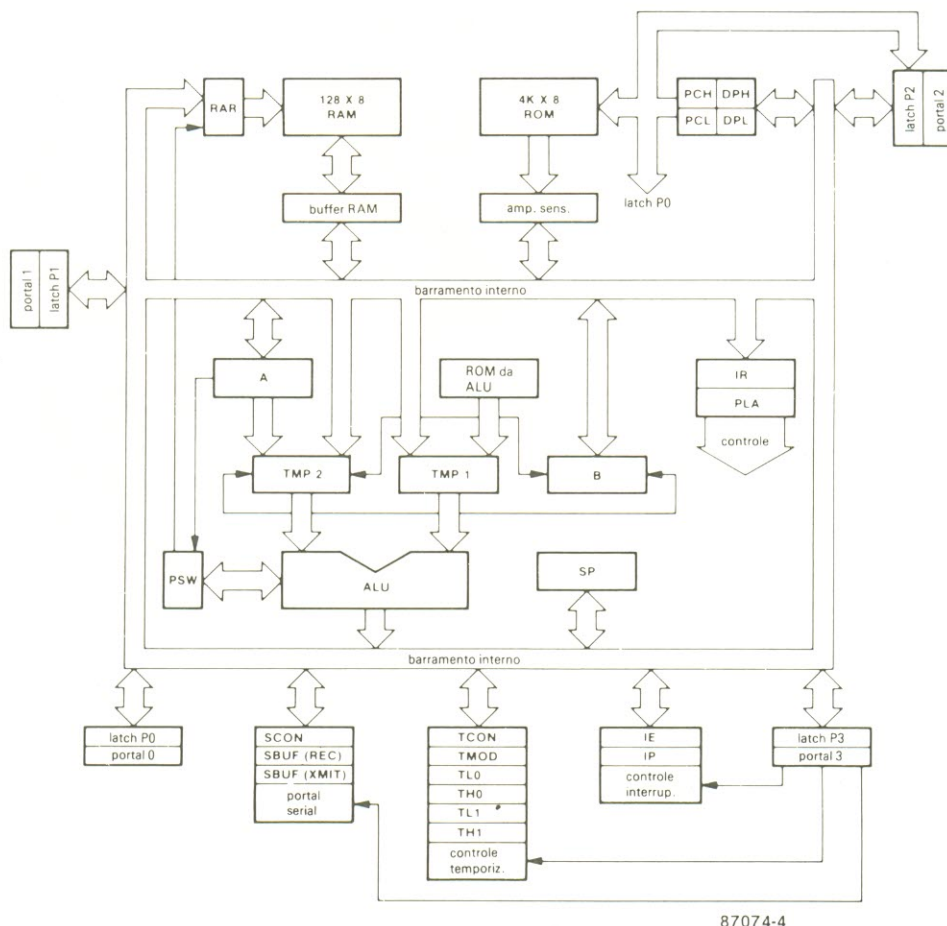


figura 4 — Arquitetura básica dos controladores MCS-51.

embutida, capaz de receber e transmitir dados simultaneamente. Um *buffer* especial de dados é colocado à disposição do receptor assíncrono, a fim de acelerar a comunicação com periféricos seriais.

O portal serial pode ser programado para funcionar em uma das quatro modalidades possíveis, com ritmo baud e formato de dados controlados por *software*. É possível selecionar qualquer ritmo baud padrão até

19200, assim como frequências de *clock* de até 1 MHz, para utilização em redes e sistemas de comunicação por multiprocessador. A seleção da frequência de *clock* é efetuada por meio dos contadores/temporizadores.

Interrupções e conjunto de instruções

Tanto o 8051 como o 8052 reconhecem várias fontes de

interrupção, sendo 5 no primeiro e 6 no segundo: INT0 e INT1 (programáveis para detecção de nível ou borda de pulsos), os contadores/temporizadores 0 e 1 (além do 2, no 8052) e o portal serial. A programação de interrupções com dois níveis de prioridade é completamente independente da configuração do *hardware*. Cada uma das 5 ou 6 fontes pode receber um vetor individual (ou indicador de endereços); assim, sempre que

TABELA 2 — Conjunto de instruções dos microcontroladores 8051/8052

OPERAÇÕES ARITMÉTICAS

mnemônico	descrição	byte	ciclo
ADD A,Rn	Add register to Accumulator	1	1
ADD A,direct	Add direct byte to Accumulator	2	1
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator	1	1
ADD A,#data	Add immediate data to Accumulator	2	1
ADDC A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1	1
ADDC A,direct	Add direct byte to A with Carry flag	2	1
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to A with Carry flag	1	1
ADDC A,#data	Add immediate data to A with Carry flag	2	1
SUBB A,Rn	Subtract register from A with Borrow	1	1
SUBB A,direct	Subtract direct byte from A with Borrow	2	1
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from A w/ Borrow	1	1
SUBB A,#data	Subtract immed. data from A w/ Borrow	2	1
INC A	Increment Accumulator	1	1
INC Rn	Increment register	1	1
INC direct	Increment direct byte	2	1
INC @Ri	Increment indirect RAM	1	1
DEC A	Decrement Accumulator	1	1
DEC Rn	Decrement register	1	1
DEC direct	Decrement direct byte	2	1
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	1
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	2
MUL AB	Multiply A & B	1	4
DIV AB	Divide A by B	1	4
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	1

TRANSFERÊNCIA DE DADOS (cont.)

mnemônico	descrição	byte	ciclo
MOVC A,@A+DPTR	Move Code byte relative to DPTR to A	1	2
MOVC A,@A+PC	Move Code byte relative to PC to A	1	2
MOVB A,@Ri	Move External RAM (8-bit addr) to A	1	2
MOVB A,@DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to A	1	2
MOVX @Ri,A	Move A to External RAM (8-bit addr)	1	2
MOVX @DPTR,A	Move A to External RAM (16-bit addr)	1	2
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	2
POP direct	Pop direct byte from stack	2	2
XCH A,Rn	Exchange register with Accumulator	1	1
XCH A,direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	1
XCH A,@Ri	Exchange indirect RAM with A	1	1
XCHD A,@Ri	Exchange low-order Digit ind. RAM w/ A	1	1

MANIPULAÇÃO DE VARIÁVEIS BOOLEANAS

mnemônico	descrição	byte	ciclo
CLR C	Clear Carry flag	1	1
CLR bit	Clear direct bit	2	1
SETB C	Set Carry flag	1	1
SETB bit	Set direct Bit	2	1
CPL C	Complement Carry flag	1	1
CPL bit	Complement direct bit	2	1
ANL C,bit	AND direct bit to Carry flag	2	2
ANL C,bit	AND complement of direct bit to Carry	2	2
ORL C,bit	OR direct bit to Carry flag	2	2
ORL C,bit	OR complement of direct bit to Carry	2	2
MOV C,bit	Move direct bit to Carry flag	2	1
MOV bit,C	Move Carry flag to direct bit	2	2

CONTROLE DE PROGRAMA E MÁQUINA

mnemônico	descrição	byte	ciclo
ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	2
LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	2
RET	Return from subroutine	1	2
RETI	Return from interrupt	1	2
AJMP addr11	Absolute Jump	2	2
LJMP addr16	Long Jump	3	2
SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	2
JMP @A+DPTR	Jump indirect relative to the DPTR	1	2
JZ rel	Jump if Accumulator is Zero	2	2
JNZ rel	Jump if Accumulator is Not Zero	2	2
JC rel	Jump if Carry flag is set	2	2
JNC rel	Jump if No Carry flag	2	2
JB bit,rel	Jump if direct Bit set	3	2
JNB bit,rel	Jump if direct Bit Not set	3	2
JBC bit,rel	Jump if direct Bit is set & Clear bit	3	2
CJNE A,direct,rel	Compare direct to A & Jump if Not Equal	3	2
CJNE A,#data,rel	Comp. immed. to A & Jump if Not Equal	3	2
CJNE Rn,#data,rel	Comp. immed. to reg. & Jump if Not Equal	3	2
CJNE @Ri,#data,rel	Comp. immed. to ind. & Jump if Not Equal	3	2
DJNZ Rn,rel	Decrement register & Jump if Not Zero	2	2
DJNZ direct,rel	Decrement direct & Jump if Not Zero	3	2
NOP	No operation	1	1

Notas sobre as modalidades de endereçamento de dados:

Rn	Working register R0-R7
direct	128 internal RAM locations, any I/O port, control or status register
@Ri	Indirect internal RAM location addressed by register R0 or R1
#data	8-bit constant included in instruction
#data16	16-bit constant included as bytes 2 & 3 of instruction
bit	128 software flags, any I/O pin, control or status bit

Notas sobre as modalidades de endereçamento de programa:

addr16	Destination address for LCALL & LJMP may be anywhere within the 64-Kilobyte program memory address space.
addr11	Destination address for ACALL & AJMP will be within the same 2-Kilobyte page of program memory as the first byte of the following instruction.
rel	SJMP and all conditional jumps include an 8-bit offset byte. Range is +127/-128 bytes relative to first byte of the following instruction.

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1979

uma requisição de interrupção é recebida, o processador “pula” para a rotina de serviço relevante, após ter preservado o conteúdo do contador de programa na pilha. O conjunto completo de instruções válido para o controladores da família MCS-51 aparece na Tabela 2.

O modelo 8052AH-BASIC

Este é, sem dúvida, o controlador mais interessante da série MCS-51, pelo fato de oferecer um meio tão eficiente quanto elegante de escrever programas de controle para projetos baseados em computador. A Intel preencheu os 8 kbytes de ROM desse modelo com um poderoso interpretador Basic, ao passo que um contador/temporizador adicional (T3) veio possibilitar a operação dividida da interface serial.

O conjunto de instruções em Basic (na versão 1.1) aparece na Tabela 3. Após uma análise mais atenta, percebe-se que foram incluídos comandos especiais para funções que normalmente iriam requerer linguagem *assembly*. Submetido a numerosos testes e avaliações, o 8052AH-BASIC mostrou ser apropriado a várias aplicações envolvendo registro remoto de dados, instrumentação e medições, e controle de processos industriais.

O interpretador Basic, como era de se esperar, mostra-se mais lento que as rotinas em linguagem de máquina, mas tem a vantagem de ser programável em linguagem “normal”. Além disso, a depuração e edição de programas tornam-se bem menos complexas, permitindo que programadores inexperientes aprendam rapidamente sobre as possibilidades do controlador, com um mínimo de *hardware*. É confortador, por fim, saber que a Intel pode fornecer um manual de 200 páginas para os programadores do 8052AH-BASIC.

Algumas características especiais desse integrado merecem maior atenção. Ele é capaz, por exemplo, de programar virtualmente qualquer tipo de EPROM, mediante uma tensão adequada em seu pino E_A. Tanto o “velho” padrão de programação (50 ms por endereço) como várias versões do

algoritmo iterativo são aceitos pelo controlador — como se vê pelos últimos 14 itens da coluna “comandos”, na Tabela 3. Um pouco mais acima, na mesma coluna, temos os comandos RAM, ROM e XFER, que servem para manipular e transferir blocos de memória.

A versatilidade e capacidade de programação do processador Basic fica evidente através da série de expressões especiais: BAUD determina o ritmo de transferência de dados na linha serial extra já mencionada; CALL permite chamar sub-rotinas em linguagem de máquina do Basic; CLOCK1 e CLOCK0 controlam um *clock* em tempo real, enquanto CLEARS inicializa a pilha de dados — cuja principal função é a permuta de parâmetros em linguagem de máquina ou a armazenagem de variáveis locais.

Outras interessantes possibilidades são oferecidas por ONTIME, uma expressão que permite gerar uma interrupção em um período programado; ONEX1, para passar a uma sub-rotina em resposta a uma requisição de interrupção INT1 (interessante porque as interrupções externas e de temporização podem ser manipuladas via Basic); PH0 e PH1, para imprimir em formato hexadecimal; PUSH e POP, para manipulação de pilha em Basic; e, finalmente, PWM para gerar um sinal modulado por largura de pulso. As expressões incluem ainda uma série de instruções bastante úteis, próprias para chamar rotinas do interpretador diretamente do Basic (UI1, UI0, UO1, E UO0).

A terceira coluna da Tabela 3 (“operadores”) relaciona não só as conhecidas operações lógicas e aritméticas, mas também uma série de operadores de funções especiais, começando por CBY(). Tais operadores permitem um controle direto sobre as linhas de I/O e locais da memória; CBY() e DBY(), por exemplo, dão acesso de gravação e leitura às memórias internas de programa e dados, respectivamente. O operador GET possibilita a leitura de um caractere a partir da interface serial, enquanto os restantes (até TIMER2, inclusive) têm a função de ler e escrever no registrador indicado pela abreviação correspondente.

Resta ainda o operador XTAL, que alimenta o processador com informações sobre a frequência de *clock* utilizada — uma providência necessária para garantir a operação correta do *clock* em tempo real. O status da memória pode ser lido a qualquer momento, graças ao operador MTOP, que fornece o maior local de memória disponível (LEN, para informar a extensão do programa) e o número de locais vagos de memória (FREE).

Para concluir, outro aspecto marcante do 8052AH-BASIC é o de permitir a “chamada” de funções em Basic a partir de linguagem *assembly*. Tais funções incluem cálculos em ponto flutuante, operações aritméticas complexas e rotinas de entrada-saída.

Bibliografia

— *Embedded Controller Handbook*, Intel Corporation (a marca MCS-51 foi registrada pela Intel).

TABELA 3 — Conjunto de instruções Basic do 8052AH-BASIC

COMANDOS	EXPRESSÕES	OPERADORES
RUN	BAUD	ADD (+)
CONT	CALL	DIVIDE (/)
LIST	CLEAR	EXPONENTIATION (**)
LIST#	CLEAR(S&I)	MULTIPLY (*)
LIST@	CLOCK(1&0)	SUBTRACT (-)
NEW	DATA	LOGICAL AND (.AND.)
NULL	READ	LOGICAL OR (.OR.)
RAM	RESTORE	LOGICAL X-OR (.XOR.)
ROM	DIM	LOGICAL NOT
XFER	DO-WHILE	ABS()
PROG	DO-UNTIL	INT()
PROG1	END	SGN()
PROG2	FOR-TO-STEP	SQR()
PROG3	NEXT	RND
PROG4	GOSUB	LOG()
PROG5	RETURN	EXP()
PROG6	GOTO	SIN()
FPROG	ON-GOTO	COS()
FPROG1	ON-GOSUB	TAN()
FPROG2	IF-THEN-ELSE	ATN()
FPROG3	INPUT	=, >, >=, <, <=, <>
FPROG4	LET	ASC()
FPROG5	ONERR	CHR()
FPROG6	ONEX1	CBY()
	ONTIME	DBY()
	PRINT	XBYP()
	PRINT#	GET
	PRINT@	IE
	PH0	IP
	PH0.#	PORT1
	PH0.@	PCON
	PH1	RCAP2
	PH1.#	T2CON
	PH1.@	TCON
	PGM	TMOD
	PUSH	TIME
	POP	TIMER0
	PWM	TIMER1
	REM	TIMER2
	RETI	XTAL
	STOP	MTOP
	STRING	LEN
	UI(1&0)	FREE
	UO(1&0)	PI
	LD@	
	ST@	
	IDLE	
	RROM	

Nosso instrumento precisa ainda receber um estágio importante, indispensável nas medições: o gerador de ruído rosa. Com ele, pode-se exibir simultaneamente no visor todo o espectro de frequências entre 25 Hz e 20 kHz. Encerrando o assunto, este artigo fornece também algumas dicas práticas sobre montagem e calibração, além de uma sugestão para o painel frontal do analisador.

Analísador de espectro em tempo real

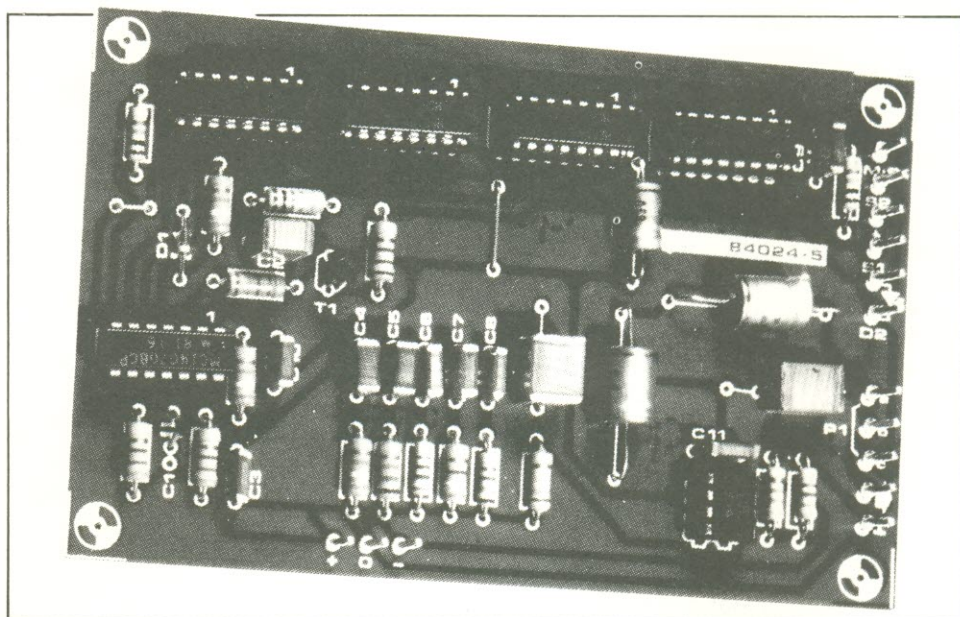
colaboração
de B. König

3ª parte

Como dissemos na edição passada, o analisador de espectro já está funcionando, mas não completo. Qualquer sinal de áudio aplicado à entrada é analisado e depois entregue ao visor de LEDs — mas sem nenhum padrão de referência. Para fins de medição, portanto, é preciso dispor de um sinal adicional, que contenha todas as frequências da faixa de áudio a ser analisada — dando origem a uma leitura direta de todas as oitavas ao mesmo tempo. O chamado “ruído rosa” demonstrou ser o mais adequado para esse tipo de medição.

Aquilo que conhecemos por ruído não passa de um sinal com um espectro aleatório de frequências. Se todas as frequências estiverem igualmente representadas nesse sinal, ele será chamado de “ruído branco” — que pode parecer o padrão ideal de medida para um analisador, mas, na prática, não pode ser aproveitado em nosso projeto. Isto porque em filtros de uma oitava e 1/3 de oitava (nosso caso) o fator Q é sempre o mesmo; isto quer dizer que a largura de faixa de cada filtro depende de sua frequência central.

Se utilizássemos o ruído branco, a tensão de saída de cada filtro iria aumentar juntamente com essa frequência central, já que a largura de faixa deve ser mais ampla na parte mais elevada do espectro; a frequência medida iria, portanto, crescer à proporção de 3 dB por oitava. Assim sendo, o gerador de ruído branco precisa ser acoplado a um filtro passa-baixas com uma atenuação de 3 dB/oitava, a fim



de se obter uma leitura linear. Esse ruído branco filtrado é o que se convencionou chamar de ruído rosa.

O gerador de ruído

Existem dois modos principais de se gerar ruído eletronicamente: uma delas utiliza a junção de um transistor e a outra, uma fonte digital de ruído. Como a segunda alternativa é a que produz resultados mais consistentes, foi escolhida para o analisador, sob a forma de um gerador baseado num registrador de deslocamento; seu período foi calculado de forma que o sinal pseudo-aleatório resultante exiba um tempo de repetição razoavelmente longo e pareça realmente “aleatório”.

O esquema completo do circuito aparece na figura 1. O oscilador N1/N2, com uma frequência em torno de 1,5 MHz, fornece o sinal de clock para o registrador de 31 bits, composto por IC2...IC5. As saídas Q28 e Q31 formam um laço de realimentação com a entrada do registrador, através da porta EX-OU N3 — com o resultado de que um ciclo toma $2^{31} - 1$ ciclos de clock ($= 2.147.483.647$). Levando em conta a frequência de 1,5 MHz aqui utilizada, cada ciclo do registrador de deslocamento vai durar cerca de 25 minutos, o que nos permite considerar o ruído de saída como verdadeiramente aleatório.

A desvantagem de uma implementação dessas, porém, reside em que jamais pode haver uma situação na qual o registrador

contenha somente zeros, porque nesse caso o circuito iria permanecer em zero. Mas isto foi facilmente resolvido pelo acréscimo de duas chaves, a fim de ligar e desligar o deslocador. A chave de partida (S1) é pressionada para injetar uma série de "uns" em IC2...IC5, até que seu conteúdo atinja cerca de 2 bilhões. O gerador pode ser desativado por meio de S2, quando o registrador é preenchido com zeros e assim permanece.

Um estágio indicador também foi incluído, para mostrar quando o

circuito está gerando ruído rosa. Sempre que um nível alto aparece na saída Q31, o capacitor C2 passa a ser carregado via D1 e R4; o transistor T1 é levado então a conduzir por N4 e o LED D2 acende. Os períodos de carga e descarga de C2 foram selecionados de modo que o LED fique sempre aceso, enquanto o gerador está ligado.

O ruído branco que surge na saída Q31 (pino 11 de IC5) é filtrado por uma rede de ruído rosa composta por R8...R13 e C3...C8 — um filtro Chebychev de seis

estágios com um desvio teórico inferior a 0,14 dB em relação à linha de -3 dB/8ª; entre 12,3 Hz e 31,5 kHz. Na prática, isto significa que o desvio em relação à linha ideal depende apenas das tolerâncias dos componentes usados na rede.

O filtro é seguido por um amplificador de reforço (IC6), cujo ganho foi fixado em 11 vezes. O potenciômetro de saída é usado para controlar o sinal que deixa o circuito. Os capacitores C13, C15 e C16 asseguram que esse sinal esteja isento de componentes CC.

1

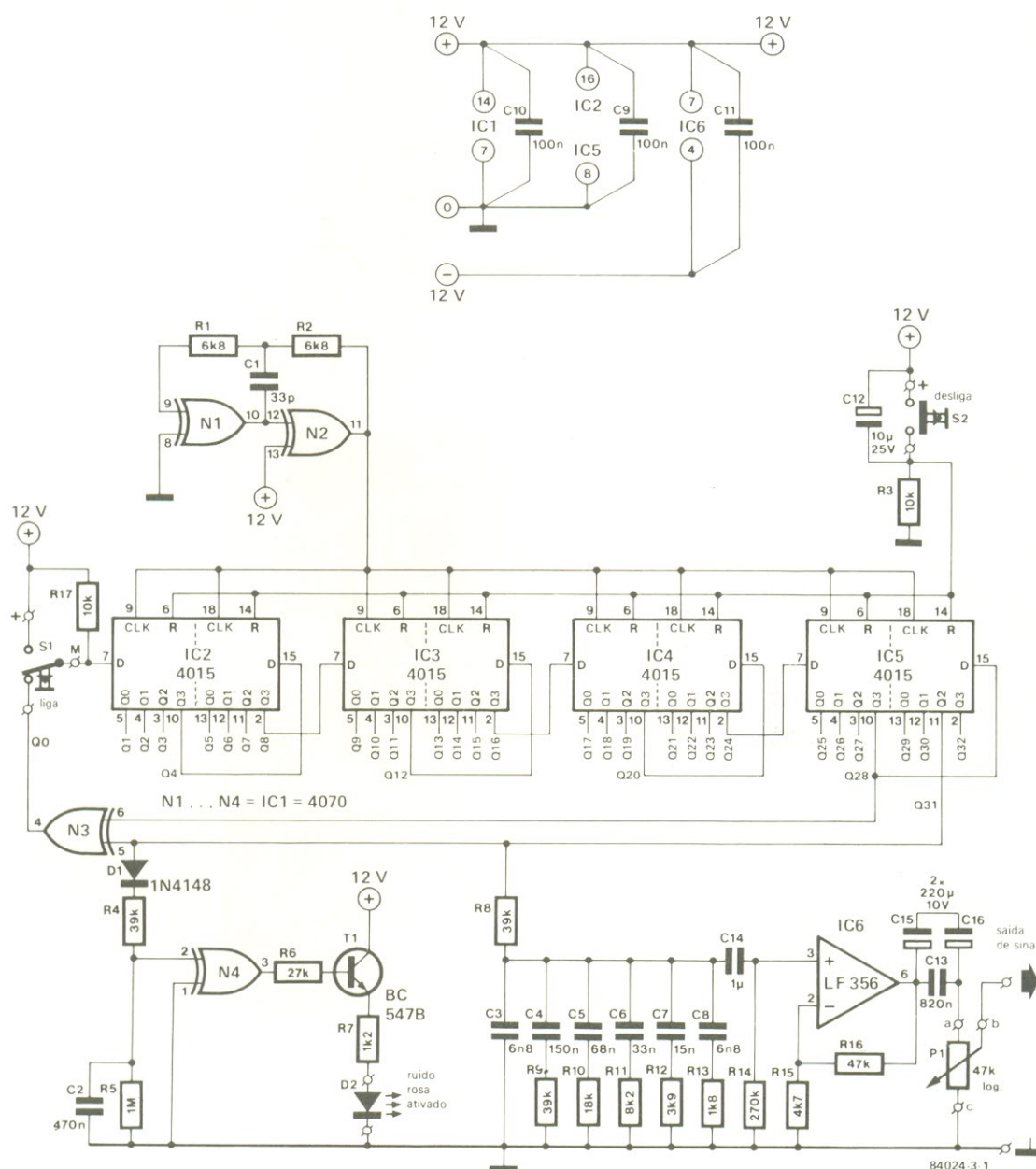


figura 1 — No circuito do gerador de ruído rosa, que aparece aqui por completo, o sinal é produzido através de um gerador

digital pseudo-aleatório composto por um oscilador de clock e um registrador de deslocamento de 31 bits.

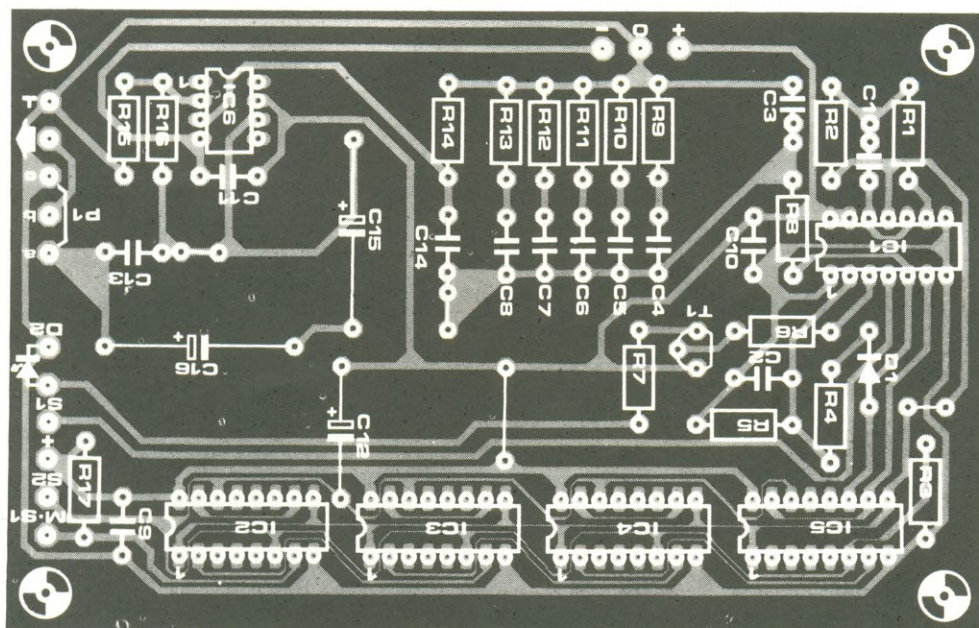
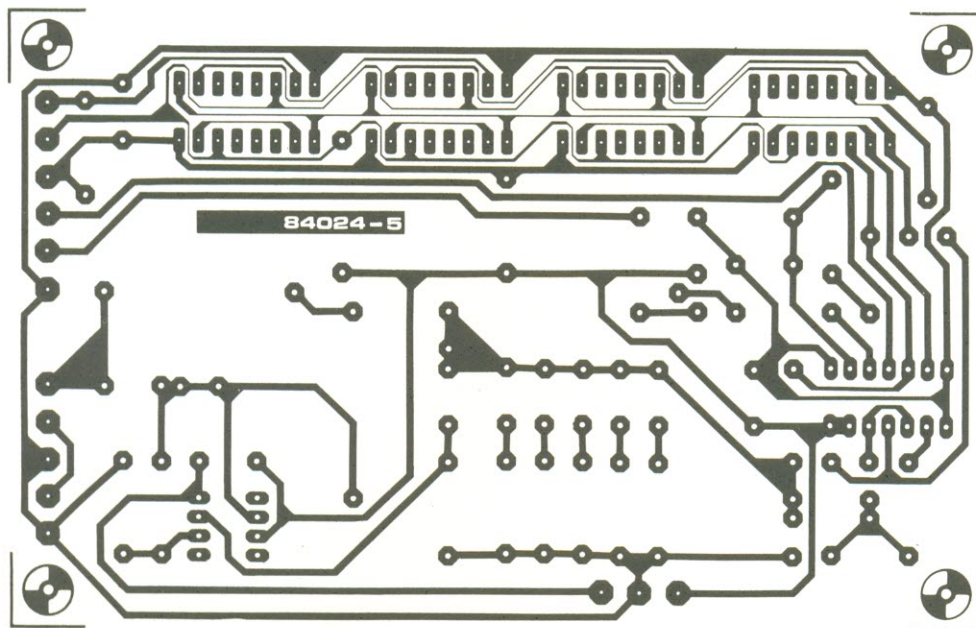


figura 2 — Traçado do cobre e disposição dos componentes referentes à placa do gerador. Ela deve ser montada sobre a placa base, de acordo com as orientações fornecidas na figura 5 da 2ª parte (ver Elektor nº 19).

Lista de componentes

Resistores

R1,R2 — 6,8 k
 R3,R17 — 10 k
 R4,R8,R9 — 39 k
 R5 — 1 M
 R6 — 27 k
 R7 — 1,2 k
 R10 — 18 k
 R11 — 8,2 k
 R12 — 3,9 k
 R13 — 1,8 k
 R14 — 270 k
 R5 — 4,7 k
 R16 — 47 k
 P1 — pot. log.
 de 47 k
 Todos os
 valores em ohms

Capacitores

C1 — 33 pF
 C2 — 470 nF
 C3,C8 —
 6,8 nF/5%
 C4 — 150 nF/5%
 C5 — 68 nF/5%
 C6 — 33 nF/5%
 C7 — 15 nF/5%
 C9...C11 — 100 nF
 C12 — 10 μ F/25 V
 C13 — 820 nF
 C14 — 1 μ F (sem
 polaridade)
 C15,C16 —
 220 μ F/10 V

Semicondutores

D1 — 1N4148
 D2 — LED verde
 T1 — BC547B
 IC1 — 4070
 IC2...IC5 — 4015
 IC6 — LF356

Diversos

S1 — chave
 momentânea,
 inversora
 S2 — chave
 momentânea,
 tipo NA
 Placa nº 84024-5
 Microfone
 de eletreto

Montagem e instalação do gerador

A placa de circuito impresso projetada para o gerador de ruído está representada na figura 2 e também nas páginas centrais deste número, para simplificar sua reprodução. Como se vê, o traçado é dos mais simples, não criando maiores problemas para a montagem dos componentes. Quanto às conexões com a placa base, são apenas três ("+" , "-" e "0") e podem ser facilitadas pela adoção de pinos para circuito impresso nas duas placas; se esses pinos forem soldados uns aos outros, pode-se obter uma estrutura bem mais sólida do que a feita apenas com pedaços de fio.

Os demais pontos de conexão, na lateral da placa, servem para ligar a placa aos elementos de controle e ao barramento de saída. Nada impede, também, que o gerador seja utilizado como unidade separada; é preciso providenciar apenas uma alimentação simétrica de 8... 12 V, que pode ser fornecida até por baterias, dado o baixo consumo de corrente.

Os filtros, novamente

Na segunda parte desta série foram abordados (entre outras coisas) os trinta retificadores ativos, como devem estar lembrados. No caso, as constantes de tempo de carga foram

adaptadas à frequência central de cada faixa — um método bastante satisfatório para se analisar sinais musicais, mas pouco conveniente quando as medições precisam ser efetuadas com o auxílio do gerador de ruído rosa.

A leitura do visor resultante de medições com esse tipo de ruído será, de fato, diferente daquela fornecida por um gerador senoidal (mesmo que este segundo caso raramente ocorra na prática). Nas faixas mais elevadas do espectro, um maior número de frequências ocupa um certo período de tempo, em comparação com as faixas inferiores, fazendo com que a curva de resposta fique ligeiramente mais alta com ruído rosa (tomando como referência senóides contínuas). Assim sendo, não há grande problema em ajustar o analisador em relação ao gerador de ruído rosa, em detrimento da medição de sinais contínuos (o desvio é de apenas 3 dB).

Em grande parte dos casos, no entanto, é melhor que haja uma concordância entre as medições realizadas por ruído rosa e por sinais constantes. Por esse motivo, considera-se mais adequado adotar o valor de 150 k para os resistores de carga (R1, R3... R59), nos retificadores, além de propiciar uma leitura mais estável. Medir sinais musicais fica então mais demorado, mas não deve representar um obstáculo para a maioria dos usuários.

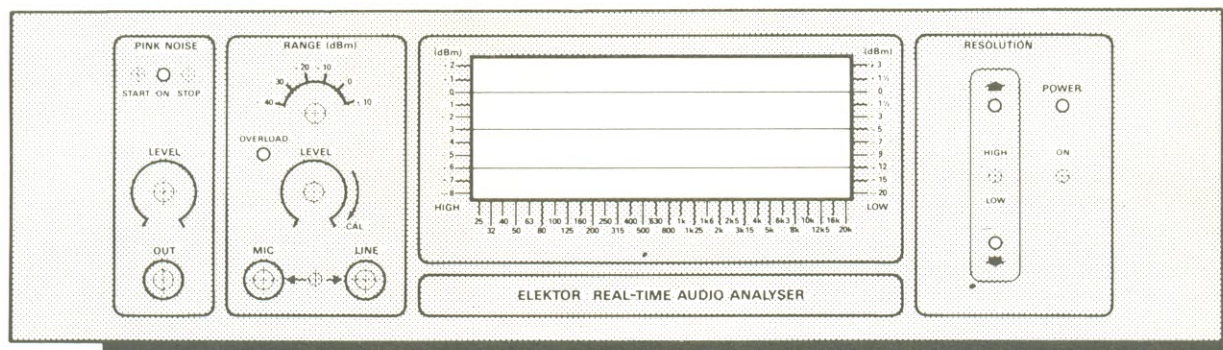
Montagem final e o painel frontal

A esta altura todos os montadores já devem estar com a placa base completa, alojando as demais placas do instrumento (com exceção do visor, é claro). Agora é preciso adquirir ou confeccionar um gabinete adequado, onde possa caber todo o conjunto, transformador incluído (há um bom lugar para ele atrás das placas de entrada e ruído, como se pode ver pela foto). A parte traseira desse gabinete deve receber apenas um furo para a passagem do cabo de força, pois todos os conectores e controles ficam localizados no painel frontal.

Na figura 3 podemos ver uma boa sugestão para esse painel, que aparece representado em tamanho reduzido (e difere um pouco, inclusive, daquele que aparece na foto do protótipo). Uma vez instalados todos os potenciômetros, chaves, LEDs e conectores, eles podem ser ligados às respectivas placas. Lembre-se que um dos melhores tipos de conectores são exatamente os soquetes "fono", muito empregados em amplificadores de áudio.

A entrada deve ser acoplada à placa inicial através de cabo blindado. Ess é o único ponto, aliás, em que o terra do circuito pode ser conectado ao metal do gabinete. Para a entrada do microfone convém utilizar um soquete estéreo de 6,3 mm;

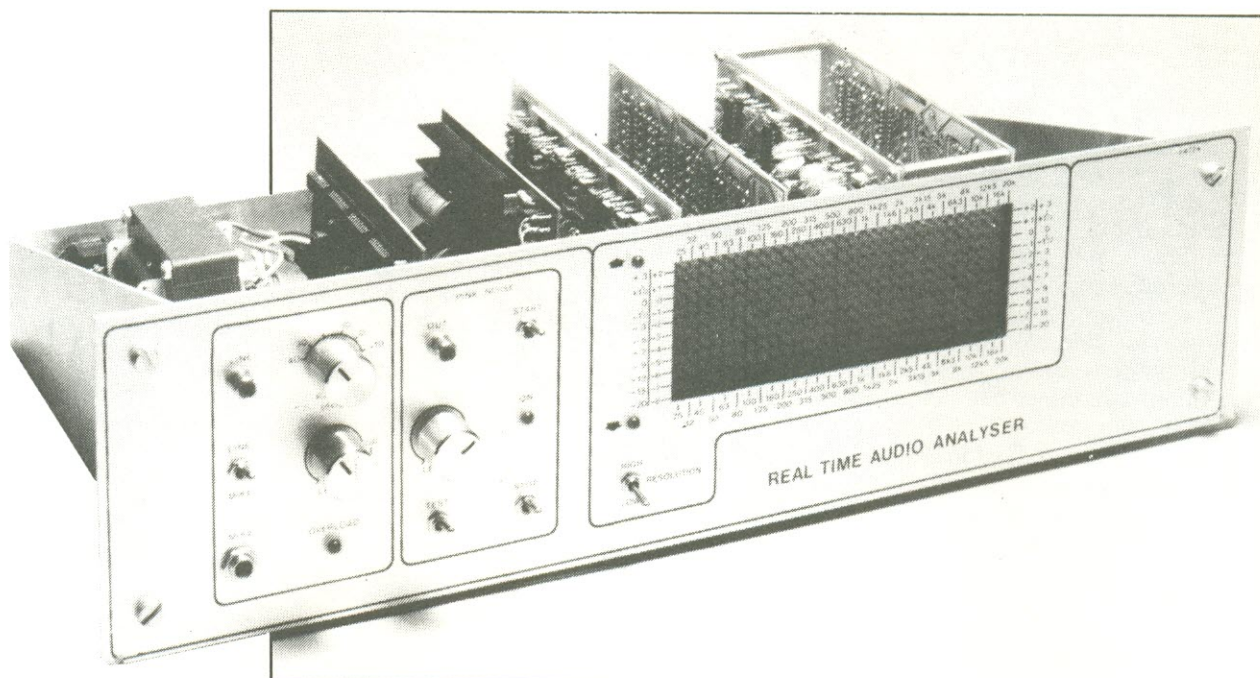
3



84024

figura 3 — Painel sugerido para o analisador e utilizado no protótipo original. Aqui ele aparece reduzido, apenas para orientação

dos montadores; suas dimensões reais são 480 x 132,5 mm.



quanto ao próprio microfone de medição, usa-se geralmente um tipo de eletreto, que traz embutido um amplificador a FET. Esse amplificador pede uma alimentação de alguns volts, que pode ser "transmitida" por meio do fio adicional no cabo estéreo.

Uma pequena placa de acrílico ou material semelhante deve ser fixada na "janela" do painel, posicionada em frente aos diodos do visor; o melhor efeito será obtido com um material vermelho escuro. A placa base deve ser alojada de modo que os LEDs apenas encostem no acrílico e fiquem corretamente posicionados em relação às escalas desenhadas nas laterais do visor.

Antes de ligar o analisador, pode ser uma boa idéia dar outra olhada nas ligações do transformador com o circuito. Os terminais de 10 V devem estar ligados aos pontos de entrada CA da placa base, enquanto os de 15 V devem fazer conexão com os pontos correspondentes na placa de entrada. O terminal de terra do transformador, por sua vez, precisa ser acoplado ao ponto relevante, em ambas as placas.

Calibração

Já havíamos falado rapidamente sobre o ajuste do analisador na 2ª parte da série, mas precisamos rever todo o processo, porque os retificadores dispõem agora de

outros resistores de carga (150 k) e precisamos levar em conta o gerador de ruído rosa — que será usado como fonte de sinais em quase todos os testes efetuados com o instrumento.

Em primeiro lugar, deve-se ajustar as várias bandas de frequência. Leva-se então os trimpots dos retificadores (P1...P30) à posição de mínima amplificação, girando seus cursores no sentido do integrado. Em seguida, acopla-se a saída do gerador de ruído à entrada do analisador, com o nível de ruído rosa no máximo, a chave de entrada em "linha", baixa resolução e o potenciômetro de nível do analisador no máximo. Ligando agora a alimentação, uma série de pontos do visor vai acender e deslocar-se lentamente para baixo; uma vez desaparecidos do visor todos esses pontos, aciona-se a chave de partida do gerador de ruído.

Prosseguindo, seleciona-se uma faixa (em dBm) que permita o surgimento de uma série de luzes móveis no visor; muda-se então a posição da chave de faixas e o potenciômetro de nível, até que o máximo alcance de todo o espectro fique em torno de 0 dB. Anota-se a faixa de maior nível, entre todas, e gira-se os trimpots dos retificadores até que a totalidade delas exiba aproximadamente esse mesmo

nível. Caso uma ou duas faixas recusem-se a atingir o nível comum, será necessário trocar os resistores em série com os trimpots por outros de 180 k (em lugar dos originais de 220 k).

Feito tudo isto, a chave da resolução pode ser comutada para "alta" e o conjunto, calibrado com um pouco mais de precisão. Nas faixas inferiores de frequência, esse ajuste será um pouco mais difícil, pois o nível varia lentamente por causa do pequeno número de sinais aí presentes; desse modo, tais faixas podem ser melhor ajustadas através do valor médio exibido no visor.

É hora de calibrar a chave de faixas, para o qual é preciso dispor de uma senóide de 1 kHz, com um valor de 775 mV em CA. Desliga-se então o gerador de ruído da entrada do analisador e posiciona-se seu potenciômetro de nível em "CAL". A seguir, aplica-se o sinal de 1 kHz à entrada, com a faixa selecionada para 0 dB, e observa-se a leitura fornecida pelo visor; apenas o LED correspondente a 0 dB, na faixa de 1 kHz, deve ficar aceso e R12 precisa ser ajustado para tal. Esse resistor pode ser substituído temporariamente por um potenciômetro de 50 k, a fim de facilitar a escolha do valor fixo de resistência a ser usado.

Este último ajuste não é absolutamente necessário, a não ser que o usuário tenha interesse

na medição de valores absolutos de tensão — o que se aplica apenas em sinais senoidais contínuos. Se não for este o caso, o resistor R12 poderá ser deixado como está. Enfim, o analisador está pronto para uso.

Medidas e microfones de medição

Embora não seja exatamente simples na estrutura, o nosso analisador não oferece grandes dificuldades de utilização. O ruído rosa deve ser simplesmente aplicado à entrada do equipamento a ser analisado e a saída deste, à entrada do analisador de espectro. Uma vez ajustados a chave de faixas e o potenciômetro de nível, a curva de resposta aparece no visor; pode-se então usar a chave de resolução para determinar a gama da leitura. Eis algumas aplicações típicas, utilizando esse processo:

- Medida da resposta em frequência de um amplificador, que em geral não tem grande interesse, mas pode servir para se observar o efeito de um controle de tonalidade, por exemplo.
- Medida da resposta em frequência de um gravador, caso em que o ruído rosa deve ser gravado em níveis baixos (-20 a -30 VU, digamos), para evitar que a fita seja saturada.
- Estudo da acústica de um ambiente, que representa uma das mais importantes aplicações de um analisador em tempo real. Utiliza-se um microfone de medição e, trabalhando com o instrumento associado a um equalizador de 1/3 de oitava, é possível tornar praticamente plana a resposta do ambiente de audição. Não podemos esquecer, também, dos audiófilos que fazem questão de projetar e construir suas próprias caixas acústicas; de fato, o analisador e o mesmo microfone de medição proporcionam um meio ideal de se examinar alto-falantes e seus gabinetes.

Em qualquer aplicação, porém, é importante que o amplificador não seja sobre-excitado pelo ruído. Convém ter em mente que os picos de sinal, nas faixas

4

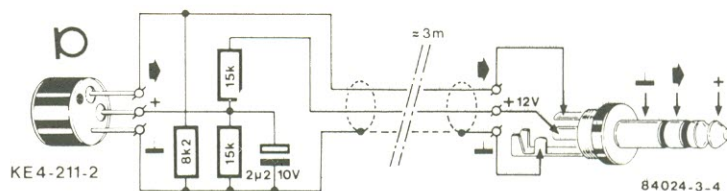


figura 4 — Esboço mostrando a conexão de um microfone de eletreto ao analisador. A tensão requerida pelo buffer embutido (que

utiliza um FET) é obtida da própria alimentação de 12 V do analisador, através de dois resistores.

inferiores, atingem 10 dB acima do que se verifica na de 1 kHz. Nessas faixas, aliás, o visor sempre fornecerá uma leitura "nervosa", "agitada", pelo fato de os filtros terem bandas proporcionalmente estreitas, fazendo com que poucos sinais surjam nessa área, com qualquer duração.

Para concluir o assunto, vamos falar um pouco sobre o microfone de medição, que em muitos casos é parte essencial do analisador. Ele deve apresentar uma boa resposta em frequência e, ao mesmo tempo, não ser caro demais; uma boa pedida então é o microfone de eletreto, que costuma ser bastante compacto, robusto e relativamente barato. Existem alguns modelos à disposição no mercado nacional que podem substituir aquele usado originalmente (um Sennheiser tipo KE 4-211-2, de 3 fios, resposta plana entre 40 Hz e 20 kHz e um desvio não superior a $\pm 2,5$ dB). Ele deve dispor de um amplificador interno com transistor de efeito de campo (FET).

Obtido o microfone adequado, é recomendável providenciar uma proteção para ele, tal como o corpo de um velho microfone encostado ou um pequeno tubo de plástico. Mesmo se essa improvisação der algum trabalho, valerá bem a pena, já que o resultado final será quase profissional e custará cerca de um décimo dos modelos comerciais.

Caso tenha sido utilizado um soquete estéreo na entrada para microfone, um de seus terminais pode ser aproveitado para transportar a tensão de alimentação ao FET interno do microfone. Os +5 V exigidos por esse amplificador são obtidos a

partir dos +12 V existentes na placa base ou na placa de entrada. A figura 4 esclarece toda essa parte, assim como os detalhes de conexão do próprio microfone.

O nível do som medido pode ser ajustado através de P1 (e trocando-se R2, se necessário), na placa de entrada. Tal ajuste não poderia ser feito, na verdade, sem o auxílio de um medidor de pressão sonora; em contrapartida, ele só é realmente indispensável na medição de valores absolutos.

A eletrônica tem sido o principal impulsionador tecnológico desde a invenção do transistor, há 40 anos. Mas grande parte das futuras inovações, pelo que parece, estará baseada na manipulação da luz e não da eletricidade

O futuro pertence ao fóton

A revolução da eletrônica é uma das mais jovens já desencadeadas pela humanidade. O elétron foi identificado há menos de um século e os circuitos integrados, nos quais está apoiada toda a nossa indústria e tecnologia da informação, ainda não completaram 20 anos de existência. Todos os sucessos concentrados nessas duas décadas de febril atividade criaram a impressão de que a eletrônica é uma tecnologia capaz de desenvolvimentos ilimitados.

Mas a verdade é bem outra. Tudo indica que a eletrônica vai dar lugar a uma tecnologia ainda mais sofisticada, de base ótica e não elétrica. Uma história que teve início nos primórdios do século, quando grupos de físicos descobriram que a luz é formada por "pacotes" individuais de energia, logo batizados de fótons. Mas a ciência já obteve um progresso considerável na manipulação desses pacotes; podemos mesmo afirmar que a revolução fotônica já está bem adiantada.

Um pequeno histórico

Assim como o primeiro sinal da revolução eletrônica foi decididamente o transistor, a conquista inicial da fotônica foi a invenção do laser, em 1960. Até então, todas as tentativas de se fazer "algo mais" com a luz esbarravam numa confusão de comprimentos de onda desordenados. Os lasers introduziram uma fonte de luz com um comprimento de onda uniforme, na qual cada onda se move em compasso com as demais.

Provou ser, com o tempo, uma poderosa ferramenta nas mais variadas aplicações. Ele é até capaz (ao menos assim espera o presidente Reagan) de destruir mísseis balísticos a milhares de

quilômetros de distância. Pode cortar chapas de metal na indústria e reparar vasos sanguíneos no olho humano. Hospitais já empregam feixes de laser, orientados por fibras óticas, para dissolver cálculos renais. E há o caso inusitado de um inventor francês que chegou a substituir as cordas de uma harpa por feixes de laser.

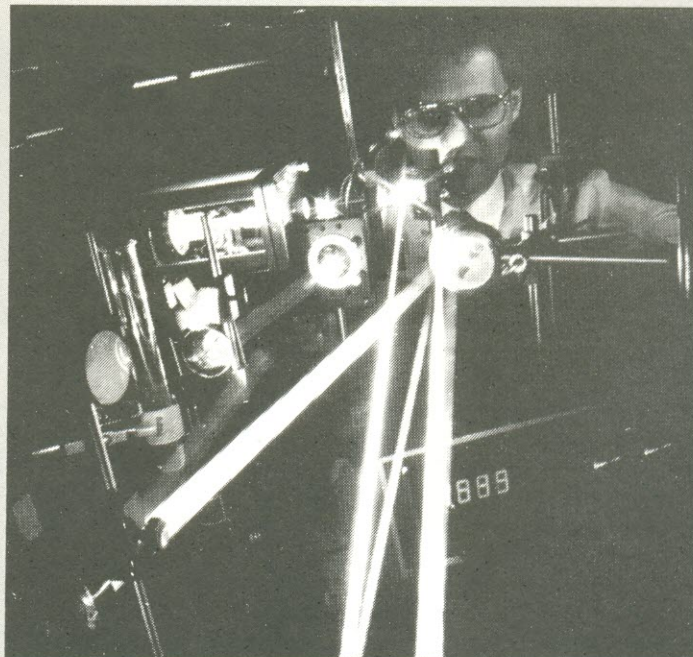
A exemplo dos transistores (e depois, dos CIs) os lasers também encolheram: podem ser agora gerados por integrados não maiores que um cristal de açúcar. Tudo isto está abrindo caminho para uma mudança drástica dos elétrons para os fótons.

Motivações

Quais as vantagens embutidas nessa mudança? Em primeiro lugar, os fótons são mais rápidos que os elétrons, graças à ausência de massa; podem passar uns pelos outros sem perturbações (ao

contrário dos elétrons, que provocam interferências mútuas); e a luz se comporta igualmente como grupos de partículas e ondas eletromagnéticas — permitindo que os elementos óticos sejam baseados nos mesmos princípios de operação já consagrados na eletrônica.

Além disso, a eletrônica começa a atingir seus limites. Um deles é determinado pela velocidade com que os elétrons percorrem os materiais semicondutores; enquanto permanecerem como o principal "transporte" de informações nos computadores, por exemplo, irão estabelecer um limite absoluto sobre essa velocidade de computação. Não que esse limite já tenha sido atingido, mas pode ser considerado próximo o suficiente para preocupar cientistas e engenheiros.



A beleza do laser, um dos pilares da fotônica.

O meio tradicional de se construir computadores de forma mais rápida e barata consiste em "espremer" cada vez mais componentes eletrônicos no mesmo espaço. De fato, o número de elementos que podem ser alojados em um único CI aumentou de apenas 12, há 20 anos atrás, para cerca de 1 milhão, hoje em dia. Mas já sabemos que a miniaturização também começou a perder fôlego, pois os técnicos estão tendo dificuldades em conceber novos métodos para a gravação precisa de integrados com enormes densidades de componentes. Ademais, quanto mais próximo uns dos outros, mais os componentes sofrem da praga da interferência mútua — ou seja, do "vazamento" de cargas entre elementos.

Alternativas

Se quisermos que os computadores sejam ainda mais rápidos, será preciso considerar novas abordagens. Há muita gente apostando no chamado "processamento paralelo", baseado na noção de que as máquinas digitais são capazes de executar uma série de operações simultâneas, ao invés de canalizar todos os seus cálculos pelo funil de uma unidade central de processamento. Neste caso a alternativa fotônica também é bastante atraente: a passagem de várias corrente elétrica pelo mesmo CI oferece riscos de interferência e outros problemas, ao contrário dos feixes luminosos, que podem ser processados ao mesmo tempo sem qualquer *crosstalk*.

Qualquer foco de ceticismo é logo derrubado ao se analisar como a luz vem rapidamente ameaçando posições da eletrônica em dois pilares da tecnologia de informação: telecomunicações e armazenagem de informações. Nas comunicações, as companhias telefônicas estão substituindo seus cabos de cobre por fibras óticas em ritmo acelerado, já que a luz provou ser melhor "mensageira" que a eletricidade: desperdiça menos energia em forma de calor e é imune a interferências eletromagnéticas, sem falar em seu enorme espectro aproveitável. Por concentrar tamanha quantidade de frequências, a luz é capaz de

carregar muito mais informação que a eletricidade.

A própria qualidade das fibras óticas passou por aperfeiçoamentos fantásticos. Nos primeiros cabos óticos (em meados da década passada), a luz fazia um percurso em zigue-zague pelo interior de um núcleo de grande diâmetro; as resultantes colisões com o revestimento da fibra absorviam grande parte da energia e criavam a necessidade de repetidores a curtos intervalos, que aplicassem um "reforço" aos sinais. Para se ter uma idéia dos progressos feitos nesse meio tempo, basta dizer que em 1977 as fibras experimentais transmitiam até 140 megabits de dados por segundo, exigindo um repetidor a cada 10 km, em média.

Atualmente, uma rede experimental instalada na Inglaterra carrega tráfego telefônico a 1200 Mb/s, com intervalos de 45 km entre repetidores. Os primeiros cabos óticos transatlânticos estarão estabelecendo comunicações de telefonia e dados entre Europa e América ainda este ano.

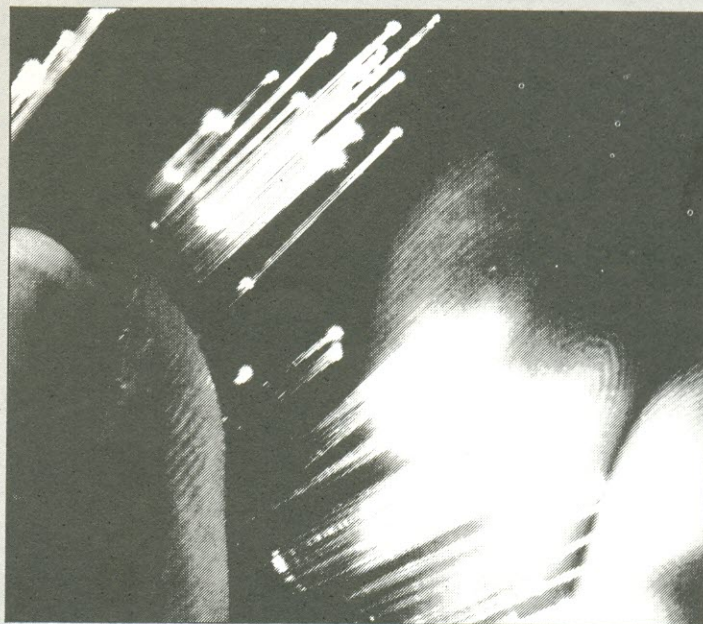
Mas a tecnologia está prestes a dar outro de seus saltos "luminosos". Não propriamente nas fibras, mas nos dispositivos usados para enviar e receber os sinais óticos. O primeiro passo consiste em combinar, num só

elemento, toda a parafernália requerida pelos cabos óticos: lasers para mandar sinais, detectores para recebê-los e toda uma estrutura de lentes, espelhos e controles eletrônicos.

Para vencer a segunda etapa, é preciso transmitir os feixes de luz de forma "coerente" — isto é, em comprimentos de onda bem definidos — a um receptor que possa ser sintonizado, selecionando assim os comprimentos de onda desejados e identificando as diferentes correntes de dados. Em princípio, a chamada transmissão coerente permite que uma única fibra comporte 10 milhões de linhas telefônicas ou 10 mil canais digitais de TV simultaneamente.

O avanço da ótica sobre a armazenagem de dados — o outro pilar da tecnologia da informação — tem sido impressionante. Vejam os audiófilos felizes da vida com seus discos digitais a laser, por exemplo; nesses discos, a música é primeiramente convertida em sinais digitais, impressa sob a forma de minúsculas depressões e decodificada, na reprodução, por um laser de baixa potência.

Os discos de áudio, porém, são apenas o primeiro grande sucesso de uma tecnologia em busca constante por novos mercados e aplicações. Os discos óticos começam a tomar o lugar dos



Luz e informação na ponta dos dedos com as fibras óticas.

similares magnéticos como arquivos de computadores, bem mais confiáveis e robustos. Apenas um disco de 4,7 polegadas (12 cm) permite estocar cerca de 550 Mbytes de dados — o equivalente a 1500 disquetes ou 250 mil páginas impressas. Em outras palavras, um conjunto de discos óticos pode armazenar os arquivos de todo um departamento governamental.

Obstáculos

Os discos lidos óticamente continuam apresentando uma grande desvantagem: é difícil apagar ou gravar novas informações sobre eles, o que impediu sua perfeita harmonia com os computadores. Mas não imobilizou a procura por aplicações em que os dados tenham que ser armazenados de forma permanente, sem alterações. Assim, discos comercializados sob um formato denominado CD-ROM (veja na *Elektor* nº 17/18, o artigo "Evolução dos discos compactos a laser") estão possibilitando que empresas vendam informações baratas a assinantes, substituindo o telefone pelo correio.

Outro exemplo foi dado pela editora americana Grolier, que publicou sua *Academic American Encyclopaedia* (30 mil verbetes, 10 mil páginas) em 1/10 de um disco ótico, vendido por menos de 200 dólares. Uma nova geração de discos chamados de WORMs (*write-once/read-many-times* ou uma-só-gravação/várias-leituras) já estão a meio caminho do ideal; são vendidos em branco e o usuário tem a liberdade de gravar neles o que bem entender — embora os dados passem a ser então irremovíveis. Previsões otimistas, no entanto, asseguram que até o final da década teremos discos óticos apagáveis, com base em dois princípios distintos.

O primeiro deles baseia-se em um processo magneto-ótico, através do qual cria-se uma camada de gravação, no disco, formada por uma liga de térbio, ferro e cobalto. Para que as informações sejam retidas, um laser aquece pontos minúsculos dessa camada, criando campos magnéticos verticais; na leitura, outro laser percorre o disco e, sempre que topa com um ponto magnetizado, o plano de

polarização da luz sofre uma rotação. As informações podem ser apagadas pelo simples reaquecimento dos pontos. O segundo princípio é químico e também emprega um laser, mas neste caso para "comutar" a estrutura de uma liga de telúrio entre as fases amorfa e cristalina, as quais refletem a luz de forma diversa.

Apesar de admiráveis, os avanços feitos pelos discos e pelas fibras da tecnologia ótica ainda não chegaram realmente a revolucionar nossa vida. Na verdade, a fotônica só atingirá a maioria quando igualar e depois ultrapassar o principal trunfo da revolução eletrônica: os computadores.

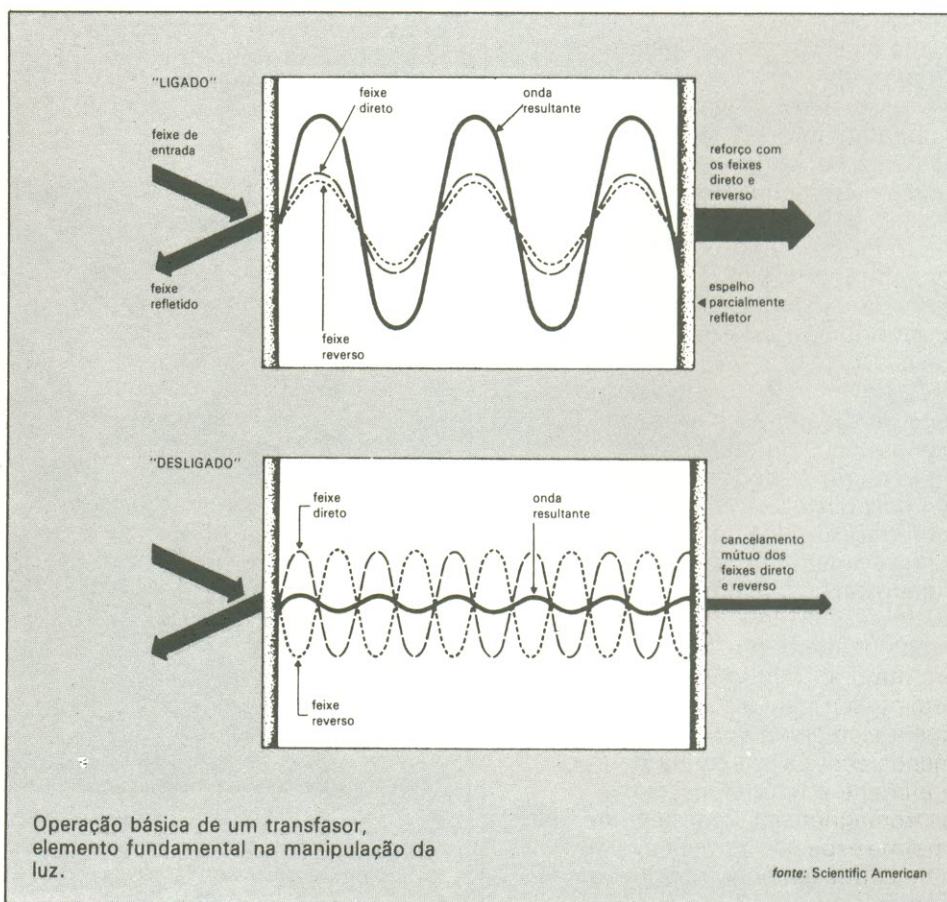
No coração dessas máquinas ainda residem, apesar de todo o progresso, os humildes transistores. O transistor, como sabemos, atua nelas chaveado entre dois estados; podemos dizer, então, que cada computador é composto por uma sequência de chaves que podem ser abertas ou fechadas para representar números (os "uns" e "zeros" da numeração binária) ou as condições de "verdadeiro" e "falso" (como blocos básicos da lógica

booleana). O grande desafio da fotônica, portanto, é o aperfeiçoamento de um dispositivo que faça com a luz o que o transistor é capaz de fazer com os elétrons.

Uma chave ótica

Pois este sonho já está se tornando realidade. Nos Laboratórios Bell, pertencentes à AT&T, e na Universidade Heriot-Watt, de Edinburgo (Inglaterra), estão sendo testados pequenos e primitivos elementos óticos que um dia, espera-se, virão a ser a base de poderosos computadores. Essas chaves, conhecidas como BODs (*bistable optical devices* ou dispositivos óticos biestáveis), são verdadeiros transistores do tipo ótico — que por sua vez tiveram origem nos transfasores, como veremos.

A luz deixa esses componentes sob a forma de feixes fortes ou fracos (condição "ligado" e "desligado", respectivamente) e, portanto, seria suficiente reunir vários transfasores e feixes de laser controlados para termos os ingredientes básicos de um computador ótico.



Para entender o funcionamento de um transfasor, basta pensar nele como dois espelhos parcialmente refletivos, voltados um para o outro. Se um feixe de luz os atravessa, parte dela fica retida, ricocheteando entre as duas superfícies espelhadas (veja esquema), formando ondas internas. Sempre que essas ondas se cruzam, podem tanto interferir com o feixe resultante e enfraquecê-lo, como alinhar-se com ele e reforçá-lo. Esse fenômeno é a base de um simples instrumento usado na medição de comprimentos de onda, cuja invenção é devida a dois cientistas franceses — Charles Fabry e Alfred Perot — em 1896.

O chamado interferômetro de Fabry-Perot emite feixes fortes ou fracos, dependendo de as ondas estarem ou não sendo reforçadas no interior de sua cavidade. Por si só, entretanto, não pode ser considerado uma chave, pois lhe faltam os estados definidos de “ligado” e “desligado”. O próprio senso comum nos diz que uma variação gradual na intensidade no feixe de entrada vai produzir uma alteração gradual no de saída — e não a mudança brusca necessária. Em circunstâncias normais, o senso comum estaria com a razão; no caso do transfasor, porém, está redondamente enganado.

Para transformar o interferômetro de Fabry-Perot em uma chave, os físicos tiveram a inspiração de conjugá-lo a um fenômeno conhecido por *biestabilidade*, observado pela primeira vez em 1976, nos Laboratórios Bell. O segredo reside na própria cavidade existente entre os espelhos: se ela for preenchida com um material comum (como o ar ambiente ou a maioria dos sólidos), a intensidade do feixe de saída será realmente variável em proporção à do feixe de entrada. Os transfasores, porém, adotam uma família de materiais não lineares, tal como o antimoneto de índio e o seleneto de zinco.

Se um feixe de laser for aplicado a esses materiais, uma pequena variação em sua intensidade pode disparar o efeito de reforço das ondas e tornar o feixe de saída subitamente mais intenso — e fazer com que permaneça nesse estado até que a condição de disparo seja removida.

Tanto os Laboratórios Bell como a Universidade Heriot-Watt exibiram transfasores operacionais, mas de concepção diferente. O modelo inglês é inteiramente ótico, no qual os feixes de laser adentram placas biestáveis de seleneto de zinco. Já os americanos estão experimentando um sistema híbrido, com dispositivos confeccionados em arsenieto de gálio que usam interferências eletro-óticas no interior da cavidade para disparar o efeito de reforço. Em um computador ótico, esses elementos seriam os “CIs” e os feixes de laser, a “corrente elétrica”.

Criando uma máquina

Mas para se implementar um computador não basta ter a capacidade de ligar ou desligar chaves óticas. Ele é um complexo emaranhado de chaves, cada uma das quais recebe sinais e os passa adiante. Assim sendo, as chaves óticas devem permitir ligações em cascata — ou seja, os feixes de luz que emergem de um transfasor devem ter possibilidade de pular para o seguinte e assim por diante. Elas devem ser capazes, também, de receber e enviar vários sinais ao mesmo tempo (propriedade conhecidas respectivamente como *fan-in* e *fan-out*).

Esses obstáculos estão caindo rapidamente. Em 1986, por exemplo, a equipe de Heriot-Watt demonstrou que seus transfasores de seleneto de zinco podem ser mantidos próximos ao limiar por um laser de retenção e em seguida comutados pelo acionamento de um pequeno feixe adicional. No início de 87, a mesma equipe anunciou a implementação de vários transfasores em um laço cíclico.

Em teoria, as chaves óticas deverão operar 1000 vezes mais rapidamente que suas equivalentes eletrônicas. Mas ainda é cedo para aposentar os atuais computadores; os transfasores em teste são componentes primitivos, que exigem muita luz para “bombeá-los”, além de serem elementos individuais, de grandes dimensões. Eles terão ainda que ser integrados em pastilhas minúsculas,

exatamente como se faz com as chaves eletrônicas hoje em dia. Mas que a comutação ótica funciona, está fora de dúvida.

A solução híbrida

Laboratórios de várias partes do mundo estão desenvolvendo intensas pesquisas para juntar, no mesmo elemento, chaves óticas e eletrônicas. Um dos motivos dessa corrida é o melhor aproveitamento das fibras óticas; de fato, as redes existentes ainda não trabalham à velocidade da luz, porque as mensagens carregadas pelas fibras estão como que confinadas entre máquinas que operam com eletricidade e não com a luz — tais como telefones e computadores. Assim, em cada extremidade de um cabo ótico, mesmo nas instalações mais sofisticadas, existem dispositivos pouco convenientes cuja função é transformar pulsos óticos em elétricos e vice-versa.

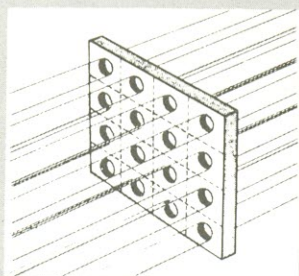
Para acelerar esse processo, os pesquisadores estão criando CIs optoeletrônicos. Para isso, tiveram que contornar uma notória desvantagem dos fótons: sua incapacidade de transportar cargas elétricas. Sabe-se que a captação de sinais na ponta de uma fibra ótica exige algum método de seleção das ondas de luz, a fim de remetê-las às suas diversas destinações; mas enquanto os elétrons podem ser controlados através de campos elétricos, os fótons são imunes a esse método, por estarem isentos de carga.

A solução foi “canalizar” a luz por meio de guias de onda gravados sobre CIs, que por sua vez são confeccionados com materiais de propriedades óticas específicas. Esses materiais simplesmente alteram sua capacidade de transportar luz mediante a aplicação de um campo elétrico — tal como o niobato de lítio, que permitiu implementar uma grande variedade de moduladores, chaves e outros dispositivos óticos.

Existe, no entanto, outra razão para toda essa pressa em juntar

fótons e elétrons: o processamento paralelo. A Plessey britânica, por exemplo, desenvolveu um BOD no qual a biestabilidade advém da inserção, na cavidade, de um material fotocrômico — cuja estrutura química é alterada quando exposta a diferentes comprimentos de onda da luz. A empresa acredita que seu novo dispositivo vá poder ser aplicado no processamento paralelo, começando por alojar um conjunto desses BODs em uma única placa bidimensional. Cada elemento assim composto torna-se então um centro independente de comutação que pode ser endereçado simultaneamente pela aplicação de um laser (veja o diagrama correspondente).

Essa abordagem encontrou suas próprias aplicações, tal como o processamento de imagens, onde o valor de milhares de elementos de imagem deve ser calculado individualmente, para dar origem a uma tela completa. A Plessey pretende eliminar o funil desse processamento de dados utilizando a luz para processar todos os elementos de imagem de uma só vez. É bem verdade que as chaves óticas ainda não se mostram tão rápidas quanto as eletrônicas, mas isto pouco importa quando elas trabalham ao mesmo tempo. Ainda segundo a Plessey, com a utilização de seu BOD fotocrômico pode-se processar 4 milhões de elementos de imagem em apenas um décimo-milésimo de segundo, mediante dispositivos do tamanho de uma unha.



Esboço de um BOD fotocrômico.

Apostando no futuro

Apesar de sua pouca idade, a fotônica já tem muito o que contar, desde a invenção do laser. Mesmo assim, idéias inteiramente novas para o aproveitamento e manipulação da luz continuam a brotar por toda parte. Elas variam das mais corriqueiras (sensores mecânicos e biológicos baseados em fibras óticas) até as francamente delirantes (viagens espaciais em naves com velas captadoras de fótons). Alguns físicos já começaram a usar feixes de laser para "capturar" átomos isolados e poder observá-los mais detidamente. Engenheiros, por seu lado, prevêem gigantescas memórias de computador, onde os dados serão codificados nos comprimentos de onda de um holograma.

Qual a razão desse florescimento súbito? Provavelmente porque na década de 70 os cientistas fizeram inúmeras descobertas sobre a interação da luz com a matéria. Novos conhecimentos que agora estão dando frutos — tal como a propriedade dos materiais não lineares, que tornou possível a criação dos transfasores. Mas existem muitos outros exemplos: para citar apenas mais um deles, sabe-se que em certas circunstâncias a luz que atravessa um determinado material estabelece ondas sônicas internas que contornam a si mesmas como um espelho deformável, enviando a luz de volta, pelo mesmo caminho em que entrou na substância. Em 1972, o Dr. Boris Zeldovich e alguns colegas do Instituto de Física PN Lebedev, em Moscou, aproveitaram tal propriedade para implementar algo denominado espelho de fase conjugada.

E não é um espelho comum: ele pode tomar uma imagem distorcida e então reconstituir as ondas afetadas, fornecendo a imagem original. Como várias outras tecnologias, esse espelho foi tratado, a princípio, apenas como curiosidade de laboratório; atualmente, porém, está sendo requisitado por astrônomos que precisam eliminar o incômodo "pisca-pisca" das estrelas que observam e por generais da geração guerra nas estrelas, para disparar feixes de laser em uma

atmosfera turbulenta. Espelhos desse tipo também podem ser adotados para projetar imagens tridimensionais por fibras óticas e para gravar componentes microscópicos em CIs. De uma forma ou de outra, portanto, a luz parecer ser a onda do futuro.

Reproduzido, sob permissão, da revista *The Economist*.

Uma interface IEEE-Centronics

O barramento IEC

O padrão definido pela IEC instituiu 16 linhas de sinal e 8 de terra. Cada dispositivo acoplado ao barramento deve reconhecer pelo menos uma destas três modalidades de operação:

— OUVINTE (*listener*): endereçado nesta modalidade, o dispositivo lê os dados recebidos via interface; os principais exemplos incluem impressoras, *displays* e fontes programáveis de sinais.

— LOCUTOR (*talker*): o equipamento envia dados por meio da interface, a exemplo do que ocorre com sistemas sensores remotos e leitoras de fitas de papel; o barramento IEC só pode trabalhar com um locutor ativo por vez.

— CONTROLADOR (*controller*): o dispositivo endereçado ou comutado para esta modalidade designa a função de locutor ou ouvinte a outros equipamentos. O controlador costuma ser um computador (mini ou micro) com uma interface IEC; o barramento IEC só pode trabalhar com um controlador ativo por vez.

Os níveis lógicos presentes nas linhas do barramento em questão baseiam-se nas definições para circuitos TTL:

- 0,00 a 0,80 V: nível "1" lógico; baixo, ativo, verdadeiro; válido.
- 0,81 a 2,00 V: faixa indefinida.
- 2,01 a 5,25 V: nível "0" lógico; alto; inativo; falso; inválido.

Observe que os níveis lógicos "1" e "0" estão invertidos em relação aos níveis elétricos alto e baixo. Além disso, as barras de negação normalmente colocadas sobre os "nomes" de sinais lógicos não foram utilizadas neste artigo, a fim de evitar confusões resultantes da conexão de um sistema baseado em lógica positiva (Centronics) com outro fundamentado em lógica negativa (IEC). Por fim, as tensões situadas na faixa indefinida só poderão aparecer durante as transições entre níveis lógicos.

A pinagem e a distribuição de sinais nos dois conectores podem ser vistas nas figuras 1 e 2. Os 16 sinais podem ser funcionalmente divididos em 8 linhas de dados, 3 linhas de *handshake* ou reconhecimento e 5 linhas de

comando, conforme se vê na figura 3. As linhas de dados DIO1...DIO8 foram incluídas para o envio e recepção de bytes, dos quais DIO1 encarrega-se de transportar o bit menos significativo. Essas linhas carregam também informações sobre o *status* dos equipamentos acoplados ao barramento.

O sinal ATN permite fazer distinção entre dois tipos de informação:

- ATN = 0: transmissão de dados.
- ATN = 1: informação específica da interface.

O barramento de controle (ou gerenciamento), por sua vez, é composto pelas seguintes linhas:

- IFC (*interface clear*): o controlador inicializa todos os dispositivos ligados ao barramento IEC; essa linha é ativada assim que a alimentação se faz presente.
- ATN (*attention*): indica a presença de informações sobre dados ou *status* (veja explicação anterior).
- REN (*remote enable*): seleção remota da modalidade operacional de equipamentos ligados ao barramento. Essa linha costuma ficar no estado ativo; quando inativa, permite a seleção da modalidade do dispositivo por via manual.
- EOI (*end or identify*): sempre que a linha ATN está ativa, o controlador usa o sinal EOI para identificar um dispositivo ligado ao

barramento. Um locutor também pode utilizar essa linha, mas como sinalizador de "fim de transmissão" (ATN = 1, EOI = 0).

- SRQ (*service request*): os vários dispositivos podem requisitar comunicação com o controlador, que interrompe então seu programa em curso e executa o programa de serviço.

Os sinais a seguir, presentes no barramento de *handshaking*, acompanham as palavras do barramento de dados:

- DAV (*data available*): ativando-se esta linha, o dispositivo emissor indica que a palavra de dados existente no barramento é estável e válida.
- NRFD (*not ready for data*): ativada sempre que um dispositivo conectado ao barramento não está pronto para a recepção de dados (ativa em nível baixo).
- NDAC (*no data accepted*): entra em ação quando um dispositivo ligado ao barramento ainda não leu a palavra vinda da interface (ativa em nível baixo).

Na figura 4 está representada a sequência em que os sinais de reconhecimento (*handshaking*) estão ativos durante a transmissão de dados:

- (1) Inicialização do sinal DAV pela fonte.
- (2) Quando um dispositivo está pronto para processar outra palavra de dados, ele comuta sua

2

CONECTOR IEEE 488 FÊMEA

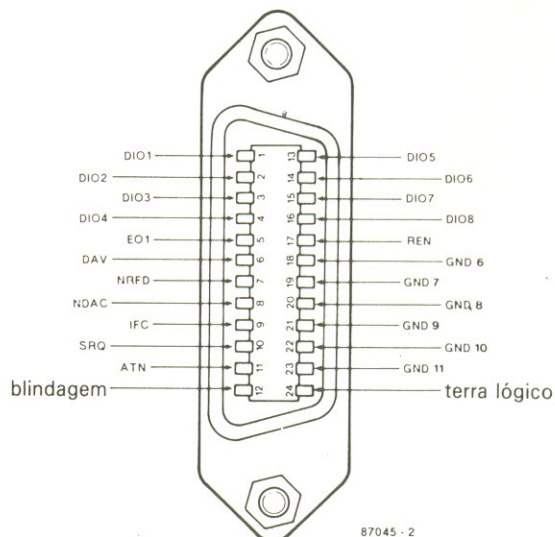


figura 2 — Conector IEEE 488 de 24 vias.

saída NRFD para o estado de alta impedância; o NRFD só irá para o nível alto quando todos os dispositivos estiverem prontos. (3) Uma nova palavra pode ser enviada e o DAV indica a presença de dados válidos (4). Os dispositivos ativam o NRFD (5), a fim de sinalizar sua impossibilidade de aceitar novos dados, enquanto a palavra anterior está sendo carregada (6).

Todos os dispositivos contam com uma linha NDAC individual, em vista do carregamento de dados específicos e da velocidade de processamento. Logo que todos os dispositivos tenham aceitado a palavra, as várias linhas NDAC assumem a condição de alta impedância e o sinal vai para o nível alto. O dispositivo emissor espera então que todas as linhas NDAC sejam revertidas ao estado inativo, significando que todos os dispositivos já processaram a palavra previamente carregada. Em seguida, a linha DAV é desativada (= falso) (7), assim como o estado de espera (8) (NRFD = falso). O ciclo de reconhecimento está enfim completo.

Aspectos funcionais da interface IEC

Qualquer dispositivo equipado com uma interface IEC deve exibir as seguintes funções:

1. *Source Handshake (SH)*: assegura o posicionamento correto da palavra no barramento, controla a linha DAV enquanto monitora as linhas NRFD e NDAC e é utilizada por locutores e controladores para o envio de informações de dados e *status*, respectivamente.

2. *Acceptor Handshake (AH)*: atua sobre palavras no barramento controlando as linhas NRFD e NDAC, ao mesmo tempo em que monitora a linha DAV. O início de uma transmissão pode ser bloqueado e seu final retardado com o auxílio de NRFD e NDAC, respectivamente.

3. *Talker ou locutor (T)*: cuida do envio de dados a um ou mais ouvintes; o controlador seleciona esta função através de endereços de 1 byte no dispositivo.

4. *Listener ou ouvinte (L)*: cuida da recepção de dados vindos do controlador ou de um locutor; o controlador seleciona esta função através de endereços de 1 byte no dispositivo.

3

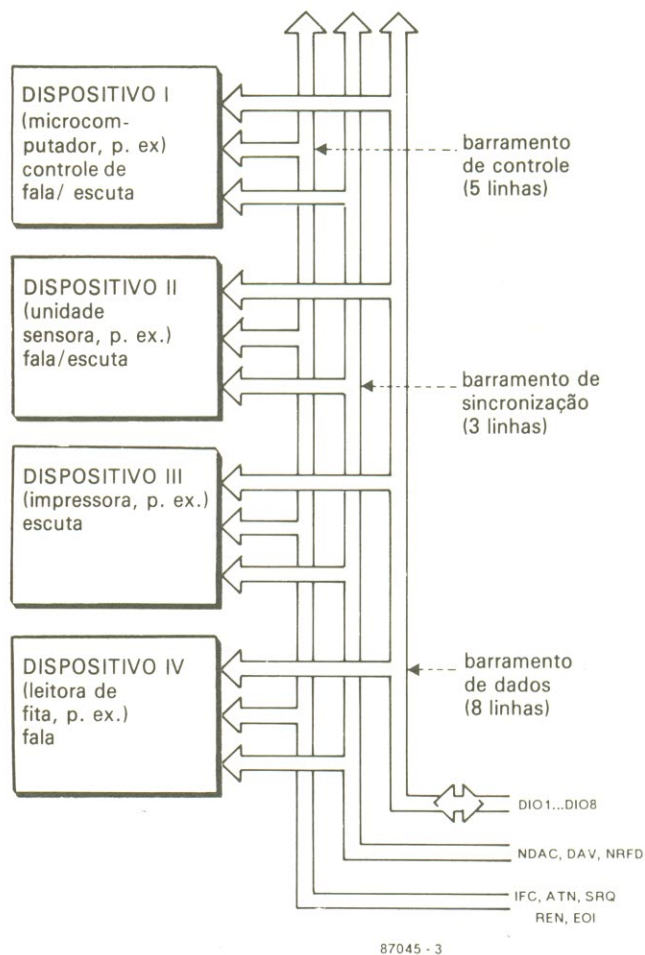


figura 3 — Estrutura básica do barramento IEEE 488, que aceita até 15 dispositivos.

4

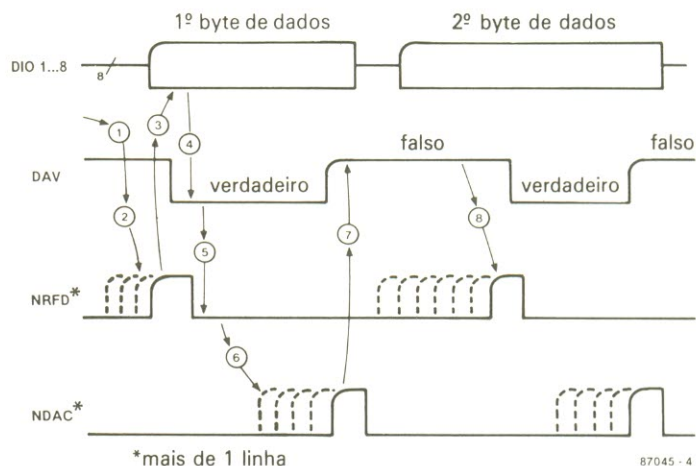


figura 4 — Diagrama essencial do processo de reconhecimento utilizado em uma interface IEC.

6. *Remote/Local (RL)*: seleciona entre os comandos efetuados por elementos controlados pelo barramento e os comandos manuais, feitos por meio de chaves, controles de *hardware* e dispositivos semelhantes.

7. *Parallel Poll (PP)*: permite que um elemento ligado ao barramento envie sua informação de *status*.

8. **Device Clear (DC):** é o comando individual ou geral de *reset* para os dispositivos acoplados ao barramento.

10. **Controller** ou controlador (C): função indispensável a qualquer barramento IEC onde os dados são remetidos através de rotas diferentes.

Uma questão de microssegundos

Uma descrição completa de todas as funções, especificações e requisitos técnicos referentes ao padrão IEC-IEEE 488 está muito além dos objetivos deste artigo. De

Timing diagram for the MX-82 version of the device. The diagram shows four signals: BUSY, ACKNLG, DATA, and STROBE. The STROBE signal is a square pulse with a minimum width of 0.5 μs. The DATA signal is a square pulse that occurs during the STROBE pulse. The ACKNLG signal is a square pulse that occurs after the STROBE pulse, with a maximum width of 1 ms. The BUSY signal is a square pulse that occurs after the ACKNLG signal, with a minimum width of 5 μs. The diagram is labeled "VERSÃO A MX-82".

Timing diagram for the RX 80 receiver. The diagram shows four signals: BUSY, ACKNLG, DATA, and STROBE. The STROBE signal is a single pulse with a width of 0.5 μs. The DATA signal is a single pulse with a width of 0.5 μs. The ACKNLG signal is a pulse that starts at the beginning of the STROBE pulse and ends at the end of the DATA pulse. The BUSY signal is a pulse that starts at the beginning of the STROBE pulse and ends at the end of the ACKNLG pulse. The diagram also shows the timing of the RX 80 receiver, with a delay of approximately 7 μs from the start of the STROBE pulse to the start of the ACKNLG pulse, and a delay of approximately 5 μs from the end of the DATA pulse to the end of the ACKNLG pulse.

The diagram illustrates the timing requirements for the 87045 microcontroller. It features five horizontal signal lines: DATA, STROBE, BUSY, and ACK. A horizontal double-headed arrow at the top indicates the 'tempo de retenção de dados' (data retention time), which is the period during which data must be maintained on the DATA bus after the STROBE signal has ended. A vertical dashed line marks the end of this retention period. Below the STROBE signal, a horizontal arrow indicates a minimum pulse width of $1 \mu s$ (min.). The BUSY signal is shown as a pulse that starts at the beginning of the STROBE pulse and ends at the end of the data retention period. The ACK signal is shown as a pulse that starts at the end of the data retention period and ends at the end of the BUSY pulse. A horizontal arrow between the end of the ACK pulse and the end of the data retention period is labeled $\approx 14 \mu s$. The text 'VERSÃO C' is visible on the right side of the diagram.

VERSÃO C

a BARRAMENTO IEC

DAV

STROBE

NRFD

BUSY

NDAC

ACKNLG

①

②

③

87045 - 6a

87045-6a

b BARRAMENTO IEC

DAV

STROBE

①

NRFD

BUSY

②

NDAC

FF

③

200 μ s

20 μ s

R7045 - 6 b

87045 - 6 b

28 — elektor

```
interface...
```


Palavras de 8 bits podem ser enviadas de modo confiável por interfaces tipo Centronics graças à utilização das linhas de reconhecimento $\overline{\text{STROBE}}$.

O verdadeiro ponto crítico no projeto da interface IEEE — Centronics reside em se acoplar os sinais assíncronos de reconhecimento: DAV com STROBE, NRFD com BUSY e NDAC com ACKNLG. Pela figura 6a vê-se que o sinal DAV (1) pode assumir diretamente a função do STROBE, mesmo sendo este consideravelmente mais longo que



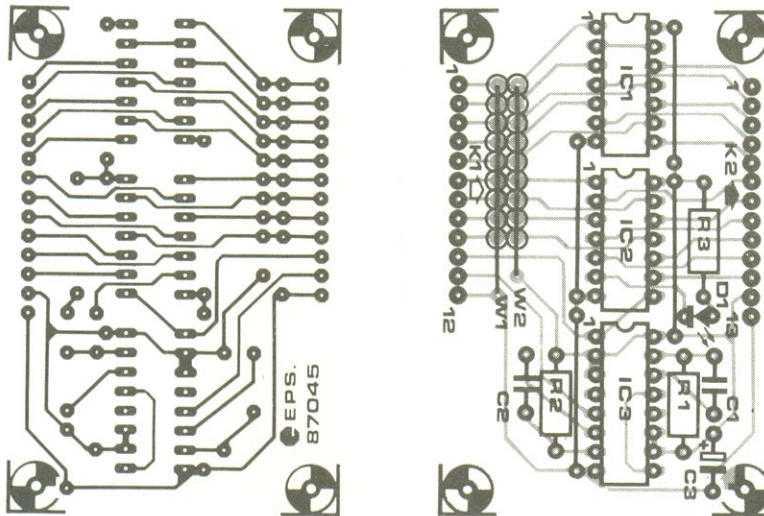


figura 8 — Placa de circuito impresso desenvolvida especialmente para a interface IEEE — Centronics.

Lista de componentes

Resistores
R1, R2 — 18 k
R3 — 270
R4... R12 — 3,3 k
R13... R21 — 6,8 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 — 15 nF
C2 — 1,5 nF
C3 — 10 μ F/16 V

Semicondutores
D1 — LED amarelo
IC1, IC2 — 74LS14
IC3 — 74LS221

Diversos
Placa nº 87045

o usual. E o sinal BUSY, enviado pela impressora (2), precisa apenas passar por um inversor antes de excitar a entrada NRFD no barramento IEC.

A conversão de ACKNLG em NDAC (3) já não é tão simples. Conforme mostraram as três partes da figura 5, as impressoras compatíveis com o padrão Centronics podem diferir quanto à posição do pulso ACKNLG em relação à borda de descida do sinal BUSY. Para uma impressora do tipo A, basta inverter ACKNLG para se conseguir um sinal NDAC adequado. Os tipos B e C, no entanto, pedem uma conversão mais complexa; assim, um monoestável disparado pela borda ascendente de ACKNLG será o suficiente para as impressoras A e B, ao passo que um circuito semelhante, mas disparado pela borda ascendente de BUSY, é necessário para se obter o sinal NDAC em uma impressora do tipo C.

Na prática, foi demonstrado que o circuito projetado para as impressoras tipo C fornece resultados aceitáveis também nos tipos A e B. O esquema da figura 7 mostra que o sinal ACKNLG é usado apenas para excitar um LED, enquanto BUSY é aplicado ao monoestável duplo IC3. Suas duas seções, MMV1 e MMV2, proporcionam retardos de 200 e 20 μ s, respectivamente, para assegurar que o pulso NDAC

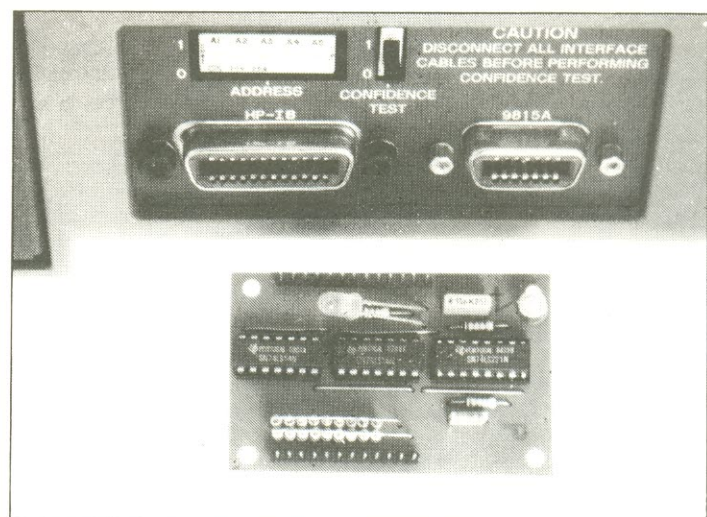
ocorra sempre dentro do período ativo de NRFD (veja a figura 6b).

Montagem

A primeira coisa a observar, na placa impressa da figura 8, são as 4 pontes de fio, que não devem ser esquecidas. Os resistores R4...R21 são tipos miniatura, padronizados, montados verticalmente e interligados por um pedaço de fio nu no ponto comum de terra (W1 para R4...R12) ou +5 V (W2 para R13...R21). As fileiras de ilhas K1 e K2 podem receber cabos planos diretamente, sendo que o de K1 deve receber um conector IEEE 488 de 24 vias, na outra extremidade, e o de K2, a um conector Centronics de 36

vias. O esquema do circuito e a figura 2 podem ajudar na identificação dos pinos desses conectores.

Convém observar também que a interface IEEE-Centronics não transporta todos os sinais de impressão encontrados nas interfaces Centronics, tais como PE, ERROR, SLCT IN, etc. A tensão de alimentação para nosso circuito é aplicada através do pino 18 do conector Centronics (a maioria das impressoras pode fornecer sem problemas a corrente necessária). A extensão do cabo "Centronics" não deve exceder os 2 metros, ao passo que o cabo "IEEE" pode chegar até os 4 metros.



Todos concordam que assistir um programa de televisão "mutilado" por interferências chega a ser exasperante. E quase sempre a culpa recai sobre transmissores locais, entre outras fontes de RF. Tal situação pode ser facilmente contornada, porém, de um modo simples e eficiente

Supressão de interferências em TV

Não se deve culpar precipitadamente os transceptores de radioamadorismo pelos problemas causados à imagem da TV. Na prática, o principal culpado costuma ser o amplificador banda larga de antena, incluído no estágio de entrada do televisor. Todo amplificador de amplo espectro apresenta a desvantagem de ser pouco discriminador, captando e amplificando qualquer coisa, incluindo sinais que não deveriam ser considerados em hipótese alguma.

Assim, toda vez que há um transmissor móvel ou de radioamadorismo com razoável potência nas redondezas, a tensão no amplificador de antena atinge um nível que o deixa completamente "congestionado", dificultando a recepção dos sinais úteis de TV.

Muitos devem estar imaginando por que, então, tais amplificadores são incluídos nos receptores de TV. Claro que seria muito melhor depender apenas de uma boa antena, com características conhecidas de direcionalidade, que também pode ser considerada um excelente "amplificador". O fato é que eles existem mais como um reforço extra, sem ser estritamente necessários.

Caso não seja possível dispensar algum tipo de amplificação após a antena, a melhor opção consiste em utilizar amplificadores sintonizados (também conhecidos como amplificadores de canal). Estes têm banda estreita e não captam sinais indesejáveis, eliminando a causa desse tipo de interferência. Outra possibilidade, que é o objetivo de nosso artigo, envolve uma solução barata e muito simples: manter o amplificador banda larga do televisor e acrescentar à sua

entrada um filtro de rejeição de faixa, "sintonizado" para eliminar o sinal de interferência. O chamado filtro de $1/4$ de onda é uma boa escolha: além de eficiente, é fácil de fazer, exigindo apenas uma pequena extensão de cabo coaxial.

O filtro de $1/4\lambda$

Na figura 1 pode-se ver a "aparência" desse filtro. Diga-se de passagem, aliás, que ele pode ser adaptado às mais variadas aplicações, e não somente para eliminar interferências em amplificadores banda larga. Como nos mostra o esquema, o cabo de descida da antena (do tipo coaxial), que vai até a entrada do amplificador inicial do TV, é simplesmente descascado em um determinado ponto, sendo então ligado a uma das extremidades de uma curta extensão de cabo coaxial.

Acreditem ou não, esse cabinho coaxial faz as vezes de filtro, devendo ser equivalente a $1/4$ do comprimento de onda do sinal a ser rejeitado. A outra ponta do cabo, que é conhecido como $1/4\lambda$ (quarto de onda), permanece em aberto. Seu princípio de operação também é bastante simples, como veremos a seguir.

As ondas de RF, ao atingir a extremidade aberta da extensão, são refletidas de volta. Como para o sinal indesejável ela tem exatamente $1/4$ do comprimento de onda, tais ondas refletidas percorrem uma distância equivalente a $2 \times 1/4\lambda = 1/2\lambda$ até alcançar novamente o início da extensão; conseqüentemente, a onda refletida fica em exata oposição de fase com o sinal de

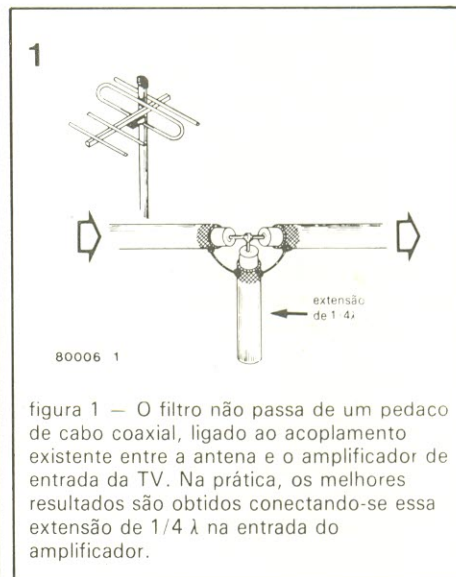


figura 1 — O filtro não passa de um pedaco de cabo coaxial, ligado ao acoplamento existente entre a antena e o amplificador de entrada da TV. Na prática, os melhores resultados são obtidos conectando-se essa extensão de $1/4 \lambda$ na entrada do amplificador.

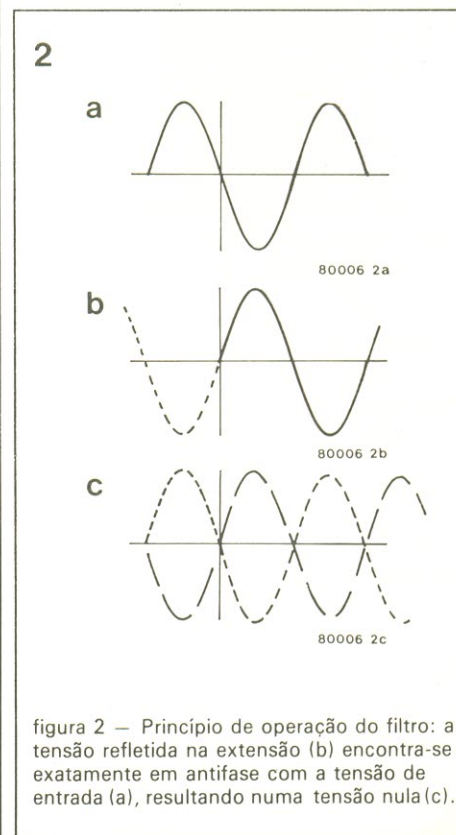


figura 2 — Princípio de operação do filtro: a tensão refletida na extensão (b) encontra-se exatamente em antifase com a tensão de entrada (a), resultando numa tensão nula (c).

entrada e a tensão resultante é nula. Esse fenômeno está ilustrado na figura 2, onde em (a) vê-se a tensão de entrada, em (b) a tensão refletida e em (c) o resultado.

Tudo parece sempre perfeito em teoria, mas na prática a situação costuma ser diferente — como em nosso caso, infelizmente.

Acontece que a extensão de $1/4\lambda$ atenua a onda refletida, fazendo com que a tensão resultante não seja exatamente nula, como no exemplo ideal da figura 2c. Esse efeito, porém, pode ser considerado desprezível em 90% dos casos práticos, já que esse filtro permite obter reduções de 30 dB na interferência (cerca de 32 vezes). Além disso, o fitro não só bloqueia sinais espúrios com um comprimento de onda quatro vezes maior que a extensão, mas é eficiente também nos comprimentos equivalentes a $3/4\lambda$, $5/4\lambda$, $7/4\lambda$ e assim por diante. Em todas essas frequências, o sinal de entrada fica em antifase com o sinal refletido!

Na prática

A primeira coisa a considerar é o comprimento físico exato de nosso filtro. Sabe-se que a velocidade das ondas de RF em um meio sólido (no caso, o cabo coaxial) é menor que ao ar livre; por esse motivo, o comprimento de onda no interior do cabo é inferior ao que se verifica na parte externa. Assim, um sinal de RF pode ter $\lambda = 90$ cm em condições normais e apenas 60 cm dentro do cabo coaxial; o seu fator de redução, nesse caso, é de $60/90 = 0,67$.

Vamos exemplificar com um filtro de rejeição projetado para um transceptor radioamadorístico operando nos 2 metros (já que as faixas de 2 metros e 70 cm são as mais responsabilizadas pelas interferências). Pois bem, o quarto de onda nos 2 metros equivale a $1/4 \times 2 = 0,5$ m; para saber o comprimento exato da extensão de $1/4\lambda$, esse valor deve ser multiplicado pelo fator de redução do cabo — ou seja, $0,5 \times 0,67 = 0,335$ m.

Todo fabricante de cabos coaxiais tem a obrigação de fornecer informações sobre o fator de redução de seus produtos. De qualquer modo, é aconselhável cortar um pedaço de cabo mais longo que o calculado, para que a

extensão possa depois receber uma espécie de "ajuste fino", cortando-se ligeiramente a ponta do mesmo até que seja obtida a máxima supressão do sinal. Uma vez encontrado o comprimento correto, pode-se enrolar e fixar a extensão de $1/4\lambda$ de modo a ocupar o menor espaço possível.

Dissemos há pouco que uma das características desse filtro reside na sua atuação em várias frequências. Em nosso caso isto é uma vantagem, pois além dos 2 metros, por exemplo, ele atua também nos 70 cm e em outros comprimentos de onda. Uma série de fotos tiradas de um analisador de espectro ilustram essa atuação; a figura 3, para começar, mostra como o filtro atenua a interferência na faixa para a qual foi projetado (144 MHz, exatamente nos 2 metros). A figura 4 ilustra o efeito do mesmo filtro em 432 MHz (ou seja, na faixa de 70 cm).

Como o amortecimento do cabo coaxial aumenta com a frequência, a atenuação obtida nessa faixa é menor do que em 144 MHz; comparando as figuras 3 e 4, percebe-se que a diferença chega a 6 dB. A foto da figura 5, por fim, dá uma idéia de como o filtro age em um espectro mais amplo de frequências (considerando cada divisão horizontal da retícula como 100 MHz).

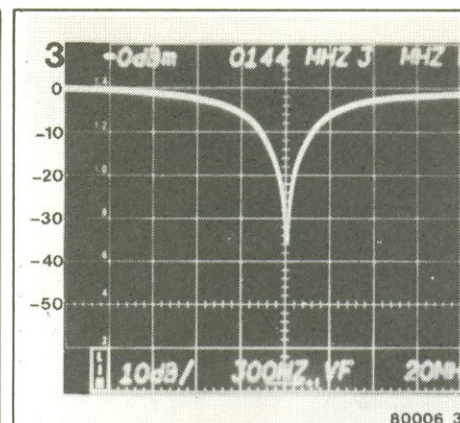


figura 3 — Foto tirada da tela de um analisador de espectro, mostrando como atua um filtro de $1/4\lambda$ para a faixa dos 2 metros. A atenuação é de 36 dB, aproximadamente.

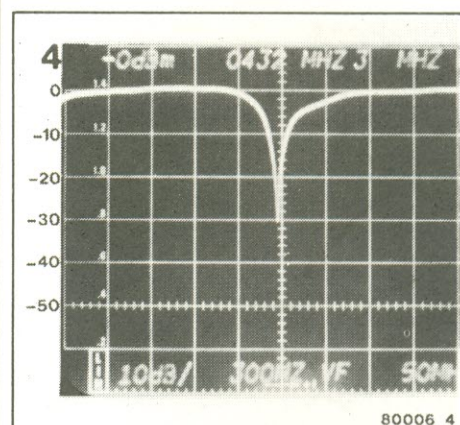


figura 4 — O filtro de rejeição projetado para os 2 metros pode ser também aplicado na faixa de 70 cm, com resultados ligeiramente inferiores.

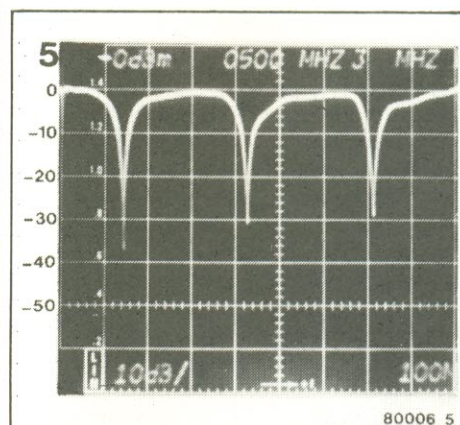
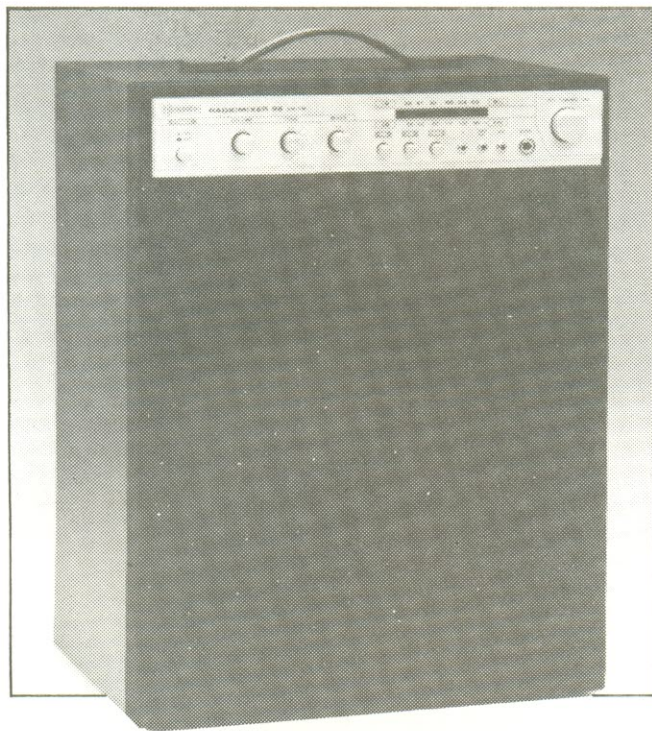


figura 5 — Foto do mesmo analisador de espectro, agora abrangendo uma gama de frequências bem mais ampla (100 MHz por divisão); vê-se que existem várias outras frequências em que o sinal de entrada e o sinal refletido pelo filtro estão em antifase.

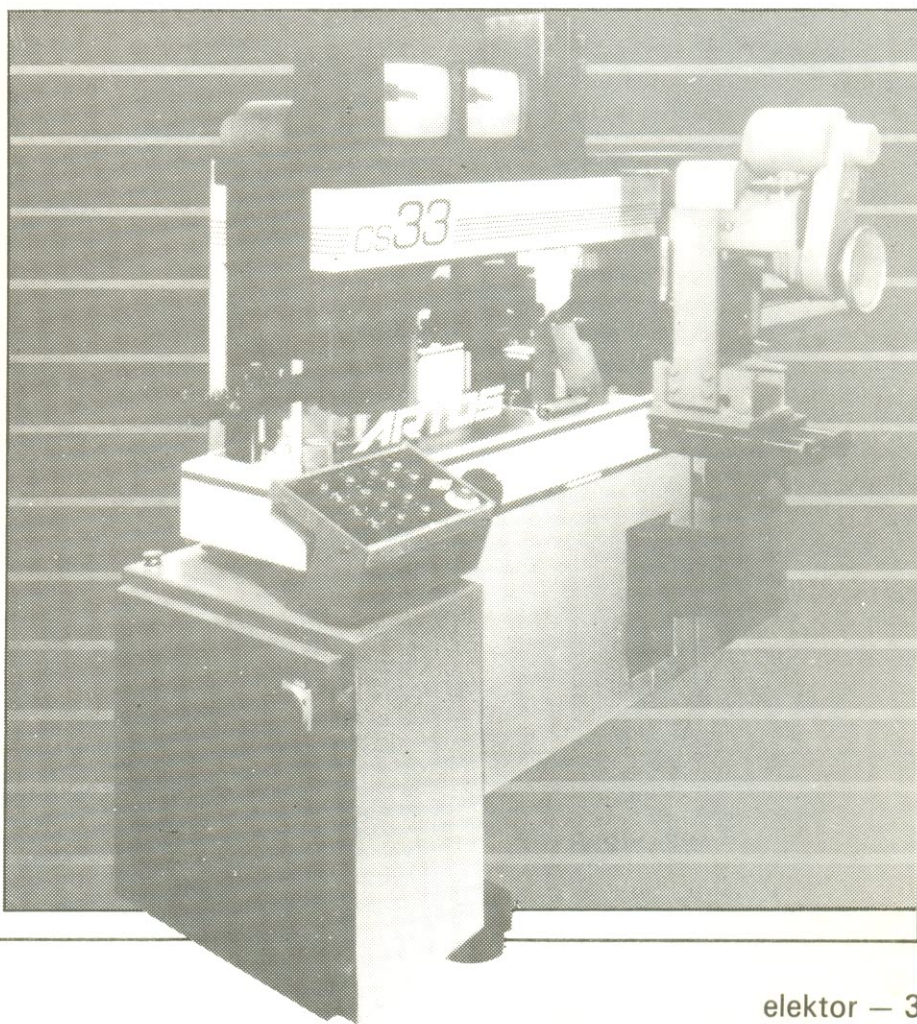


Radiomixer 88, da Sonata

Ele tem o formato de uma caixa acústica, mas inclui um sintonizador AM/FM e um misturador, complementados com três canais de entrada e um de saída. Com esses recursos, permite fazer as mais variadas "mixagens" com instrumentos, voz e música (de fita ou do próprio sintonizador), que podem ser gravadas adequadamente. A empresa não forneceu as características técnicas do equipamento, mas sugere sua utilização em festas, bares com música ao vivo e apresentações de karaokê.

Manipulação automática de fios elétricos

A CS-33-AT é a nova máquina da empresa Artos Engineering Co. para medir, cortar e decapar condutores elétricos, podendo também aplicar terminais em suas extremidades. Ela trabalha com fios de 26 a 10 AWG e praticamente qualquer tipo de revestimento (PVC, teflon, nylon, neoprene, etc.); sua extensão de corte pode ser variada entre 32 mm e 100 m, enquanto as decapagens vão de 3,2 a 12,7 mm. A velocidade de alimentação é ajustável de 0,4 a 6 m/s, atingindo assim produções de 3 mil peças/hora. Através de um visor de cristal líquido, fornece todas as instruções de operação e sua prensa aceita mini-aplicadores de vários fabricantes de terminais. A representação brasileira está a cargo da Hitech Comercial e Industrial Ltda., de São Paulo.



Destro M: um CNC inédito da Altus

Com lançamento previsto na 17ª Feira de Mecânica Nacional, a ser realizada entre 21 e 27 de março em São Paulo, o novo CNC (controle numérico computadorizado) da empresa gaúcha Altus é considerado o primeiro de sua categoria totalmente concebido e desenvolvido no Brasil, tanto em *software* como em *hardware*. Utiliza 3 microprocessadores e o recurso de *softkeys*, que o tornam mais eficiente e fácil de programar, além de mais rápido que seus similares. E, segundo garante a empresa, o Destro M não irá custar mais que 50% que os CNCs importados, considerando o preço FOB dos mesmos e descontados os impostos internos do país (IPI e ICM).

Na versão de lançamento, o CNC da Altus é específico para tornos e fresadoras de até 4 eixos, com capacidade para executar interpolações lineares, circulares, cilíndricas e helicoidais. As duas outras versões, Destro T e Destro R, serão voltadas a tornos e retíficas, apresentando os mesmos recursos. Cerca de US\$ 1 milhão foi investido na primeira versão, através de incentivos aprovados pelo CONIN; na segunda fase os recursos deverão vir da FINEP, como complemento dos investimentos já feitos pela empresa.

A Altus dedica-se exclusivamente à automação industrial, produzindo controladores programáveis e

comandos numéricos, além de prestar serviços na integração de equipamentos para as áreas de manufatura e controle de processos. Está sediada em Porto Alegre, onde dispõe de 2000 m² de instalações e 200 funcionários, e conta com filiais e escritórios em São Paulo, Rio de Janeiro e Belo Horizonte. Sua estrutura de representação e assistência técnica, porém, cobre todo o território nacional. Possui ainda dois centros de treinamento, sendo um em Poa e outro em São Paulo, onde ministra cursos a empresas e particulares.

Os 25 anos da Texas no Brasil

A empresa americana *Texas Instruments* está comemorando 25 anos em nosso país. Ao se instalar aqui, em 1962, atuava somente com protetores para motores monofásicos; hoje, com mais de 750 funcionários, lida com inúmeros outros produtos, divididos em três grandes áreas: controle elétricos, semicondutores e produtos de consumo.

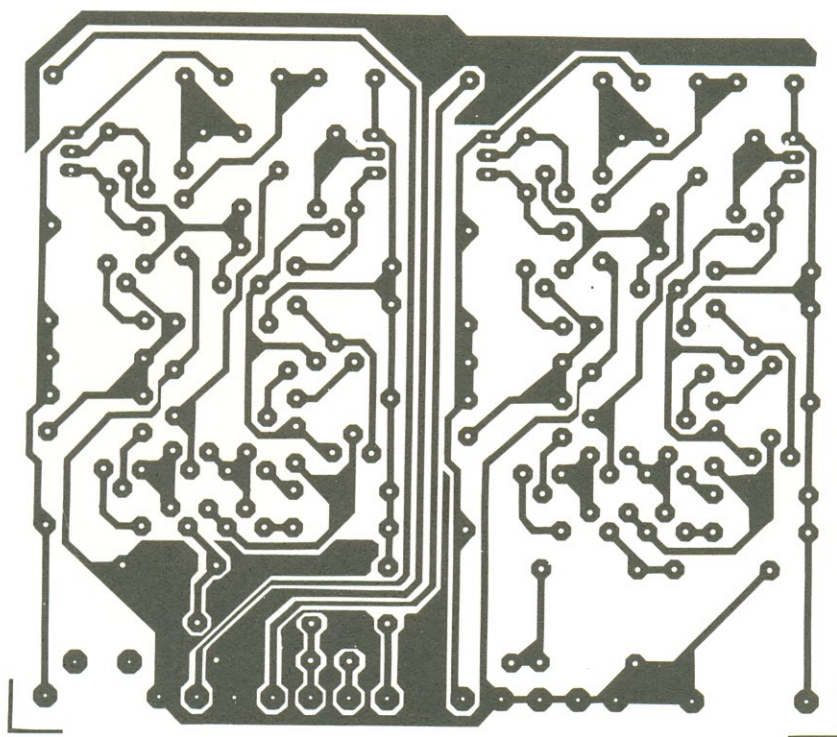
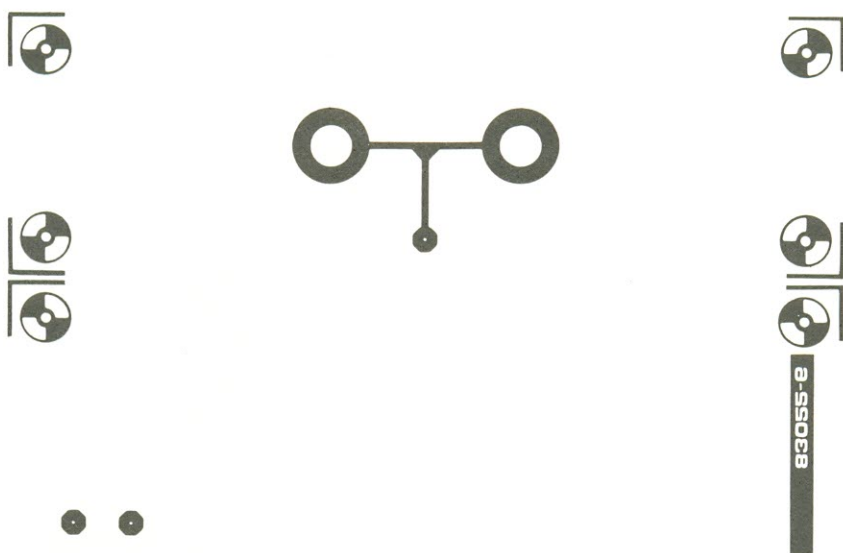
Na área de controles elétricos ela produz um monoproteror 3/4 para compressores e um relé de partida, ambos utilizados na indústria de refrigeração; termostatos, que podem ser de temperatura fixa ou ajustável e automáticos, destinados à indústria de eletrodomésticos; e módulos

eletrônicos para a indústria automotiva, entre outros.

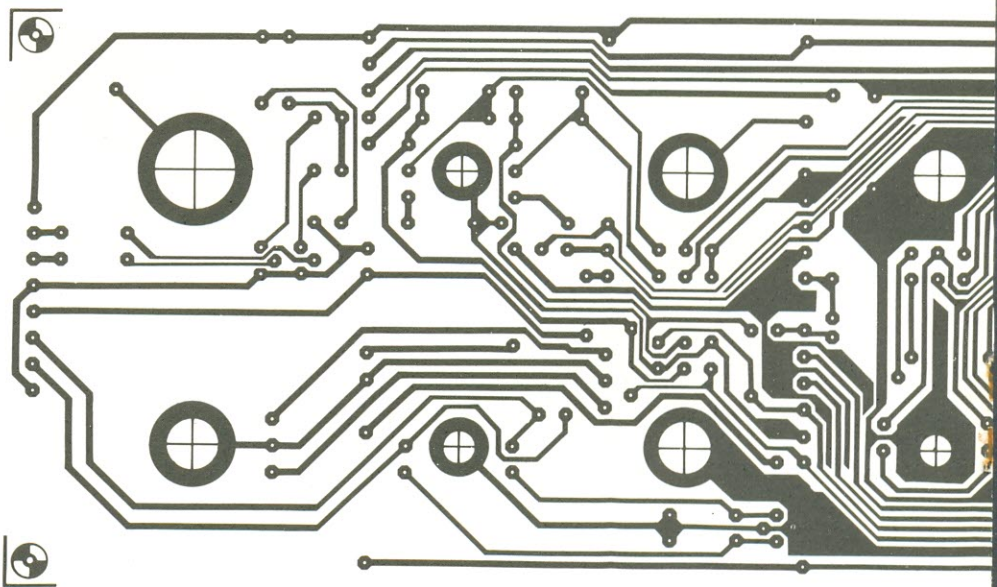
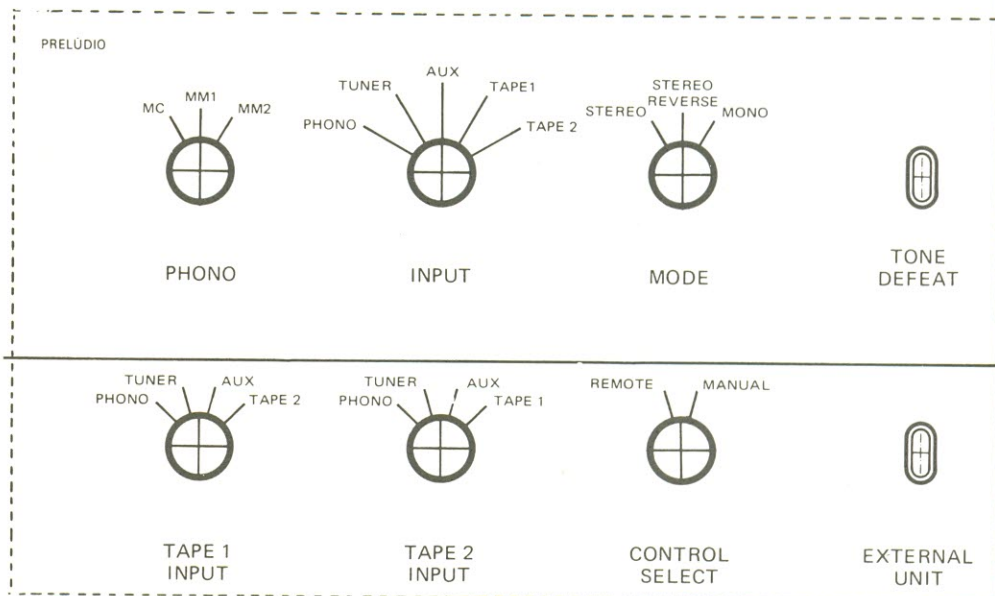
Os semicondutores fornecidos pelas Texas brasileira podem ser divididos em várias linhas, segundo a aplicação: circuitos digitais, formados por microcontroladores, periféricos e circuitos de sintetização de voz, aplicados nos setores de computação e automação industrial; circuitos lineares, voltados ao entretenimento; componentes discretos, que são os transistores de potência, tiristores e elementos óticos, também usados em computação, entretenimento e automação industrial; e os circuitos dedicados, para projetos especiais de computação, rádio e TV.

Quanto aos produtos de consumo, eles se resumem praticamente às calculadoras, desde as mais simples até as mais sofisticadas, de bolso ou de mesa.

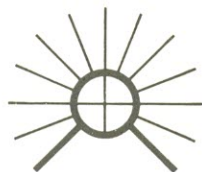
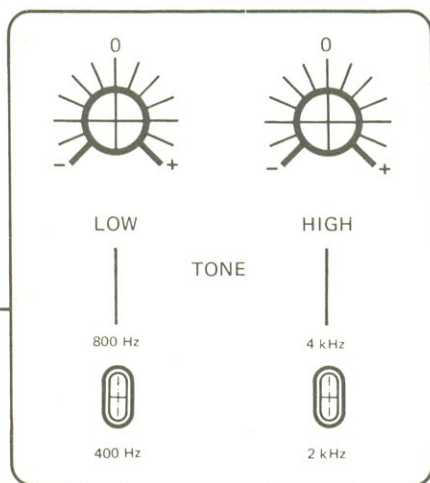
Prelúdio



Prelúdio



Prelúdio



VOLUME



-20 dB
MUTE



LEVEL



POWER



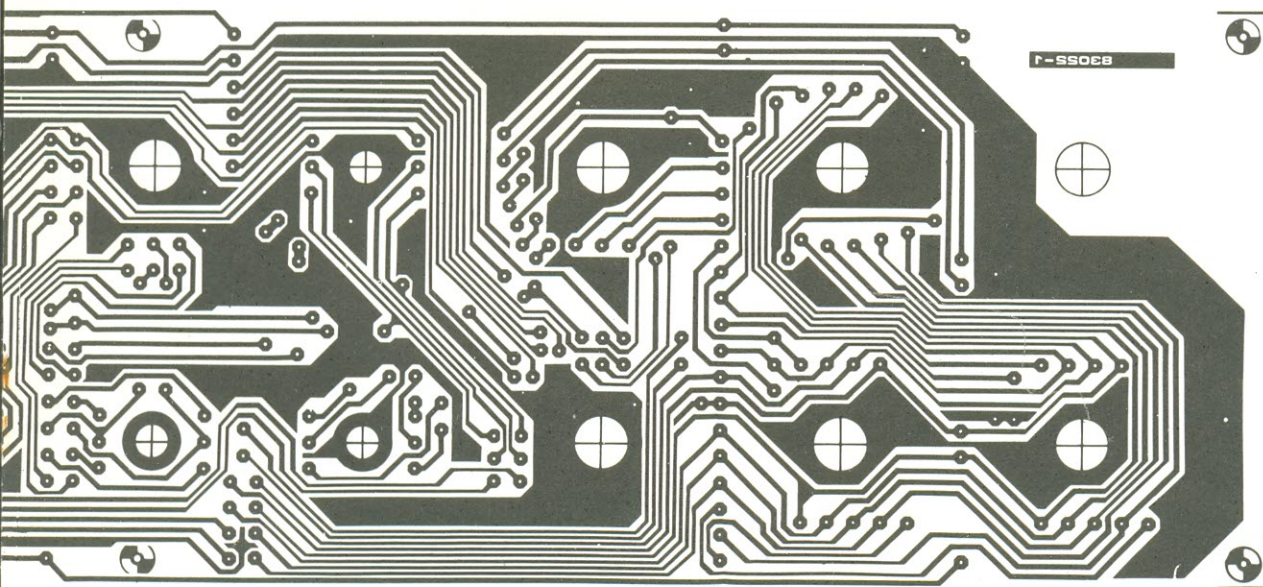
BALANCE



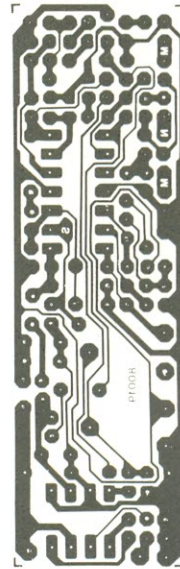
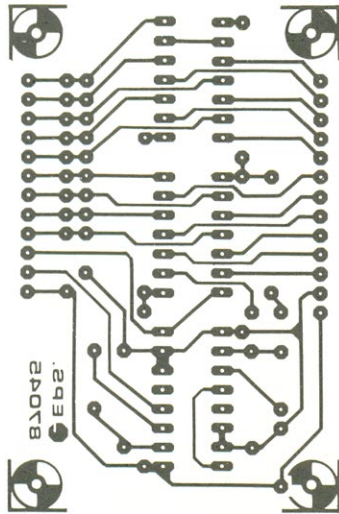
SPEAKERS
OFF



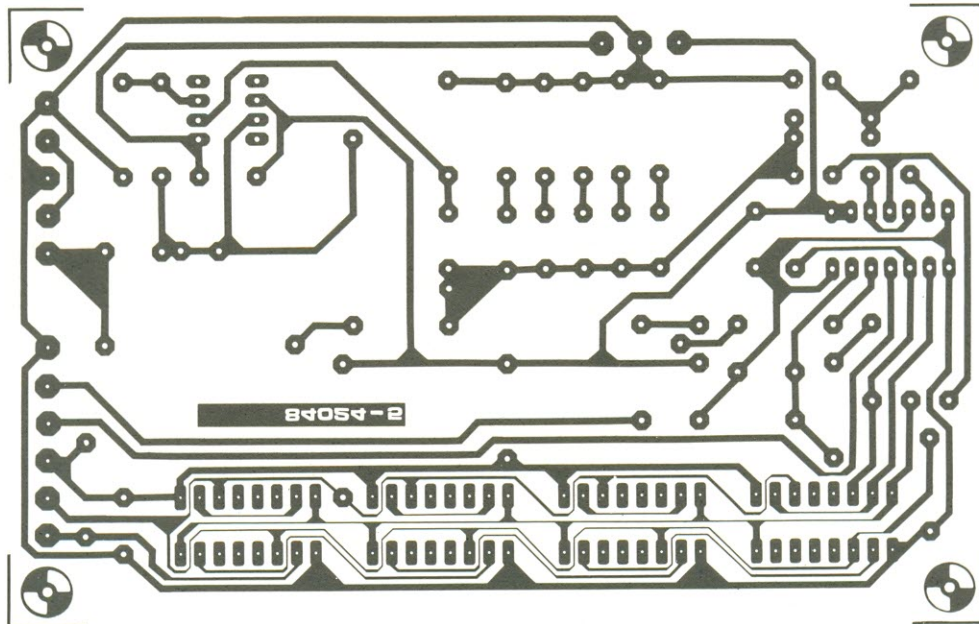
PHONES



interface...



analizador de espectro...



Um dos meios mais práticos de simular indutores em circuitos elétricos é o *gyrator*, de cuja família faz parte o conversor positivo de impedância. Tem como principal aplicação substituir bobinas em circuitos de AF, principalmente quando são exigidos valores mais elevados de indutância

Conversores positivos de impedância

A. B. Bradshaw

Também conhecido como PIC (*positive impedance converter*), esse conversor emprega amplificadores operacionais, a exemplo dos *gyrators* em geral (mais informações sobre esses dispositivos podem ser obtidas no artigo "Como simular indutores — e porque", publicado na *Elektor* nº 6). Dois operacionais são necessários para simular um indutor aterrado e quatro para um do tipo balanceado; como veremos adiante, porém, apenas quatro deles são suficientes para simular um nó contendo indutores balanceados e aterrados. Ao se utilizar a simulação de indutores aterrados, entretanto, os operacionais deverão ser alimentados por fontes balanceadas.

O autor vem utilizando o PIC normalmente há vários anos no projeto de filtros de áudiofrequência de alto desempenho. Os valores de Q obtidos com esses dispositivos são muito superiores aos de seus equivalentes físicos. E embora a resposta em frequência dos operacionais limite a faixa de operação dos PICs em cerca de 40 kHz, este é um valor adequado à maioria dos requisitos de AF e da filtragem de dados.

O esquema de um PIC típico aparece na figura 1. A impedância de entrada desse circuito comporta-se como indutância pura sempre que a saída é aterrada por meio de R_o . Os resistores R_1 ... R_3 , assim como o capacitor C_1 , costumam ter 1% de tolerância; o resistor R_o é usado como o

componente determinante da indutância.

Na figura 2 pode-se ver o símbolo genérico de um PIC; em circuitos práticos, porém, quando usado como elemento normal de um sistema, ele é geralmente representado como na figura 3.

Analisando o PIC

A análise dos *gyrators* (ou simuladores de indutância) costuma ser efetuada com o auxílio de álgebra matricial e pela análise nodal da teoria das redes. Essa abordagem formal tem muito a oferecer em termos gerais, mas algumas vezes tende a obscurecer o funcionamento prático do circuito. Por isso, o autor resolveu adotar uma outra abordagem, que acredita seja familiar à maior parte dos leitores.

Assumindo os operacionais como perfeitos, a análise pode ser consideravelmente simplificada. Assim, em um operacional ideal temos:

— ganho de tensão infinito:

$$A_{VO} = \infty$$

— resistência de entrada infinita:

$$r_{in} = \infty$$

— resistência de saída nula:

$$r_{OUT} = 0$$

— largura de faixa infinita:

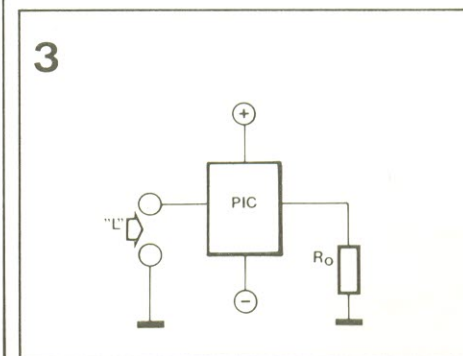
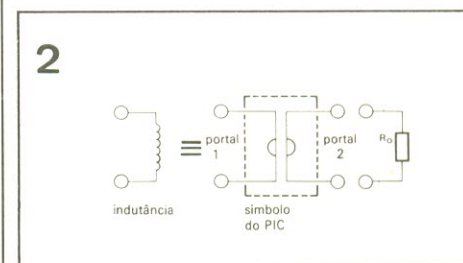
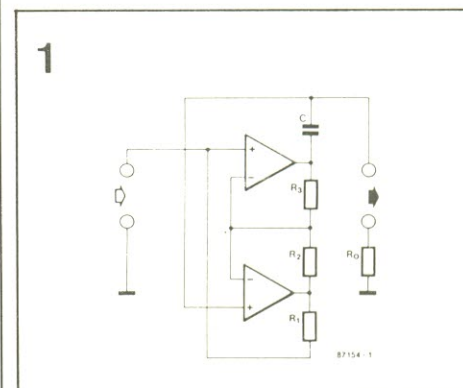
$$BW = \infty$$

— tensão *offset* de entrada nula:

$$E_o = 0 \text{ se } E_{in} = 0$$

Como o ganho de tensão é infinito, qualquer tensão de saída será o resultado de uma tensão de entrada infinitamente pequena. Em termos práticos, portanto, a tensão diferencial de entrada será nula.

Todas essas considerações são utilizadas como axiomas para os cálculos que faremos em seguida. Para os objetivos de análise da operação de um PIC, ele foi representado de outra forma na figura 4, com algumas das



correntes e tensões aparecendo duas vezes, a fim de melhor ilustrar a ação do circuito.

$$(V_1 - V_2)/R_3 = I_3 \quad \text{Eq. 1}$$

$$(V_1 - V_4)/R_2 = I_5 \quad \text{Eq. 2}$$

$$(V_1 - V_4)/R_1 = I_2 \quad \text{Eq. 3}$$

Como a resistência de entrada dos operacionais foi considerada infinita, temos $I_O = 0$ e, portanto,

$$I_3 = I_5$$

e

$$I_2 = I_{in}$$

A partir da Eq. 3 vamos ter:

$$V_1 - V_4 = R_1 I_2 = R_1 I_{in}$$

Dividindo os dois lados por R_2 ,

$$(V_1 - V_4)/R_2 = I_{in} R_1/R_2 \quad \text{Eq. 4}$$

E como $I_3 = I_5$, a Eq. 1 é igual à Eq. 2:

$$(V_1 - V_2)/R_3 = (V_1 - V_4)/R_2 = I_{in} R_1/R_2 \quad \text{Eq. 5}$$

Para eliminar V_2 da Eq. 5, vamos considerar mais detidamente a seção central da figura 4 — que para maior conveniência foi reproduzida separadamente na figura 5:

$$V_1 - V_2 = I_4 \times j\omega C$$

Além disso, como

$$I_O = 0, I_4 = V_1/R_O$$

Combinando essas expressões vamos obter

$$V_1 - V_2 = V_1/j\omega C R_O \quad \text{Eq. 6}$$

Dividindo agora os dois termos dessa equação por R_3 ,

$$(V_1 - V_2)/R_3 = V_1/j\omega C R_O R_3$$

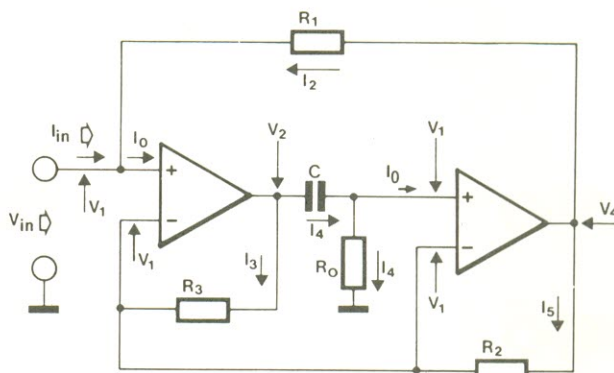
onde o termo da esquerda é idêntico ao da Eq. 5; assim sendo,

$$I_{in} R_1/R_2 = V_1/j\omega C R_O R_3$$

da qual foi eliminado V_2 .

A multiplicação cruzada dessa última expressão vai nos fornecer

4



$$V_1/I_{in} = j\omega C R_O R_1 R_3/R_2$$

Como $V_1 = V_{in}'$

$$V_{in}/I_{in} = Z_{in} = j\omega (C R_1 R_3/R_2) R_O$$

— que é a expressão de uma indutância pura em que

$$L = (C R_1 R_3/R_2) R_O$$

Se

considerarmos $K = C R_1 R_3/R_2$, vamos ter

$$L = K R_O$$

onde "K" é denominado fator de conversão do PIC.

Isto completa toda a análise básica dos conversores positivos de impedância, sem lançar mão de nada mais que a teoria elementar dos circuitos CA e alguma manipulação algébrica.

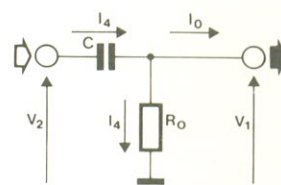
Aplicações práticas

Os valores numéricos de R_1 , R_2 e R_3 vão afetar a capacidade de manipulação de sinais dos amplificadores operacionais; constituem, portanto, um tipo de compromisso. Eis alguns valores típicos:

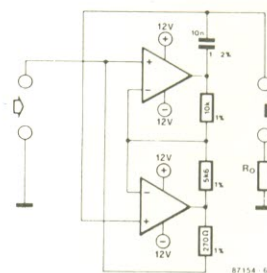
$R_1 = 270 \, \Omega$ (1%); $R_2 = 5,6 \, k\, \Omega$ (1%); $R_3 = 10 \, k\, \Omega$ (1%); $C = 10 \, nF$ (1%), de mica prateada, que pode ser formado por dois de 5000 pF em paralelo.

Esses valores permitem o cômputo do K:

5



6



$$K = C R_1 R_3/R_2 = 270 \times 10^4 \times 10 \times 10^{-9}/5.6 \times 10^3 = 4.8214 \times 10^{-6}$$

Na prática, o autor empregou um operacional tipo MC1458, alimentado por uma fonte de ± 12 V, que exhibe um $K = 5,7155 \times 10^{-6}$. O desvio em relação ao "K" ideal é devido às aproximações usadas com o operacional; na prática, isto não representa problema algum. O PIC completo, com os valores práticos fornecidos, pode ser visto na figura 6.

Para conferir o valor real de K, basta montar um circuito como o da figura 6 e implementá-lo numa

ressonância série mediante o diagrama de teste da figura 7. Se a impedância equivalente do gerador for pequena e o valor de C for conhecido com precisão, é possível medir a frequência f. Assim, se

$$f = 1/2\pi \sqrt{L_{ef} C},$$

e

$$L_{ef} = KR_o.$$

o valor de K pode ser calculado com uma precisão de 1 ou 2%, dado R_o . O fator de conversão pode ser facilmente calibrado através de pequenos ajuste em R_3 .

As várias indutâncias dos filtros abordados na série "Filtros: teoria e prática" (Elektor nº 16, 17/18 e 19), podem ser simuladas por PICs, conforme nos mostra a figura 8. Exemplificando com casos reais, dessa mesma série, o filtro passa-baixas de figura 32 assume o aspecto da figura 9, ao passo que o modelo passa-banda representado na figura 38 converte-se no da figura 10. É importante "casar" os PICs e o valor de R_o é calculado com o auxílio da equação 39 (também da série sobre filtros, sabendo-se que $L_{in} = KR_o$ e, portanto, $R_o = L_{in}/K$). Desse modo, na figura 9:

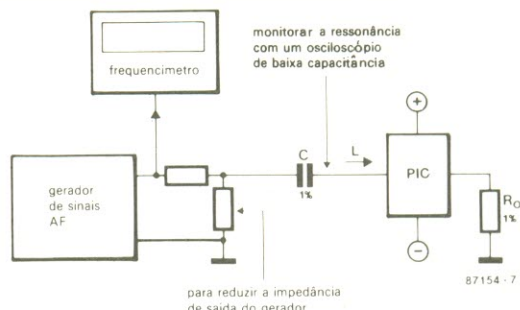
$$R_{o1} = 10^6 L_1 / 5.17155 = (10^6 / 5.17155) \times (694 / 10^3) = 134 \text{ k}$$

$$R_{o2} = (10^6 / 5.17155) \times (596.5 / 10^3) = 115 \text{ k}$$

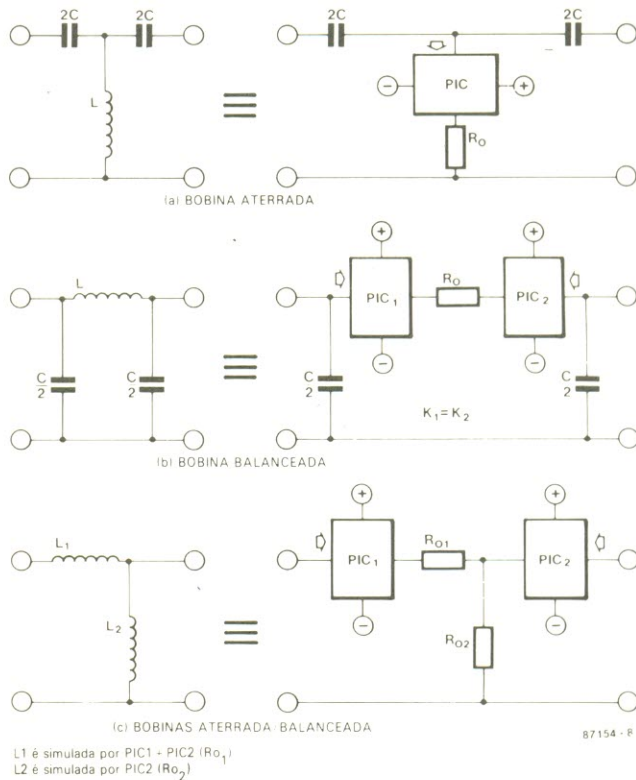
Da mesma forma, os valores de $R_{o1} \dots R_{o7}$ da figura 10 podem ser facilmente calculados; eis os valores resultantes:

$$\begin{aligned} R_{o1} &= 188 \text{ k} \\ R_{o2} &= 192 \text{ k} \\ R_{o3} &= 1.043 \text{ M} \\ R_{o4} &= 157 \text{ k} \\ R_{o5} &= 96 \text{ k} \\ R_{o6} &= 330 \text{ k} \\ R_{o7} &= 233 \text{ k} \end{aligned}$$

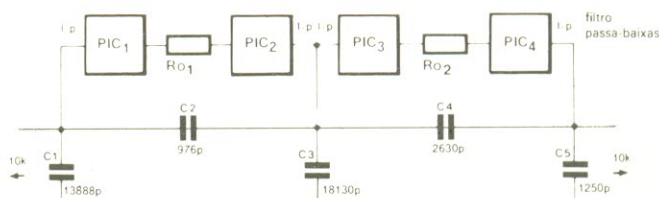
7



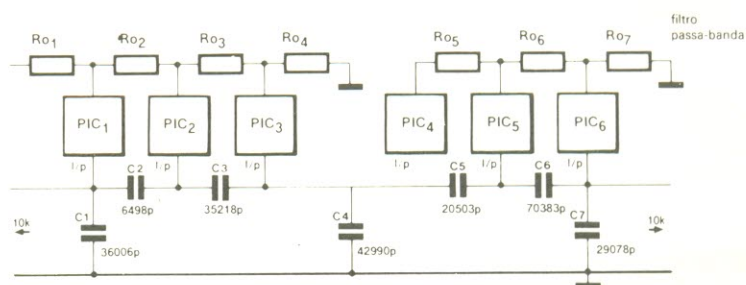
8



9



10



Três circuitos para ferreomodelismo

1-Ampliação simulada de linha

Este circuito, que não requer grandes alterações nos trilhos, permite que o trem pare e depois parta automaticamente, após um período de tempo predeterminado. Caso a conexão seja feita em um ponto da linha em que o trem não pode ser visto (em um túnel, por exemplo), cria-se a impressão de que o percurso é bem mais longo que o real — ou seja, que a linha tem uma extensão maior. Nada impede que o circuito seja utilizado em aplicações mais corriqueiras, tal como fazer a composição parar nas estações, para simular o embarque e desembarque de passageiros ou carga.

Estrutura simples

Embora esse tipo de circuito seja muito útil, algumas vezes o construtor chega a enfrentar problemas insolúveis ao operá-lo a partir dos trilhos. Em nosso caso,

1

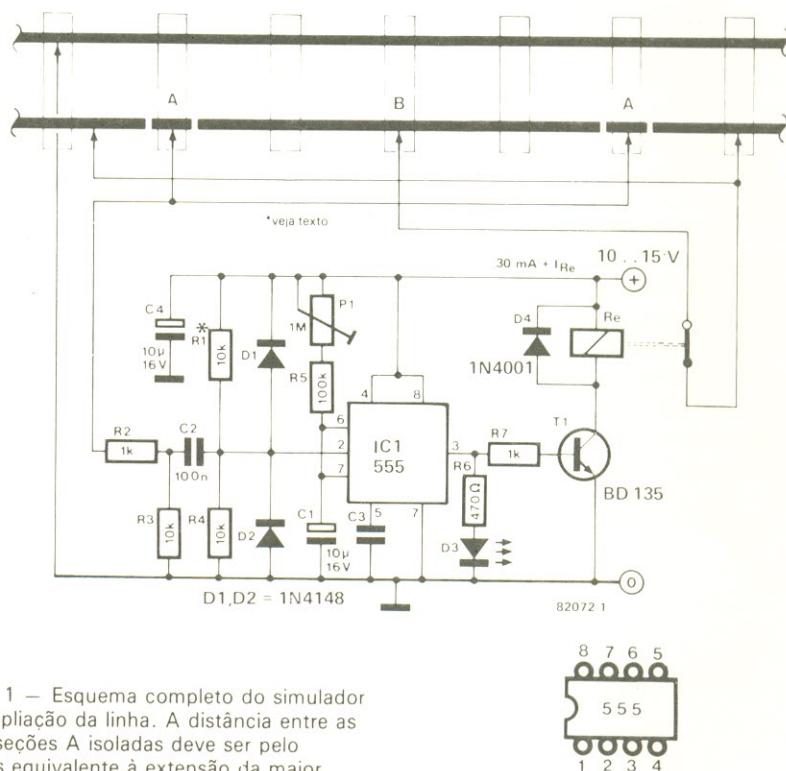
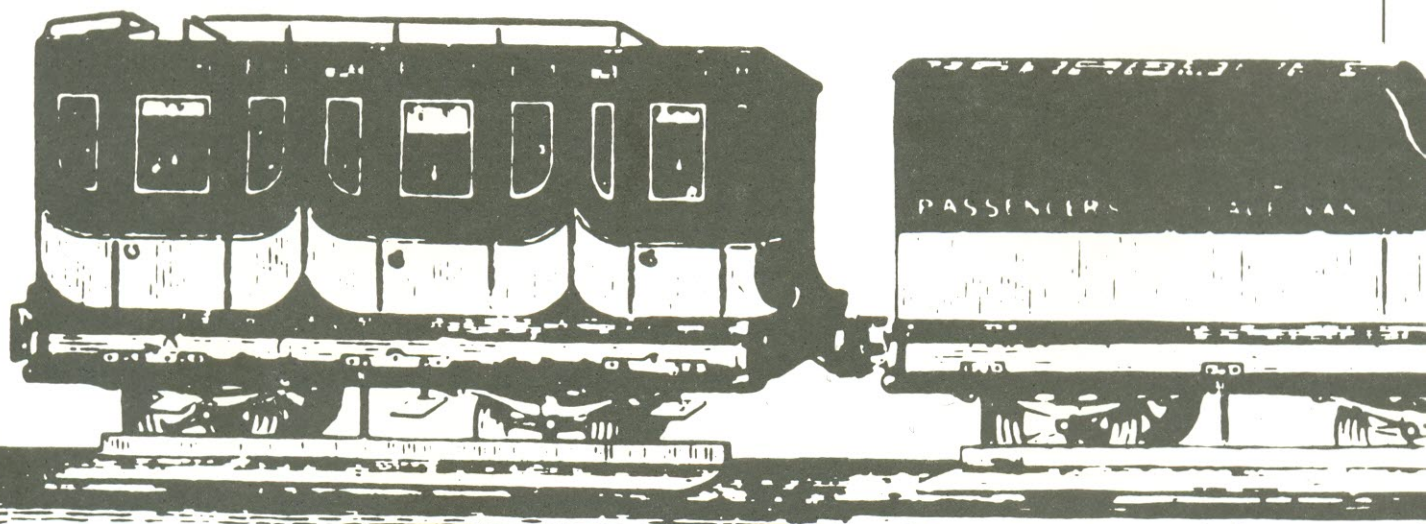


figura 1 — Esquema completo do simulador de ampliação da linha. A distância entre as duas seções A isoladas deve ser pelo menos equivalente à extensão da maior locomotiva.



porém, as coisas são mais simples, já que somente um pulso é necessário para fazer o serviço; para tal finalidade existem relés reed, ímãs ou contatos especiais, embora seja melhor e menor aparente simplesmente isolar dois trechos da linha.

Veja a figura 1. Assim que as rodas metálicas da locomotiva atingem a seção isolada, completa-se uma conexão com o restante do circuito. A principal desvantagem desse método reside na flutuação do contato, isto é, a tensão que chega à parte isolada, quando o trem passa por ela, não é muito constante; o nível varia entre zero e a tensão de excitação.

O temporizador 555 (IC1) será ativado pela primeira borda descendente da tensão presente nos trilhos e seu nível de saída (pino 3) irá assumir um valor equivalente ao da alimentação. O LED D3 acenderá e o relé será energizado através do transistor T1. Essa condição permanecerá inalterada por um certo período de tempo, dependendo dos valores de C1, P1 e R5; terminado esse período, um novo pulso na entrada vai ativar novamente o 555.

Se o trecho posterior à parte isolada. A for alimentado através do relé, o trem será obrigado a parar logo que atingir essa área. Ele irá permanecer ali até que o período determinado se esgote (certifique-se apenas de que essa área seja

2

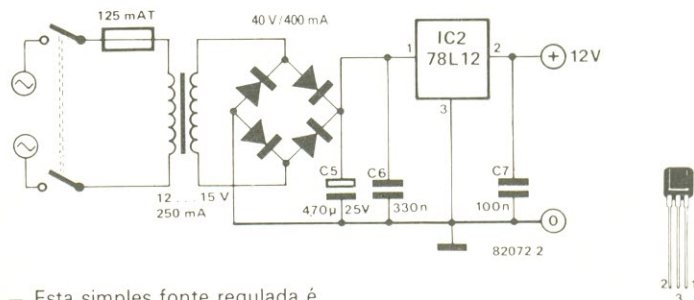


figura 2 — Esta simples fonte regulada é suficiente para alimentar o circuito da figura 1.

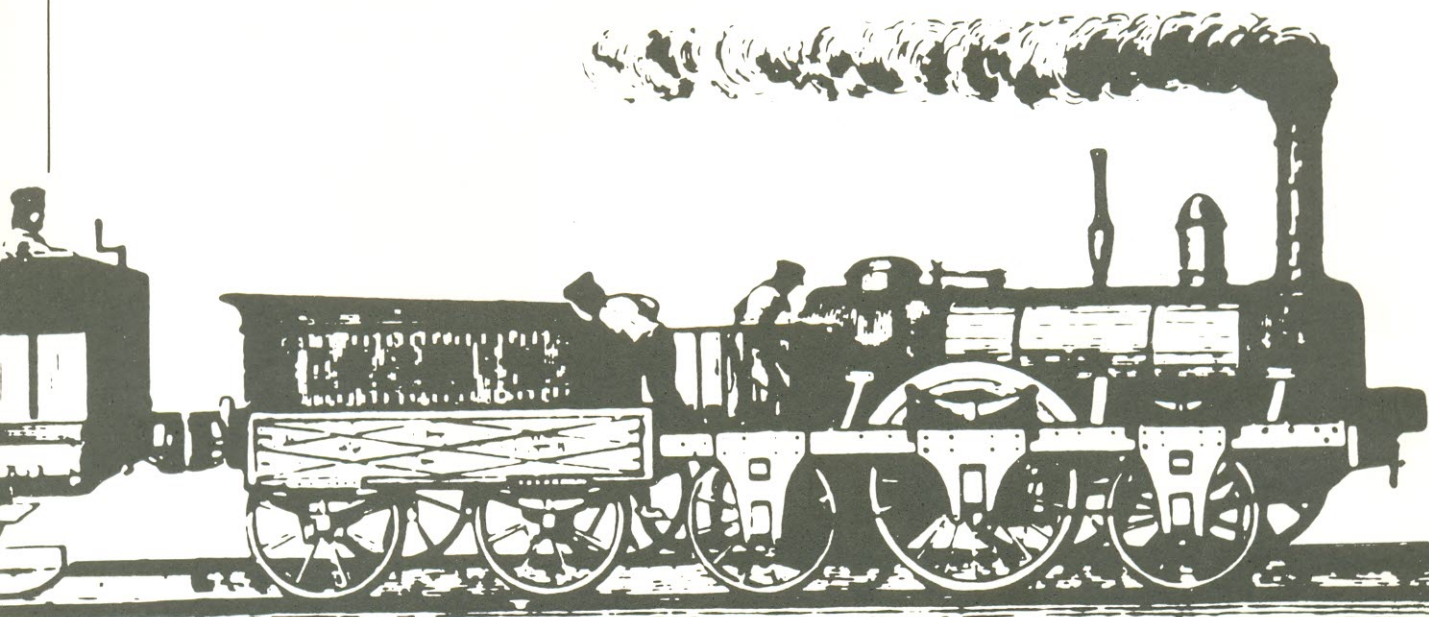
extensa o suficiente para receber mesmo a mais longa das locomotivas). Ao se movimentar novamente, o trem vai passar por outra seção A, reativando assim o 555; entretanto, como essa área é muito curta (alguns milímetros são mais que suficientes), a locomotiva seguirá em frente, já que o trecho seguinte da linha estará recebendo alimentação normal. Repare que os trens viajando no sentido oposto vão receber o mesmo tratamento, de onde se conclui que o circuito serve para tráfego nos dois sentidos.

Alguns detalhes práticos

Antes de mais nada, evite a todo custo alimentar o circuito com a tensão da locomotiva, que é

enviada pelos trilhos. É essencial dispor de uma fonte separada que forneça entre 10 e 15 V, de preferência a mesma tensão pedida pela bobina do relé. Este, por sua vez, deve ser um tipo de baixa corrente, já que o consumo do circuito vai depender desse parâmetro; os modelos DIP para circuito impresso são ideais, pois chegam a comutar até 8 A com uma drenagem de apenas 36 mA pela bobina. Qualquer que seja o tipo adotado, não deve drenar mais que 1 A.

O período do ampliador de linha pode ser predeterminado entre 1 e 10 segundos através de P1. Se desejado, esse tempo pode ser alterado mudando-se o valor de C1, sabendo que ambos são aumentados ou reduzidos



S

proporcionalmente. Como a entrada do 555 reage, na verdade, à interferência provocada pelas rodas da locomotiva, o circuito proposto é adequado também a linhas alimentadas por CA.

Caso o circuito seja muito sensível, fazendo o LED acender aleatoriamente, pode-se reduzir o valor de R1. E se trens muito lentos deixarem de ativar o 555, a solução será aumentar o valor

desse resistor. Na figura 2 temos uma boa sugestão de fonte para o circuito.

2 - Controle automático para cruzamentos

R. ter Mijtelen

Este segundo circuito permite controlar passagens de nível em sua ferrovia, proporcionando uma simulação bastante realista dos sinais visuais e sonoros. Não há limite para a extensão das composições e o sistema trabalha com tráfego nos dois sentidos.

A figura 1 nos mostra o princípio geral de operação do sistema. Na condição de repouso, as barreiras estão obviamente abertas e as luzes, apagadas; nas laterais da linha, a alguma distância dos dois lados do cruzamento, ficam instalados quatro resistores dependentes da luz (LDR1A, 1B, 2A e 2B), que em condições normais são iluminados pelas lâmpadas L4 e L5. Com a aproximação de um trem, a luz de LDR1A ou 1B será bloqueada, de acordo com o sentido de seu movimento, dando origem a uma sequência de eventos.

Em primeiro lugar, as luzes de cor âmbar (L1) acendem durante vários segundos, acompanhadas por um sinal audível. Em seguida, essas lâmpadas apagam e o sinal sonoro é desativado, enquanto as luzes vermelhas L2 e L3 começam a piscar alternadamente e a barreiras descem. Passado o trem — o que é determinado por LDR2A ou 2B recebendo novamente a luz —, as luzes vermelhas são apagadas e as barreiras, levantadas.

1

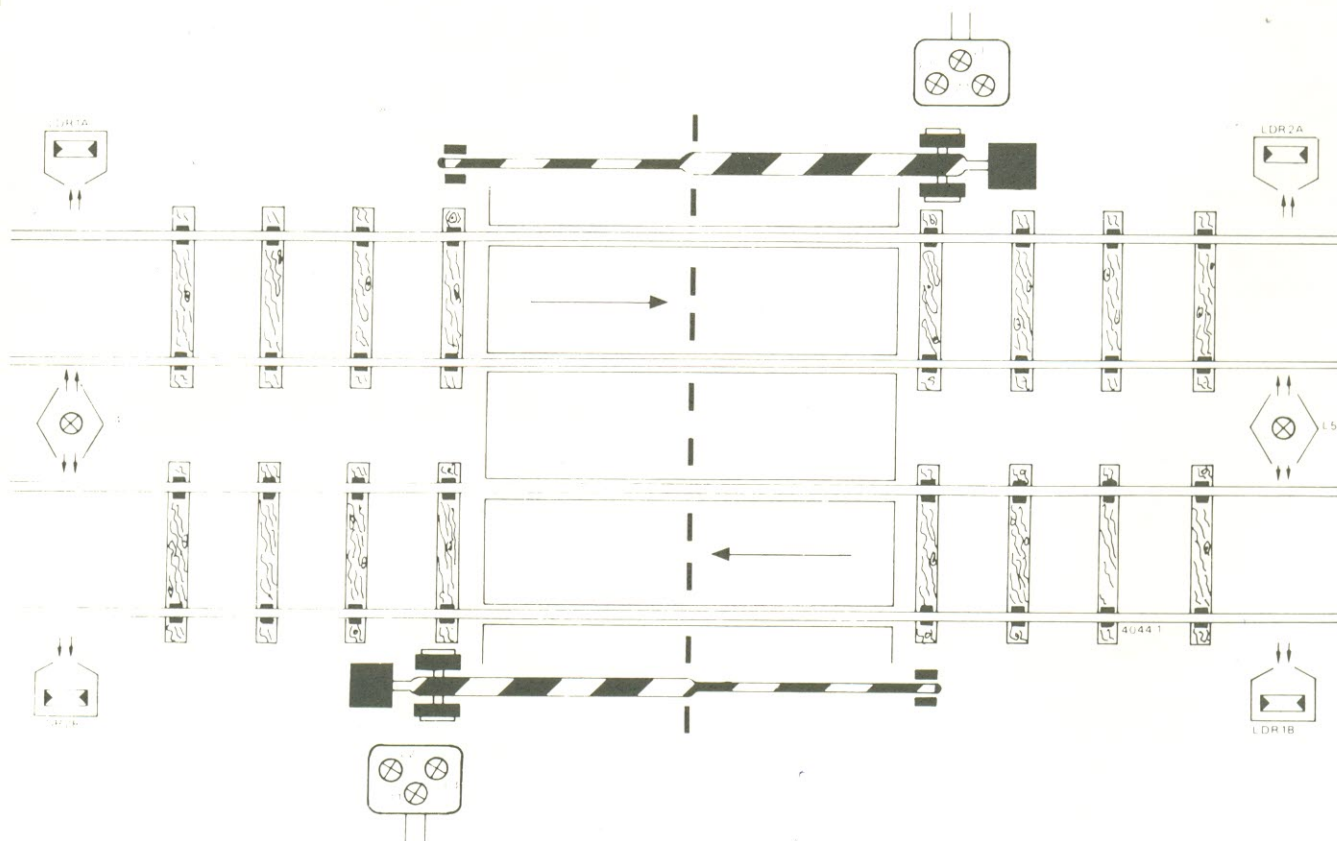


figura 1 — Distribuição geral das lâmpadas, LDRs e barreiras.

O circuito

A parte mais importante do sistema proposto é a lógica de detecção de trens, representada nas figuras 2 e 3. Ela garante que as barreiras sejam baixadas com a aproximação de uma composição e que não sejam erguidas novamente até que o cruzamento esteja livre (qualquer que seja o número de trens e o sentido de seu percurso). Além disso, essa lógica vai operar corretamente, sem depender da extensão das composições — ou seja, não faz diferença o trem ser mais longo ou mais curto que a distância existente entre LDR1 e LDR2.

O circuito da figura 2 é duplicado, para atender às duas linhas, enquanto a figura 3 mostra como os dois estágios da figura 2 são interligados. Sua operação é bastante simples: qualquer trem que se aproxime da passagem vai bloquear a luz sobre LDR1, cuja resistência tende então a aumentar, fazendo com que a entrada de N1 assuma um nível alto. Em consequência, a saída dessa porta vai para "0", ativando o biestável formado por N3/N4 e dando início à operação de fechamento das portei­ras. Uma vez ativado esse biestável, LDR1 não tem mais efeito sobre o circuito.

Quando o trem atinge LDR2, é a vez do biestável N6/N7 ser ativado, que mantém a entrada B de N5 em "1" através de sua saída Q. Assim que o trem acaba de passar, LDR2 volta a ser iluminado; a entrada de N2 vai então para "0" e sua saída, para "1". Como agora as duas entradas de N5 têm nível alto, ela vai mudar o estado do biestável N3/N4, que por sua vez altera o estado de N6/N7.

Como as barreiras devem funcionar para trens percorrendo a linha nos dois sentidos, o circuito básico da figura 2 deve ser duplicado como na figura 3. Os diodos D1 e D2 atuam como uma porta OU. Logo que um trem se aproxima por uma das duas linhas (ou pelas duas), uma das saídas $\bar{Q}$ assume um nível baixo, fazendo o mesmo com a entrada S do

2

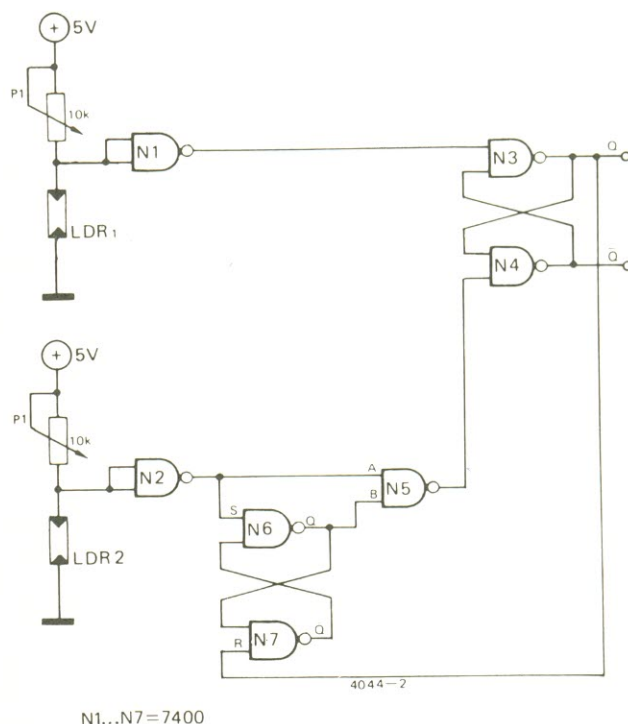


figura 2 — Lógica de detecção de trens para uma linha.

3

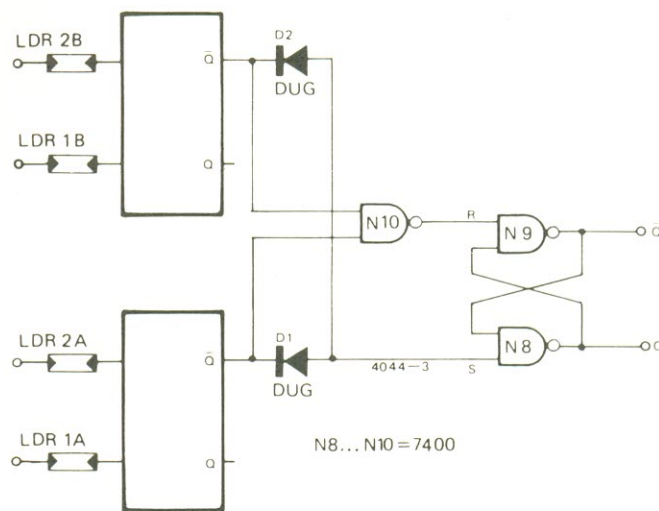


figura 3 — Para tráfego nos dois sentidos, como na figura 1, dois circuitos como o da figura 2 devem ser interligados.

biestável N8/N9, que é ativado e dá início ao processo de fechamento das barreiras.

Caso haja, porém, duas composições no cruzamento, as barreiras não devem levantar até que ambas tenham atravessado; assim, as duas entradas de N10 devem estar em "1" antes que a saída vá para "0", provocando então um *reset* no biestável e iniciando a sequência de abertura.

As sequências de abertura e fechamento

O estágio que controla as luzes, assim como as barreiras, aparece na figura 4. Sempre que um trem se aproxima e a saída Q da figura 3 vai para "0", o monoestável IC1 é disparado; nessa condição, os transistores T1 e T2 passam a conduzir, as luzes âmbar (L 1) acendem e a campainha começa a soar. Quando IC1 sofre um *reset*, é a vez da saída Q assumir um nível baixo, transição que é diferenciada por C2 e R1, produzindo um breve pulso negativo que aciona o biestável formado por N1/N2.

Até esse instante, as entradas do astável N3/N4 eram mantidas

em "0" pela saída de N1; desse modo, as lâmpadas L2 e L3 permaneciam apagadas, já que as saídas de N3 e N4 estavam em "1". Ativado o biestável, as entradas dessas portas vão para "1", acionando o astável e fazendo L2 e L3 piscar alternadamente.

O mesmo pulso negativo vai disparar IC2, que faz conduzir T3 e, por tabela, energizar o relé RLA — cujos contatos são usados para comutar o motor ou solenóide da barreira. O período de IC2 pode ser ajustado por meio de P4 até tornar-se longo o suficiente para permitir o fechamento das barreiras, evitando assim dissipação desnecessária pela bobina do relé.

Logo que o trem deixa o cruzamento, a saída Q da figura 3 vai para "0", provocando um *reset* no biestável N3/N4, que faz as luzes pararem de piscar. Mas ela também dispara o monoestável IC3, responsável pelo relé RLB de abertura das barreiras; o período de IC3 também pode ser ajustado, mas através de P5.

Dicas práticas

É evidente que os LDRs devem ser montados a uma distância conveniente, em cada lado do cruzamento, de modo que os trens não passem antes da barreira fechar. Além disso, devem ser montados em tubos escurecidos, para evitar ao máximo a influência da luz ambiente. P1 e P2 precisam receber um ajuste tal que, quaisquer que sejam as condições de iluminação no local, N1 e N2 sejam comutadas de modo confiável a cada passagem do trem. P3, por fim, é usado para ajustar o retardo entre a aproximação de um trem e o fechamento da barreira — isto é, o período em que soa a campainha e as luzes âmbar ficam acesas

4

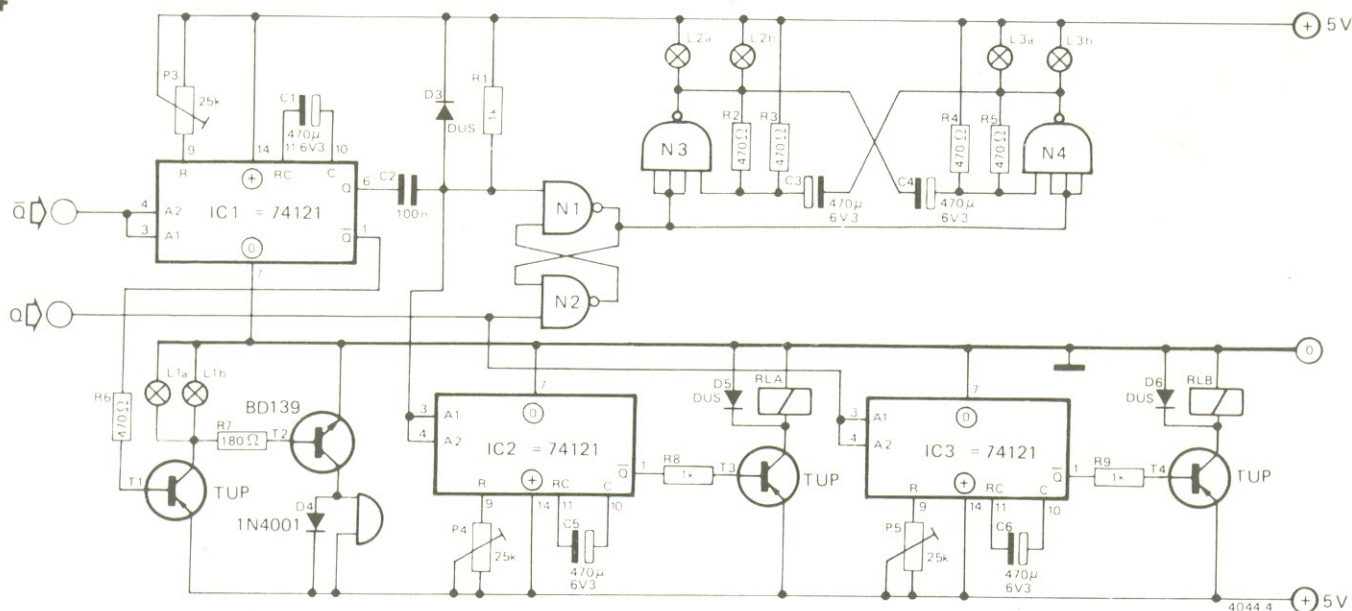


figura 4 — Estágio controlador das luzes e das barreiras.

3- Locomotiva a vapor

Para começar, vejamos exatamente o que faz nosso terceiro circuito. Ele é basicamente um simulador dos ruídos característicos da velha maria-fumaça, com seus barulhentos escapes de vapor — mas não fica só nisso. Para garantir um mínimo de compromisso com o realismo, esse efeito precisa estar obviamente relacionado com a velocidade do motor: quanto mais rápido vai o trem, tanto maior deve ser o ritmo dos escapes. Ademais, o circuito conta com um dispositivo que reproduz o som rouco e sibilante do vapor.

Todo esse realismo exigiu uma boa dose de eletrônica, traduzida

em um número razoável de estágios. Utilizando porém componentes miniaturizados, montagem vertical e integrados, foi possível concentrar tudo em

uma plaquinha face única de apenas 22 x 76 mm — pequena o suficiente para caber dentro de locomotivas de maior porte. O circuito pode trabalhar junto a

1

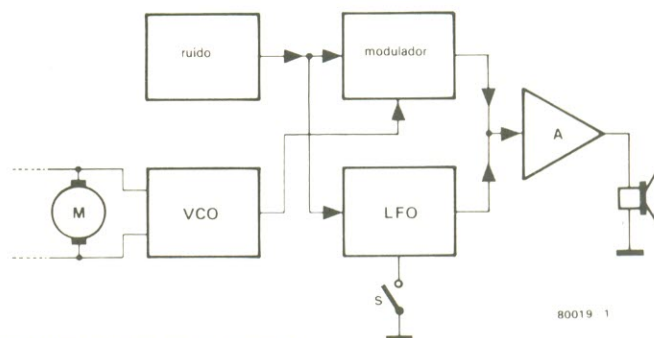


figura 1 — Diagrama de blocos do gerador de vapor. O estágio de ruído produz o som básico e adiciona o som "rouco" característico ao apito do vapor.

2

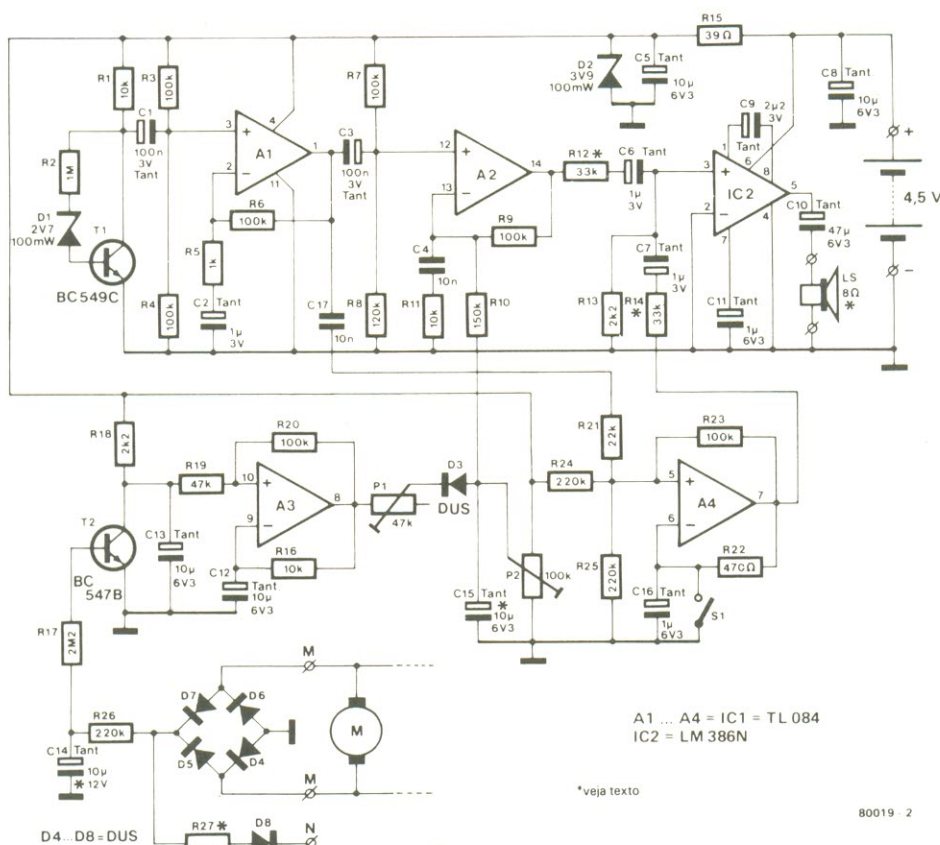


figura 2 — Embora pareça incrível, este circuito inteiro pode ser acomodado na placa da figura 3.

ferrovias alimentadas por CC ou CA, mas dispõe também de uma bateria (comum ou de níquel-cádmio) que garante a geração de ruídos adequados com o trem em baixas velocidades ou mesmo parado.

Diagrama de blocos

Como era de se esperar, o som do vapor é primeiramente produzido em um gerador de ruído (veja a figura 1). Nada mais fácil para um circuito eletrônico — na verdade, é mais difícil livrar-se do ruído que produzi-lo. O ritmo correto é obtido por intermédio de um modulador acionado por um VCO (oscilador controlado por tensão), que produz um sinal de baixa frequência, variável de acordo com a velocidade da locomotiva; de fato, sua tensão de controle é obtida diretamente da alimentação do motor elétrico.

O assobio típico do vapor também é produzido a partir do sinal de ruído. Nesse caso, o ruído é aplicado a um oscilador de baixa frequência (LFO), dando origem àquele som rouco emitido pelo vapor das locomotivas. Para concluir, um amplificador de potência (A) reforça as saídas do modulador e do LFO, a fim de que o alto-falante seja convenientemente excitado.

O circuito pode ser acionado através de uma simples chave. Existe a opção de fazer isso manualmente, é claro, embora o realismo fique sacrificado. A melhor solução mesmo é instalar uma micro-chave sob a locomotiva e acrescentar pequenos ressaltos entre os trilhos que façam o efeito surgir em pontos adequados da linha.

Passando ao circuito

À primeira vista, o circuito representado na figura 2 pode parecer um tanto assustador. Por incrível que pareça, ele cabe por

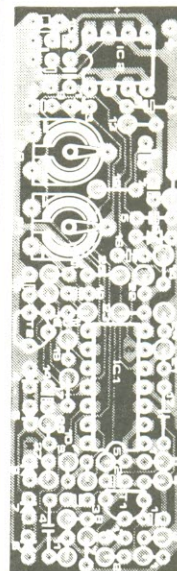
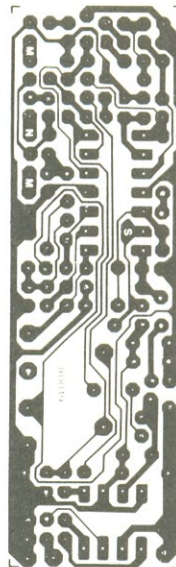
inteiro na placa impressa da figura 3 (com exceção do alto-falante e da bateria, obviamente). Mas vamos deixar a montagem de lado, por enquanto, e analisar o circuito mais detalhadamente.

A fonte primordial de ruído é o diodo zener D1, cujo sinal é amplificado por T1 e pelo operacional A1. O próximo passo consiste em modular o sinal de ruído, a fim de produzir os "escapes" de vapor, o que é feito por A2. O sinal de controle para o modulador é obtido de um VCO de baixa frequência (A3) e a profundidade dessa modulação pode ser determinada por meio de P1. O trimpot P2, por sua vez, estabelece a polarização CC de A2, cujo resultado prático é a variação do nível e "som" do ruído. Com o trem parado, P2 deve ser ajustado para um ritmo lento de escapes, correspondendo à realidade.

Assim que a locomotiva começa a se deslocar, deve existir uma tensão CC ou CA alimentando o motor M. Essa tensão é retificada por D4...D7, fazendo conduzir T2. O VCO (A3) começa então a oscilar, modulando o sinal de ruído. A inclusão do diodo D3 gera alguns efeitos interessantes: a tensão sobre C15 é reduzida mais rapidamente do que é capaz de aumentar, produzindo um som semelhante aos súbitos escapes de vapor; com o aumento da velocidade, a tensão CC média sobre C15 tenderá a crescer, elevando também o nível de ruído. Por fim, quando o trem parar, a tensão sobre esse capacitor subirá lentamente até o nível final de estacionamento.

Com a elevação da velocidade do motor, aumenta também a tensão sobre ele; conseqüentemente, a frequência do VCO vai subir, fazendo com que os "surtos" de vapor ocorram em uma cadência mais rápida. Existe, é claro, um pequeno retardo: se a tensão sobre o motor sobe bruscamente, demora algum tempo até que ele ganhe velocidade. Um retardo equivalente foi então incorporado ao circuito de controle através do capacitor C14; se necessário, o valor do

3



Lista de componentes

Resistores (1/8 W)
R1, R11, R16-10 k
R2- 1 M
R3, R4, R6, R7, R8,
R9, R20, R23-100 k
R8- 120 k
R5- 1 k
R10- 150 k
R12, R14- 33 k
R13, R18- 2,2 k
R15- 39
R17- 2,2 M
R19- 47 k
R21- 22 k
R22- 470
R24, R25, R26-
220 k
R27-veja texto
P1- trimpot
de 47 k
P2- trimpot
de 100 k
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1, C3- 0,1 μ F/3 V*
C2, C6, C7, C8-
1 μ F/3 V*
C4, C17- 10 nF
C5, C12, C13,
C15-10 μ F/6,3 V*
*tântalo

Semicondutores
T1- BC549C,
BC109C ou
equivalente
T2- BC547B,
BC107B ou
equivalente
IC1- TL084
IC2- LM386N
D1- zener de
2,7 V/100 mW
D2- zener de
3,9 V/100 mW
D3...D8- DUS

Diversos
Placa nº 80019
Falante de 8 Ω
Bateria de 4,5 V

figura 3 — Traçado do cobre e disposição dos componentes referentes à placa do gerador. Para economizar espaço, os resistores e diodos devem ser montados na vertical e os pontos de conexão "N" e "S1" ficam na face cobreada. Note que os resistores e capacitores estão apenas numerados, sem as letras "R" ou "C".

mesmo pode ser alterado até que o ritmo dos escapes corresponda o mais possível à velocidade real do trem, mesmo quando ele acelera ou reduz sua marcha. Nem seria preciso dizer que uma "calibração" fixa como essa é apenas uma aproximação, pois o acoplamento de mais ou menos vagões à composição vai alterar ligeiramente a sincronização; na prática, porém, esse efeito passa quase despercebido.

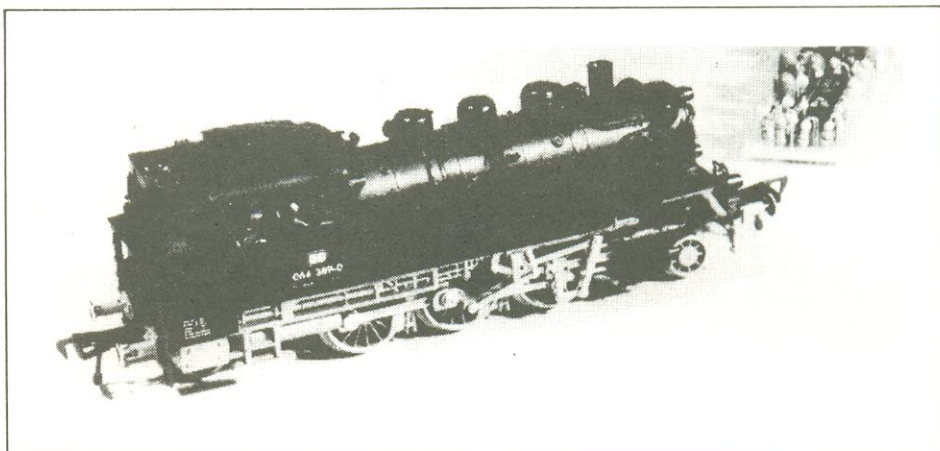
O som sibilante que acompanha o ruído principal do vapor é gerado por A4, que consiste basicamente em um oscilador de baixa frequência. Uma parcela do sinal de ruído é acrescentada através de C17, para que tenhamos o som característico final. O sistema todo pode ser ligado e desligado por meio de S1 (que pode tomar a forma de uma microchave, como dissemos anteriormente, operada por ressaltos em pontos estratégicos da linha).

Os sinais de "vapor" e "assobio" são enviados simultaneamente a IC2, que é o amplificador de saída (difícilmente pode-se chamá-lo de amplificador de potência...). O nível dos dois sinais pode ser modificado alterando-se os valores de R12 e/ou R14.

Montagem

O traçado do circuito impresso aparece na figura 3, juntamente com a distribuição dos componentes sobre ele. Como se pode ver, os resistores (de 1/8 W) e os diodos ficam montados verticalmente, para economizar espaço. Pelo mesmo motivo, foram adotados capacitores de tântalo no lugar dos eletrolíticos. Repare que na figura só houve espaço para a numeração dos resistores e capacitores, sem as letras R ou C; cuidado para não confundir uns com os outros!

O principal problema nesta montagem talvez seja encontrar um alto-falante pequeno o suficiente para caber em uma locomotiva ou um tender; qualquer



impedância entre 4 e 16 ohms é adequada. Faltou falar apenas da fonte de alimentação, que pode ser tanto formada por três pilhas miniatura de 1,5 V (do tipo para máquinas fotográficas) ou acumuladores de níquel-cádmio (que poderiam ser carregadas pelo circuito ligado ao motor, sempre que o trem estivesse em movimento).

A placa prevê uma ligação especialmente para esse fim ("N", nas figuras 2 e 3), que deve ser acoplada ao pólo positivo da bateria; é bom não esquecer, nesse caso, da linha positiva de alimentação para o restante do circuito (o ponto "N" não vai ligado ao "+" da placa). O valor do resistor R27 depende da máxima tensão do motor e da capacidade das pilhas de NiCd: a maior corrente de carga, em mA, deve ficar limitada a 1/10 da capacidade de cada pilha (ou célula), em mAh. Em outras palavras, a máxima corrente de carga para uma pilha de 500 mAh é de 50 mA — limite estabelecido pelo valor de R27 e pela diferença de tensão entre a maior tensão do motor e a tensão total da bateria (4,5V, em nosso caso). Caso sejam utilizadas pilhas secas comuns, R27 e D8 podem ser omitidos sumariamente.

■

Nosso pré está tomando forma: nesta etapa todos os módulos, chaves e controles já podem ser instalados na placa-barramento. O amplificador de linha também é apresentado aqui, assim como um projeto especial para o painel do aparelho

Prelúdio - a última palavra em pré-amplificador

2ª parte

O Prelúdio vai avançando lentamente, é verdade, mas sua sofisticação exige paciência e método. A placa-barramento que estamos apresentando este mês permite adiantar bastante o serviço; juntamente com o amplificador de linha, já se pode armar o "esqueleto" básico do pré, como havíamos comentado na primeira parte. E graças à inclusão de uma idéia para o painel de controle (por trás do qual fica a placa-barramento, com todos os potenciômetros, chaves e conectores), os montadores mais impacientes já podem providenciar a confecção de um gabinete. Também estão sendo descritas as várias funções de controle, assim como as últimas medidas internas.

A placa-barramento

Como sabemos, ela acomoda uma série de módulos do aparelho, além de diversos controles, simplificando tremendamente a fiação do circuito (veja a figura 3, na primeira parte). Repare só em suas dimensões: 43,5 x 11,5 cm; se o comprimento lhe parece um tanto exagerado, saiba que ele foi escolhido propositalmente para se adaptar a gabinetes e bastidores padronizados de 19 polegadas, a exemplo de muitos equipamentos comerciais de maior nível.

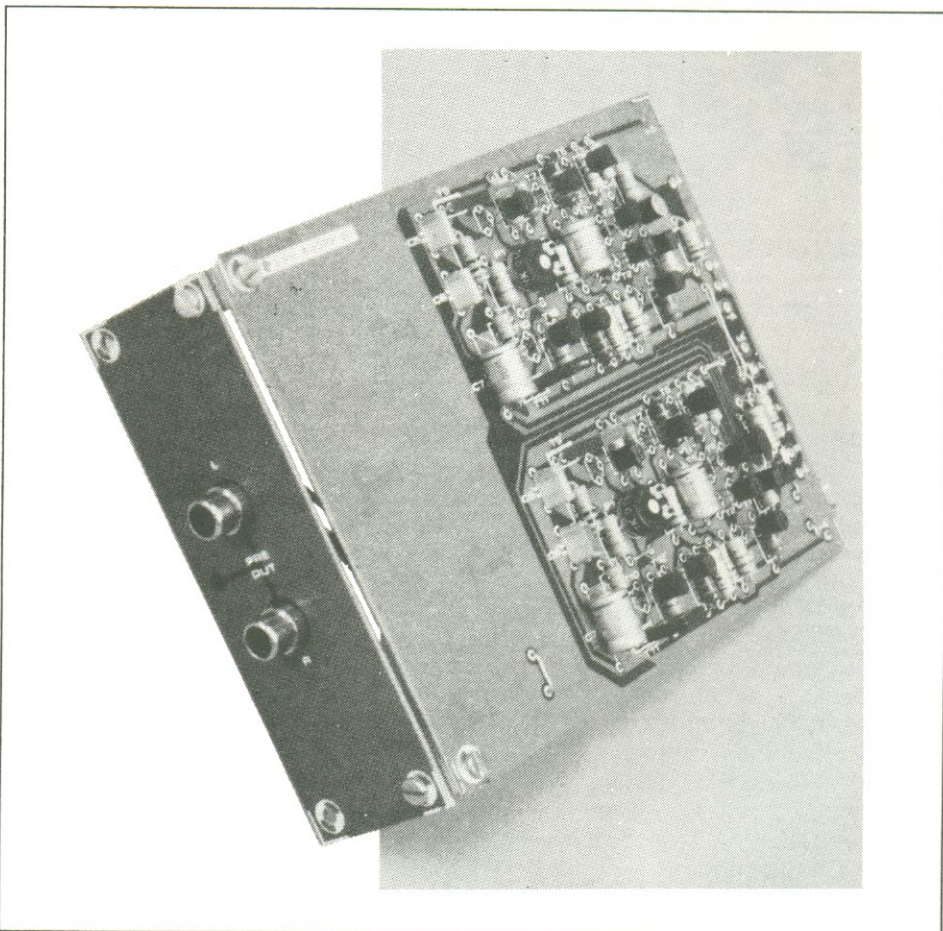
O circuito, que aparece na figura 1, não passa de um diagrama de fiação entre módulos e controles, a maior parte do qual formado pelas próprias trilhas de circuito impresso. Mesmo os poucos componentes representados fazem parte de algum módulo — tal como R39...R42, D5...D7, T13 e T14, que pertencem ao semáforo de áudio (o indicador de *status* do

Prelúdio), já publicado na *Elektor* nº 13. Quanto à seção existente em torno dos controles de balanço e volume, será discutida quando abordarmos o amplificador de linha.

Para evitar mal-entendidos (que poderiam provocar grandes frustrações mais tarde), é preciso deixar absolutamente clara a posição desta placa no gabinete. A face cobreada deve ficar voltada para o painel frontal, enquanto os módulos vão instalados na face dos componentes, todos em ângulo reto. As ligações entre os módulos podem ser observadas na

própria figura 1. Acreditamos que qualquer explicação adicional sobre o circuito seria redundante; ao invés disso, vamos concentrar nossa atenção nos controles — o que vai ajudar a esclarecer resumidamente não só esse estágio, como o painel (figura 2) e o próprio Prelúdio como um todo.

A chave fono (S1), para começar, não vai montada na placa-barramento; ela será discutida em detalhes quando for abordado o pré-amplificador MM/BM, na próxima edição. Para o momento, é suficiente dizer que esse controle permite selecionar



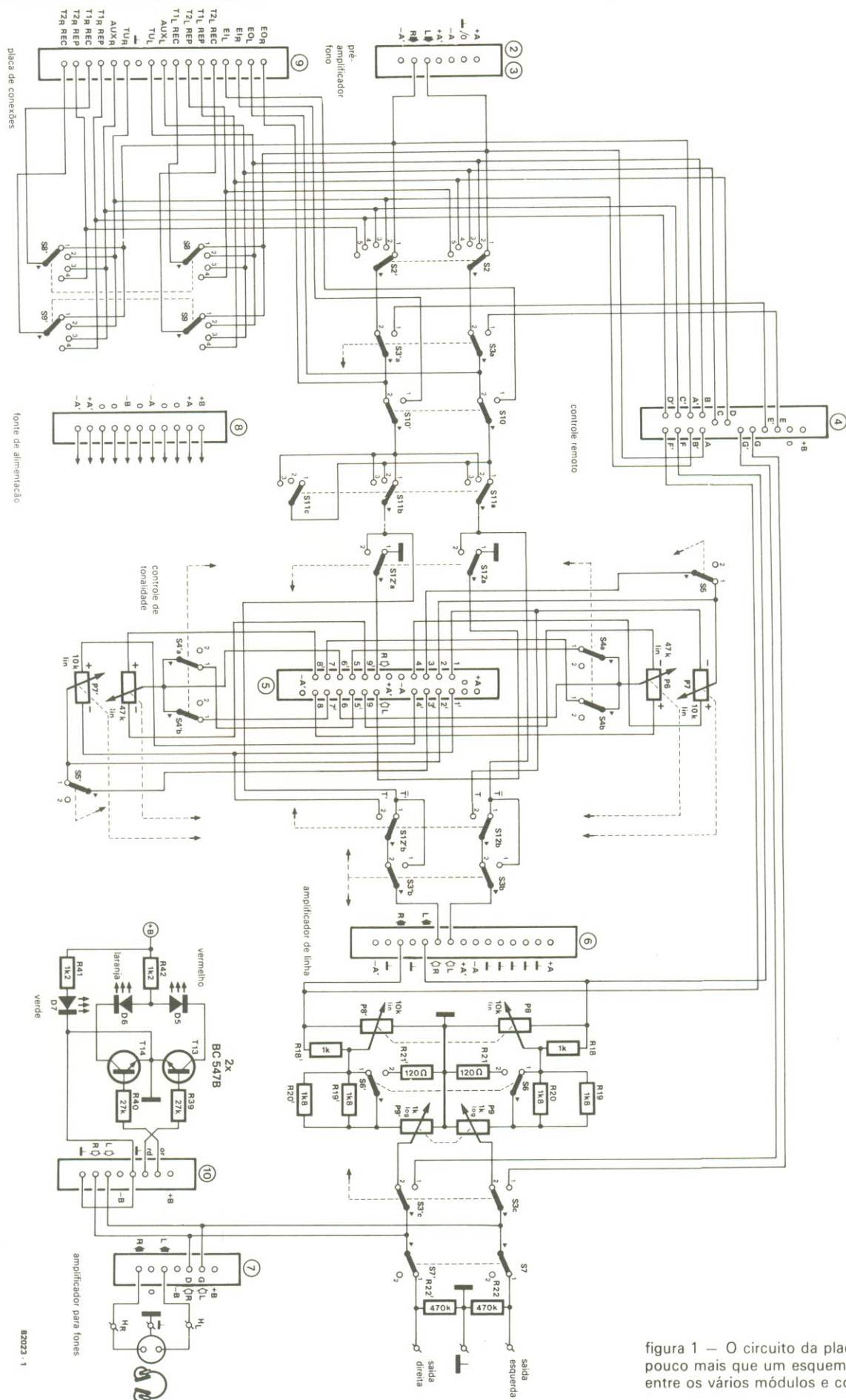


figura 1 — O circuito da placa barramento é pouco mais que um esquema de fiação entre os vários módulos e controles.

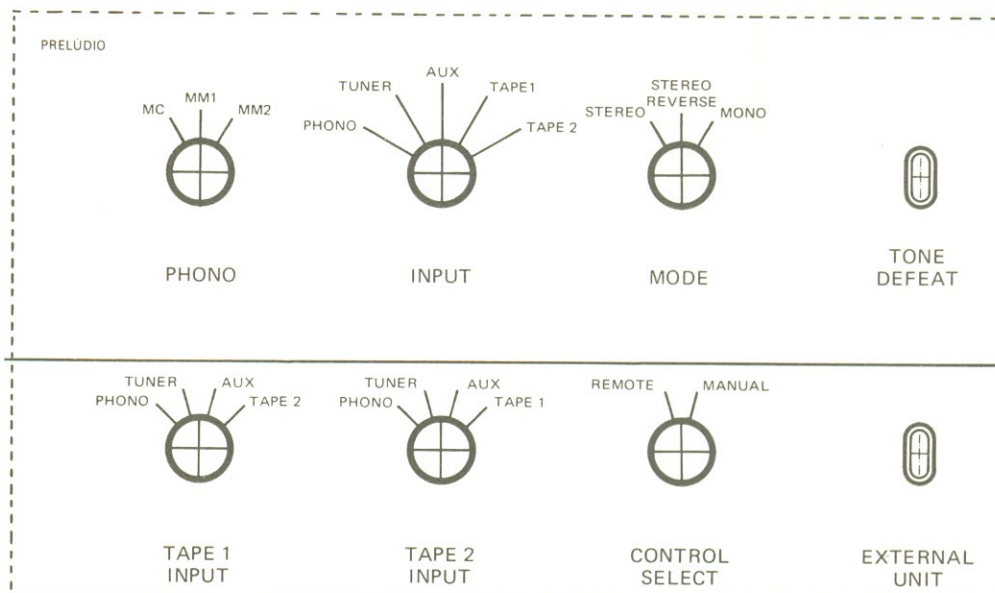


figura 2 — Painel frontal do Prelúdio (representado aqui em tamanho reduzido). Repare que os controles principais estão localizados acima da linha horizontal e os auxiliares, na parte inferior. O controle de tonalidade ocupa toda a área central do painel.

Lista de componentes (placa barramento)

Resistores
R18, R18' - 1 k
R19, R19', R20, R20' - 1,8 k
R21, R21' - 120
R22, R22' - 470 k
R39, R40 - 27 k*
R41, R42 - 1,2 k*
Todos os valores em ohms

Semicondutores
D5 - LED vermelho*
D6 - LED laranja*
D7 - LED verde*
T13, T14 - BC547B*

Chaves
S2 - rotativa, com 2 pólos e 5 posições
S3 - rotativa, com 6 pólos e 2 posições
S4, S12 - paralelas, com 4 pólos e 2 posições (miniatura)

S5, S6, S7, S10 - paralelas, com 2 pólos e 2 posições (miniatura)
S8, S9 - rotativas, com 2 pólos e 4 posições
S11 - rotativa, com 3 pólos e 3 posições

Potenciômetros
P6 - estéreo, 50 k, linear
P7, P8 - estéreo, 10 k, lineares
P9 - estéreo, 1 k, log
Todos os valores em ohms

Diversos
Borne de saída para fones
Chave liga-desliga
Placa nº 83022-1

*componentes pertencentes ao indicador de status

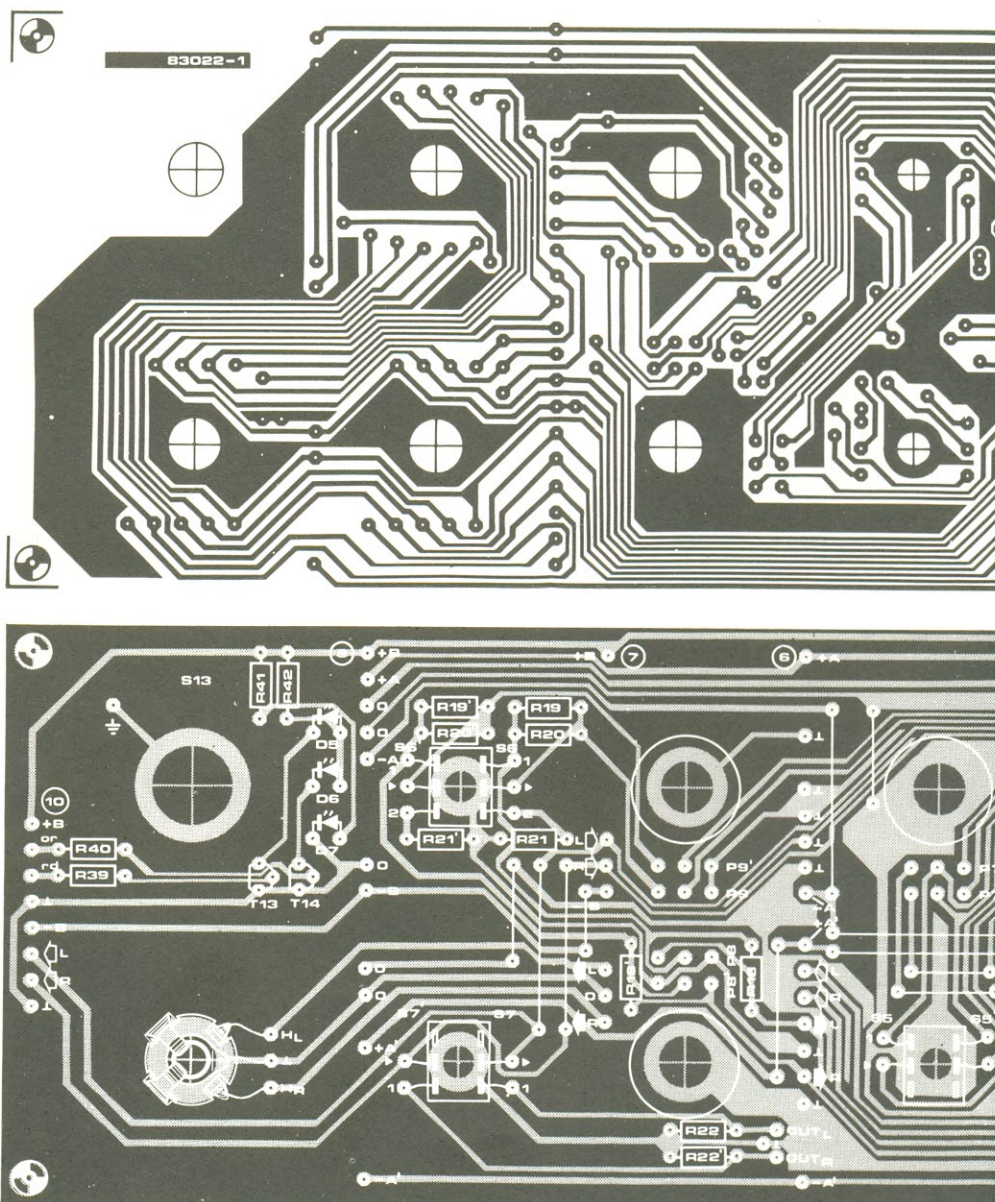
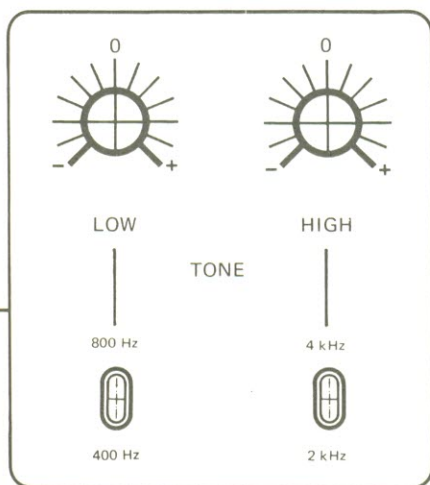


figura 3 — A placa barramento também não pôde ser reproduzida em escala natural, por motivos óbvios. Recebendo virtualmente todos os controles e módulos, ela permite reduzir de forma drástica a fiação necessária.



VOLUME



-20 dB
MUTE



LEVEL



POWER



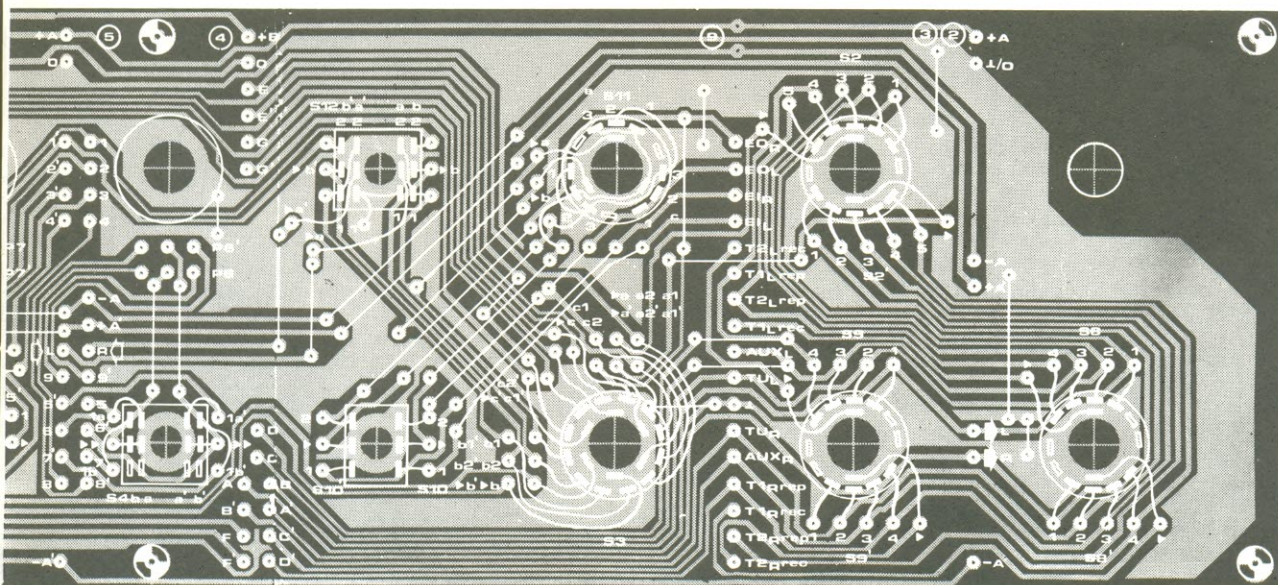
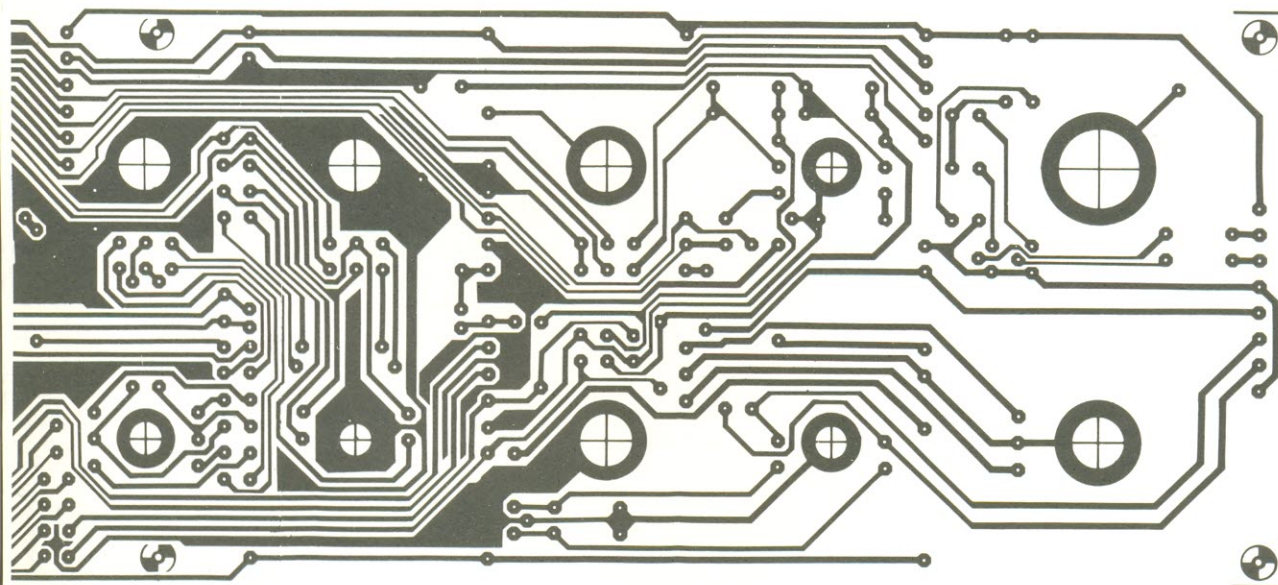
BALANCE



SPEAKERS
OFF



PHONES



uma entre 3 entradas: uma para cápsulas tipo bobina móvel (BM) e duas para ímã móvel (MM) ou dinâmicas.

Um dos cinco sinais de entrada pode ser selecionado pela chave de entrada (S2) e passado à seção do amplificador de controle. Em combinação com a chave fono, isto perfaz um total de sete entradas de sinal. As sensibilidades de entrada são individualmente ajustáveis, por meio de trimpots existentes nas placas das conexões e do pré-amplificador fonográfico.

As duas chaves de entrada para fita (S8 e S9) estão encarregadas de separar um dos sinais de entrada para gravação em um *tape-deck* associado. O posicionamento da chave principal de entrada não tem efeito sobre essas duas; em outras palavras, existe a opção de se gravar uma determinada fonte de sinal (do toca-discos, por exemplo), enquanto outra (o rádio, digamos) está sendo ouvida normalmente, através dos fones ou alto-falantes.

Muitos de vocês já devem ter percebido que este sistema torna desnecessária a presença de uma chave para monitoração de fita. Exemplificando, vamos dizer que é preciso fazer uma gravação no rádio, empregando o primeiro *tape-deck*, e monitorar todo o processo. Nesse caso, comuta-se o primeiro seletor de fita (S8) para "tuner" (sintonizador) e a chave principal de entrada para "tape 1"; para voltar ao sinal original, a fim de fazer uma comparação com a gravação, basta levar o seletor principal para a posição "tuner" (siga pelo painel da figura 2).

Outra possibilidade: fazer cópias de fitas, usando dois gravadores. Digamos que a fita matriz esteja na segunda máquina; o sinal fornecido por ela é passado à primeira máquina quando o primeiro seletor de fita (o *tape 1* do painel) é levado para a posição *tape 2*. Na verdade, não há sequer necessidade de ligar o Prelúdio para isso — a não ser que você deseje monitorar a gravação, caso em que o seletor principal pode ser posicionado em *tape 1* (monitoração) ou *tape 2* (fonte do sinal). Como se vê, nada de administrar um emaranhado de fios; basta saber manipular as chaves adequadamente!

A chave seleção de controle (S3) permitiria fazer a comutação

para uma unidade de controle remoto, caso fosse incluída no sistema (no caso brasileiro, como vimos na primeira parte, está excluída essa possibilidade, devido à falta de componentes específicos em nosso mercado). Em uma das posições dessa chave, o controle remoto é completamente retirado do circuito, deixando de afetar também a qualidade do sinal reproduzido. Na outra posição, o seletor principal e os controles de tonalidade, volume e equilíbrio do Prelúdio tornam-se inoperantes, passando suas funções ao controle remoto.

A chave para **entradas externas** (S10) tem a finalidade de permitir a inserção de circuitos auxiliares na rota principal do sinal, entre o seletor de entrada e os controles de tonalidade. Esses "circuitos auxiliares" podem ser praticamente tudo: sistemas redutores de ruído, equalizadores, reverberadores, etc. Se for necessário, é até possível acrescentar um terceiro *tape-deck*, já que esse controle pode assumir também a função da velha chave "monitor".

A chave de modalidade (S11) é auto-explicativa, pois oferece uma opção entre estéreo normal, estéreo invertido (sinal esquerdo no canal direito e vice-versa) e mono.

O controle de tonalidade ocupa uma posição de destaque no painel frontal e contém o mínimo necessário: controles de graves e agudos (P6 e P7) e duas chaves para a seleção das frequências de transição (S4 e S5).

Igualmente importante, em especial nos momentos de purismo, é a chave *tone defeat* (S12), que torna inoperante toda a seção do controle de tonalidade. Quanto aos controles de volume e equilíbrio (P9 e P8), fazem exatamente o que se espera deles... A chave *mute* (S6) também é de grande utilidade em casos específicos, pois atenua o sinal em 20 dB; esse recurso pode ser conveniente quando é preciso atender o telefone em meio a uma audição, por exemplo, já que permite reduzir drasticamente o nível de saída, sem que seja preciso alterar qualquer ajuste nos controles.

A chave *speakers off* (S7), por sua vez, simplesmente desfaz a ligação com o amplificador de potência, quando se deseja utilizar

apenas os fones de ouvido. Por fim, estão presentes ainda três LEDs indicadores de nível que fazem parte do "semáforo de ruído", a chave liga-desliga principal (*power*) e a saída para fones de ouvido.

As coisas estão tomando forma

As dimensões da placa-barramento não permitiram sua reprodução em tamanho natural em nossas páginas, obrigando-nos a apresentar uma redução de 70% (veja a figura 3 e a seção "Serviço Elektor" na parte central da revista). Com as dimensões reais fornecidas, porém, será fácil pedir uma ampliação para a escala real, ao fazer o fotolito.

Antes de empreender a montagem, e antes mesmo de adquirir os componentes, é recomendável verificar os tipos de chaves, potenciômetros e soquetes mais adequados às furações da placa-barramento. Observe ainda que a chave fono (S1) não fica instalada nessa placa, mas sim no módulo do pré-amplificador, com seu eixo passando pelo pequeno orifício existente na mesma.

É aconselhável também adotar chaves rotativas e ponteciômetros de boa qualidade nessa montagem, para não comprometerla mais tarde. Lembre-se que todos eles vão montados e soldados sobre placas de circuito impresso, o que tende a dificultar a manutenção nessa parte; portanto, quanto mais tempo durarem esses componentes, tanto melhor. As demais chaves podem ser do tipo miniatura, já que os furos da placa foram previstos para elas — com exceção da chave liga-desliga principal que, por ser mais "robusta", lhe foi reservado um furo correspondentemente maior.

Todos os controles devem ser inseridos na placa pela face dos componentes, com seus eixos saindo pela face do cobre; em outras palavras, isto confirma o que já afirmamos: o lado cobreado é o que "encara" o painel frontal. Pequenas extensões de fio encapado são utilizadas para ligar os terminais dos vários controles às ilhas correspondentes. As conexões com os potenciômetros são banais, mas algumas chaves exigem uma boa dose de atenção;

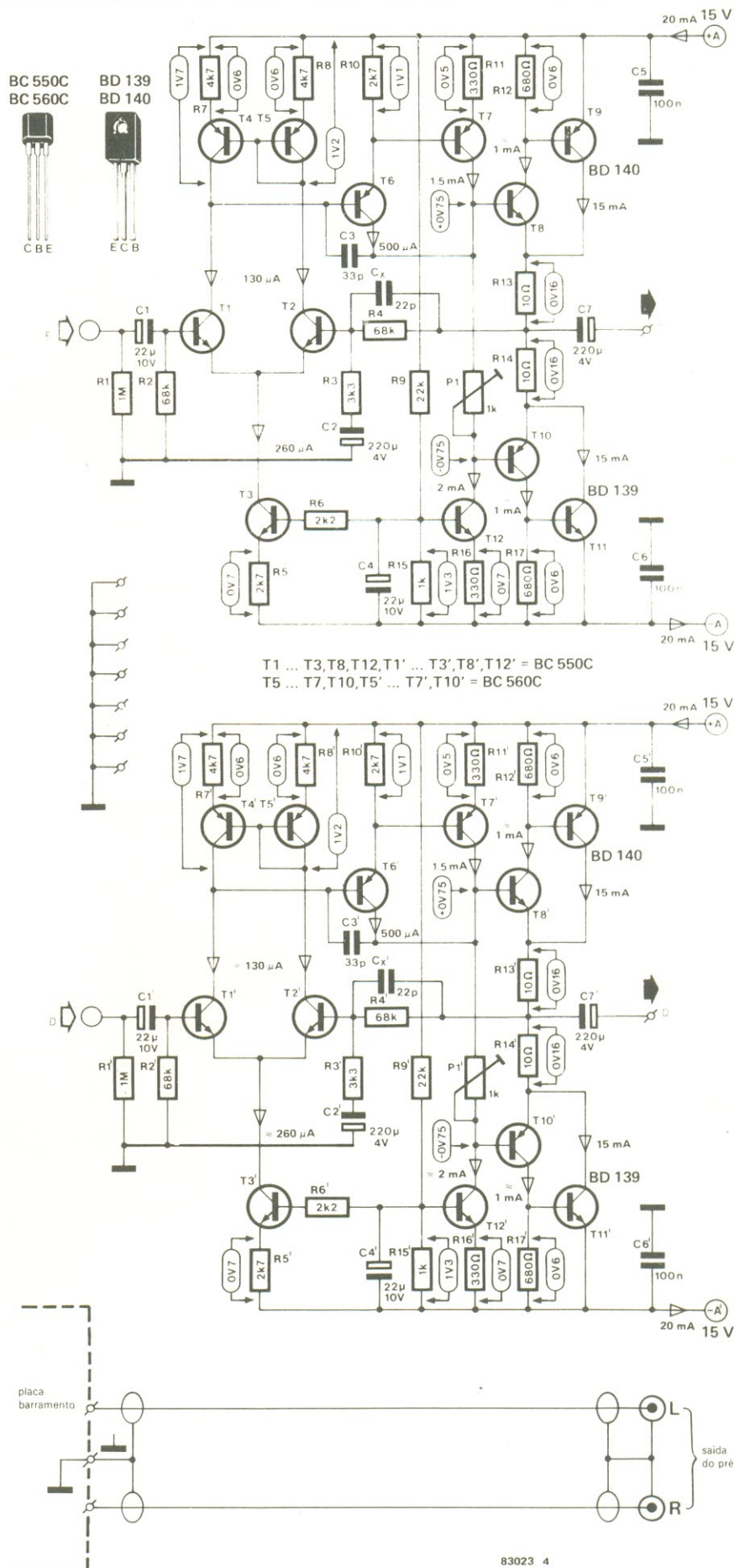


figura 4 — O amplificador de linha baseia-se em um circuito discreto, a exemplo de outros módulos do sistema.

Lista de componentes (amplificador de linha)

Resistores

R1, R1' - 1 M
R2, R2', R4,
R4' - 68 k
R3, R3' - 3,3 k
R5, R5', R10,
R10' - 2,7 k
R6, R6' - 2,2 k
R7, R7', R8,
R8' - 4,7 k
R9, R9' - 22 k
R11, R11', R16,
R16' - 330
R12, R12', R17,
R17' - 680
R13, R13', R14,
R14' - 10
R15, R15' - 1 k
P1, P1' - 1 k
(trimpots)
Todos os
valores em ohms

Capacitores

C1, C1', C4,
C4' - 22 μ F / 10 V
C2, C2', C7,
C7' - 220 μ F / 4 V
C3, C3' - 33 pF
C5, C5', C6,
C6' - 100 nF
Cx, Cx' - 22 pF*

Semicondutores

T1...T3,
T1'...T3', T8, T8',
T12, T12' - BC550C
T4...T7,
T4'...T7', T10,
T10' - BC560C
T9, T9' - BD140
T11, T11' - BD139

Diversos

Dois bornes
de saída
com rosca
Placa nº 83022-6

*Os capacitores
Cx e Cx' devem
ser montados na
face cobreada da
placa. Não há
furos específicos
para eles



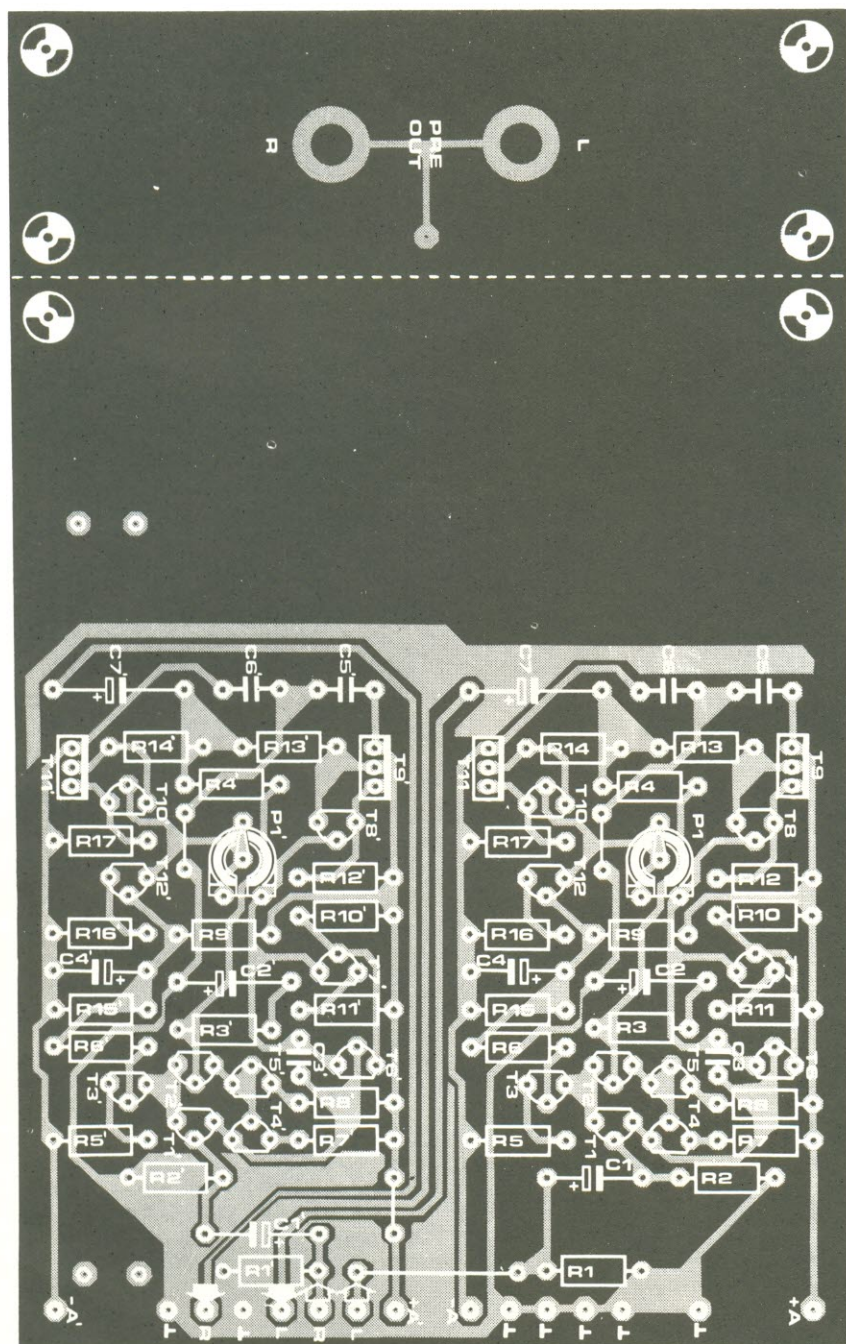
figura 5 — A placa para o amplificador de linha é composta por duas seções que devem ser separadas antes da montagem dos componentes. A parte menor recebe os bornes de saída e deve ser montada em ângulo reto com a parte maior (veja foto no início do artigo).

no caso das rotativas, compare cuidadosamente as indicações impressas na placa com as do esquema. A chave de modalidade (S11) é a mais complicada de todas, pois toda a fiação é feita entre seus próprios terminais; a placa serve meramente para fornecer as conexões entre ela e o restante do circuito.

As chaves miniatura e o conector para fones ficam todos ligados às respectivas ilhas impressas, com uma exceção: a chave liga-desliga principal, que

por motivos óbvios recebe diretamente os fios do cabo de força. O punhado de resistores, os transistores T13 e T14 e as pontes de fio devem ser todos montados na face dos componentes, nas posições indicadas. Já os três LEDs ficam alojados na face cobreada, de modo que apenas encostem na face traseira do painel; isto significa que sua altura em relação à placa-barramento vai depender da distância que for deixada entre essa placa e o painel.

Pode-se agora instalar todos os módulos já prontos: a fonte de alimentação, a placa de conexões, o semáforo de áudio e, a seguir, o amplificador de linha (ficam faltando o amplificador para fones, os prês MM/BM e o controle de tonalidade, que serão apresentados nas próximas edições). Para garantir um acoplamento auto-sustentável entre as placas, além de conexões mais confiáveis, é uma boa prática utilizar fios rígidos de bitola razoável; note que tais conexões podem ser efetuadas em



qualquer das faces das placas. O tamanho dos potenciômetros e chaves adotados vai determinar se é mais prático fazê-las na face do cobre, ao invés de na face dos componentes; tudo será uma questão de ganhar um pouco mais de espaço em pontos críticos.

Independentemente de como essas ligações forem feitas, há um ponto de grande importância: é preciso efetuá-las entre os pontos correspondentes de cada módulo e da placa-barramento. Na prática, isto significa que nem todas as

placas terão a mesma orientação dentro do gabinete. No caso dos módulos descritos até agora, a placa das conexões e a fonte de alimentação devem ficar com a face dos componentes voltada para o lado direito do gabinete; o amplificador de linha e o indicador de status, ao contrário, têm seus componentes orientados para o lado oposto.

As ligações entre o cabo de força, o fusível, a chave ligadesliga, o transformador e a placa da fonte devem ser amarradas em

intervalos regulares, formando assim pequenos chicotes de fiação. Isto não só dá melhor aparência à parte interna do Prelúdio, como também minimiza a emissão de interferências; lembre-se de manter essa fiação de "força" distante dos módulos mais sensíveis.

Os montadores que chegaram a este ponto já têm uma boa visão do pré completo. Como os módulos faltantes terão as mesmas dimensões daqueles já montados, é possível saber todas as medidas internas do aparelho; em outras palavras, o gabinete pode ser produzido ou encomendado sem mais demora.

O amplificador de linha

É um módulo que recebe sinais do controle de tonalidade, elevando-lhes o nível até poderem excitar um amplificador de potência; o ganho de tensão introduzido por ele é de 26 dB (22 vezes), aproximadamente.

A figura 4 mostra um circuito aparentemente antiquado, feito exclusivamente com componentes discretos. Caso você esteja se perguntando o porquê de todo esse trabalho e complexidade, se era mais "lógico" usar amplificadores operacionais encapsulados de quatro em quatro, saiba que é uma simples questão de desempenho: a versão discreta é indiscutivelmente superior à integrada, produzindo menos ruído, exibindo maior *slew rate* (velocidade de resposta a rápidas transições do sinal) e esbanjando ganho em malha aberta. Não há dúvida que existem excelentes operacionais para áudio, mas têm uma desvantagem inerente: são bem mais caros e nem sempre são facilmente encontrados.

Dito tudo isto, convém agora observar o circuito mais de perto. Começamos pelos transistores T1 e T2, que estão conectados como um amplificador diferencial. A ligação em emissor comum desses transistores está acoplada a uma fonte de corrente, a qual mantém uma corrente total constante sobre eles, independentemente da excitação de base (ao menos dentro da faixa que nos interessa).

A fonte de corrente, formada por T3, foi projetada de modo que a corrente por T1 e T2 corresponda ao valor de mínimo ruído desses componentes. A carga de coletor para T1 e T2 é formada por um espelho de corrente (T4/T5), que realmente suprime o *ripple* da fonte e assegura a transferência de um sinal “limpo” para o estágio seguinte. Como uma espécie de efeito colateral, o espelho de corrente também reforça a saída do primeiro estágio.

Claro que o espelho de corrente não é perfeito — isso iria exigir transistores perfeitamente casados e um mecanismo de compensação para a corrente comum de base. Em nosso caso, porém, dois elementos discretos do mesmo tipo são mais que suficientes, além de os resistores de emissor (R7 e R8) ajudarem a reduzir o efeito de qualquer divergência em suas características.

A elevada impedância de saída do primeiro estágio obriga o segundo a exibir uma alta impedância de entrada — o que foi obtido utilizando-se uma configuração darlington (T6/T7). A carga de coletor desse par darlington é outra fonte de corrente (T12), conferindo um ganho elevado a essa etapa. O estágio de saída é composto por dois “super darlintongs” (T8/T9 e T10/T11) em uma configuração simétrica de classe A; ela contribui para uma baixíssima distorção e uma boa capacidade de manipulação de cargas. O trimpot P1 determina a corrente quiescente de polarização nesse estágio final.

O capacitor C3 responde pela compensação de frequência necessária a uma boa estabilidade. Não se deixe enganar pelo valor relativamente baixo: ele está conectado entre dois pontos de alta impedância.

O ganho em malha fechada do amplificador operacional é estabelecido pela realimentação à base de T2 (ou seja, pela relação entre R3 e R4). Para sermos mais precisos, o ganho global é equivalente a

$$A = 1 + R4/R3,$$

o que, com os valores sugeridos, resulta em 22 vezes. Em CC o circuito tem ganho unitário, devido ao efeito de C2; o ponto de -3 dB é 5 Hz, aproximadamente.

Para encerrar esta parte, algumas palavras sobre as fontes de corrente. Os resistores R9 e R15 constituem um divisor de tensão, provocando uma queda em torno de 1,3 V sobre R15; o capacitor C4 serve para “suavizar” essa tensão, eliminando de modo eficiente qualquer ondulação da fonte e outras interferências indesejáveis. Como as bases de T3 e T12 estão ligadas a esse ponto, a queda de tensão sobre os resistores de emissor deve ser constante: 1,3 V menos a queda base-emissor de 0,6 V (que é uma aproximação melhor que 0,7 V, com as baixas correntes envolvidas).

Uma queda fixa de tensão só pode ocorrer sobre um resistor se a corrente é também constante — a qual deve fluir pelo coletor do transistor associado. Assim sendo, todo esse estágio atua como uma fonte de corrente, onde o valor da mesma é determinado pelo resistor de emissor.

A saída do amplificador de linha vai acoplada aos controles de balanço e volume, como se vê na figura 1. O controle de balanço foi concebido de forma a não produzir uma saída global constante: à medida que é afastado de sua posição central, um dos canais sofre uma atenuação, enquanto o ganho do outro tem uma elevação apenas marginal — que não chega a ser suficiente para manter a saída global aparentemente constante. Na prática, esse tipo de recurso proporciona um efeito mais natural que os modelos de nível constante.

Como já mencionamos, a chave de emudecimento (*mute*) provoca uma queda de 20 dB no nível do sinal; isto é obtido por intermédio de R19...R21 e P9, que atuam como um divisor 1:10. O controle de volume (P9) está situado na saída do pré-amplificador, pois assim qualquer ruído produzido pelo circuito sofre uma redução sempre que o nível de saída é diminuído, preservando a relação sinal/ruído do sistema. Por outro lado, não há necessidade de incluir esse controle em um estágio anterior, já que está descartado o perigo de sobrecarregar qualquer um dos estágios; todos eles exibem uma boa “folga” de projeto, além do que a sensibilidade de cada entrada pode ser ajustada para se adequar à

fonte de sinal correspondente, por meio dos trimpots já mencionados.

Montagem

A placa impressa destinada ao amplificador de linha aparece na figura 5, esta em tamanho natural. A parte que contém os bornes de saída deve ser separada do corpo principal e depois montada perpendicularmente a ela, em uma das bordas (veja foto). O módulo terminado por ser então instalado em seu devido lugar da placa-barramento, próximo aos controles de volume e balanço. Os resistores associados a esses controles e à chave *mute* também ficam alojados na placa-barramento.

A corrente quiescente que flui pelos elementos de saída (T9/T11 e T9'/T11') deve ser ajustada em 15 mA através de P1 e P1', segundo esta sequência de operações:

- Gire P1 e P1' totalmente no sentido horário, ao observá-los pela face dos componentes da placa; isto leva o cursor à extremidade livre do potenciômetro, colocando-o em curto.

- Ligue então um multímetro entre os coletores de T9 e T11 (em paralelo com R13 e R14, portanto), com o terminal positivo do instrumento em T9.

- Agora ligue o Prelúdio (e não antes!), girando P1 lentamente, até que o instrumento indique 320 mA.

- Repita o processo com o outro canal (P1'). Se desejar, você pode conferir as várias tensões indicadas na figura 4. O nível CC na junção de R13/R14/C7 deve ser de 50 mV acima ou abaixo de 0 V, no máximo.

Apenas uma observação final sobre a montagem: as ligações entre a placa-barramento e os soquetes de saída devem ser feitas, obviamente, com cabo blindado. Esse cabo deve percorrer a borda inferior da placa do amplificador de linha, pela face do cobre. Em dois pontos, um par de ilhas foi previsto para esse fim; a idéia é estabelecer uma pequena ponte de fio sobre o cabo blindado, nesses pontos, a fim de mantê-lo no lugar.



As várias tecnologias dos monitores de vídeo

2ª parte

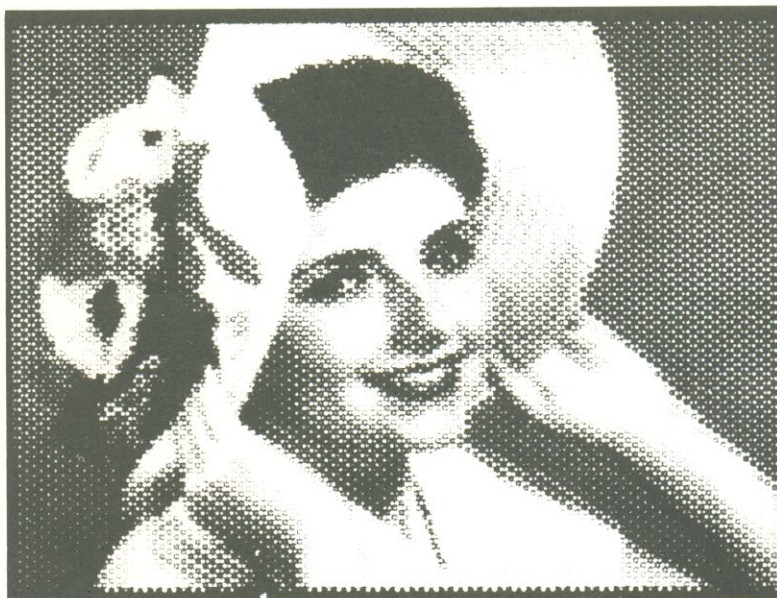
Vistos os tubos de raios catódicos (TRCs) e os visores de cristal líquido (LCDs), na primeira parte, vamos nos deter agora nos painéis de LEDs (diodos emissores de luz), PDP (plasma) e ELP (eletroluminescentes)

2. LCDs (continuação)

Tempo partilhado — Os grandes visores de cristal líquido são excitados pelo processo de *time sharing* (ou tempo partilhado), em duas modalidades distintas: uma delas aciona o LCD externamente, enquanto a outra faz corresponder um elemento de memória a cada elemento de imagem e os excita externamente. A primeira é conhecida por *matriz simples* e a segunda, por *matriz ativa*.

Na modalidade de matriz simples, o cristal líquido do tipo TN (*twisted nematic* ou *nemático torcido*) existente entre dois substratos de vidro forma uma série de eletrodos transparentes com o formato de tiras. Cada intersecção entre os eletrodos superior e inferior dá origem a um elemento de imagem, constituindo assim uma estrutura bastante simples e de baixo custo. Entretanto, à medida em que aumenta o número de linhas partilhadas, os intervalos entre os estados “ligado” e “desligado” tornam-se cada vez mais curtos, provocando a deterioração do contraste e da visualização; tais defeitos estão sendo corrigidos aos poucos.

A modalidade da matriz ativa foi concebida para contornar os defeitos da anterior. Ela dispõe de



Protótipo de uma TV em cores utilizando a tecnologia PDP.

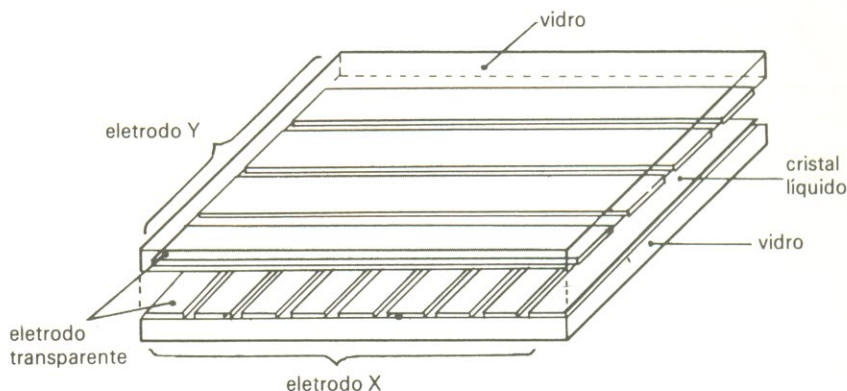


figura 6 — Estrutura de um simples painel matricial.

dois métodos de implementação: um deles utilizando transistores como elementos ativos e o outro adotando diodos. O transistor proporciona um chaveamento adequado, próprio para TV, caso em que o sistema é excitado fazendo-se conduzir o transistor através da linha de portas; o contraste e o ângulo de visão resultam consideravelmente melhorados (figura 7).

Essa versão exige a formação de um número apropriado de transistores no substrato. As dimensões do visor, por sua vez, são determinadas pelo tamanho desse substrato; já podem ser encontrados visores de até 3 polegadas (cerca de 7,7 cm) utilizando essa tecnologia. Existe a possibilidade de usar tanto transistores MOS confeccionados em um substrato de silício monocristalino ou transistores de película fina (TFT) em um substrato de vidro, sendo que os do primeiro tipo tendem a limitar o tamanho do visor.

A segunda versão ativa, à base de diodos, forma a matriz empregando diodos bidirecionais e de silício amorfo. Sua estrutura é das mais simples, sendo também apropriada para grandes visores, exibindo uma boa qualidade de imagem. É dirigida a terminais de computador e equipamentos para automação de escritórios.

Grandes LCDs do tipo STN — Diversos fabricantes desenvolveram visores de grandes dimensões (640 x 400 pontos) empregando cristal líquido STN (*super twisted nematic*). Já existem até mesmo várias TVs em cores sendo comercializadas, no Japão, que utilizam essa tecnologia (figura 8). O número de elementos de imagem foi elevado de 57600 para 92160, o que contribuiu para melhorar ainda mais a qualidade de reprodução desses televisores.

A TV em cores de cristal líquido combina o filtro de cor RGB com o LCD. Este atua como um obturador, controlando os raios transmitidos e gerando cores através de um filtro adequado e

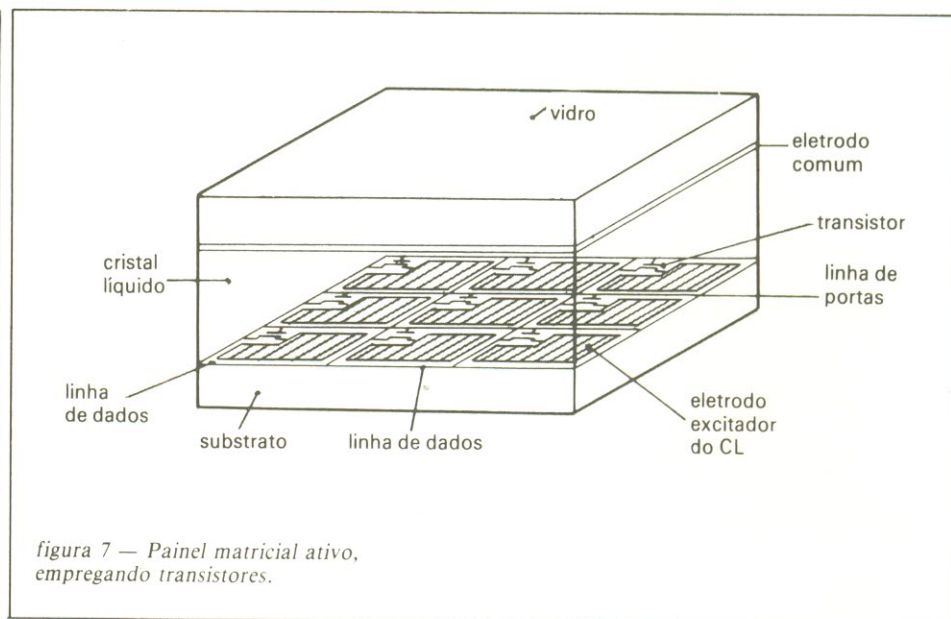


figura 7 — Painel matricial ativo, empregando transistores.

uma fonte de luz traseira. A principal tecnologia usada nesse caso é a de matriz ativa, utilizando no chaveamento transistores de película fina em silício amorfo.

3. Painéis de LEDs

São dispositivos semicondutores que emitem luz própria e continuam sob pesquisas que visam melhorar seu brilho — em especial o do LED vermelho, que exibe uma intensidade luminosa de 3 a 5 mil mcd (milicandelas). A maior emissão desses LEDs é obtida pelo uso do GaAs (arsenieto de gálio) com elevada eficiência quântica e uma estrutura aperfeiçoada. Da mesma forma, está em andamento o desenvolvimento do LED verde, utilizando GaP (fosfeto de gálio) e do LED amarelo ou laranja com GaAsP (fosfeto-arsenieto de gálio). O pleno desenvolvimento do LED azul será essencial para se obter visores coloridos de LEDs, mas isto levará ainda algum tempo. Merecem ser mencionadas, por fim, as pesquisas que estão desenvolvendo os LEDs de SiC (carbeto de silício) e GaN (nitreto de gálio).

Existem dois tipos distintos de visores de LEDs: uma unidade

monolítica, que distribui os diodos em forma de matriz sobre um substrato e uma unidade híbrida, contendo CIs de LEDs independentes também sob a forma de matriz. O primeiro encontra utilização em pequenos visores que exigem alta resolução operam com menor potência; o segundo é mais adequado para grandes visores, em cores ou não.

4. Painéis de plasma (PDPs)

A luz emitida pelo PDP surge da aplicação de uma tensão elevada, através de um eletrodo, em um gás hermeticamente selado. De acordo com o dielétrico empregado, a excitação pode ser em CA ou CC — sendo que o primeiro caso adota *refresh* e memória e o segundo, *refresh* e auto-varredura. Sua estrutura básica e os circuitos excitadores estão sendo progressivamente simplificados, tornando viável a utilização de tensões de operação mais baixas. A maioria desses painéis emprega o gás neônio, que emite uma luz vermelha-alaranjada.

Vários modelos exibindo 640 x 200 pontos e 640 x 400 pontos já são produzidos em massa, enquanto os de 640 x 800 começam a se tornar disponíveis. Em fase

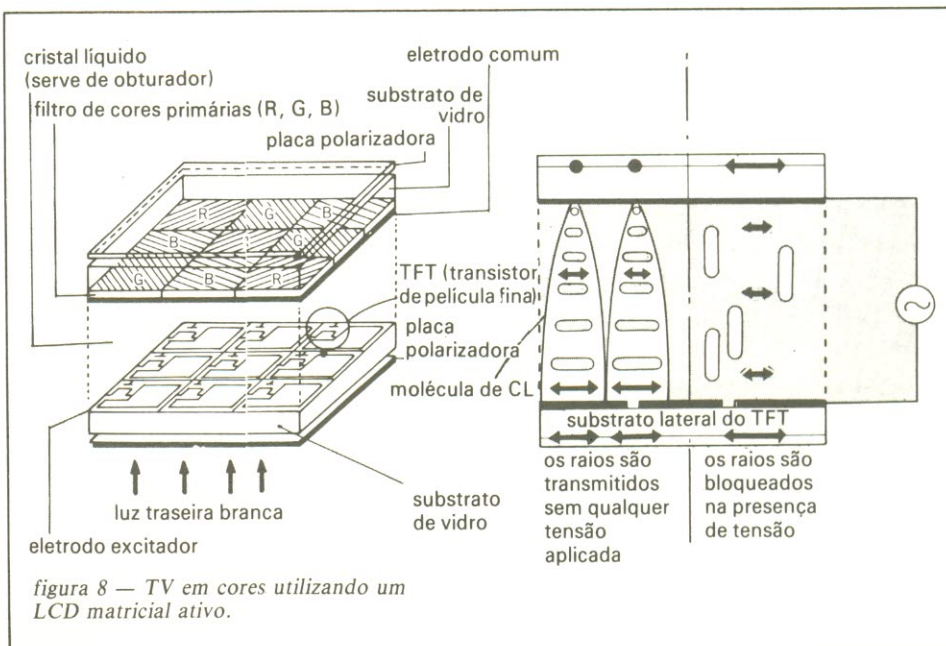
experimental foi registrado ainda um painel com um *dot pitch* (passo de pontos) de apenas 0,2 mm e uma resolução equivalente a 1240 x 512 pontos; mas ele é operado a partir de altas tensões, o que torna problemático o circuito de excitação. Em compensação, o desenvolvimento de integrados MOS e híbridos resistentes a tensões elevadas, juntamente com sistemas de operação de menor potência, vêm viabilizando esse modelo, além de torná-lo mais compacto.

Os esforços empregados no aperfeiçoamento dos PDPs visam os esperados televisores de parede. Embora ainda não estejam suficientemente evoluídos para isso, eles já alcançaram uma sofisticação admirável. Um bom exemplo desse progresso é o painel desenvolvido pela Hitachi, que representa um avanço em termos de eficiência luminosa e tempo de resposta, graças à inclusão da chamada "descarga Townsend" e de células memorizadoras (figura 9). A empresa anunciou um protótipo de 8 polegadas (cerca de 20,3 cm), com as seguintes especificações: passo da célula-1 mm; número de elementos de imagem-4800; eficiência luminosa-1,6 lúmens/watt (branco); contraste-200:1; espessura-8 mm (!)

5. Painéis eletroluminescentes (ELPs)

Utilizando emissão através de campos elétricos, eles são leves, finos e de fácil visualização. São também classificados em dois tipos distintos: potência e película fina.

Os dispositivos de película fina encontram utilização como monitores de computador, instrumentos de medição e equipamentos para automação de escritórios. Neste caso a excitação também pode ser em CA ou CC, dependendo da presença ou não de um isolante entre o material luminescente e o eletrodo externo. São produzidos com o auxílio de novas técnicas, tais como MOCVD (epitaxia por feixe químico de

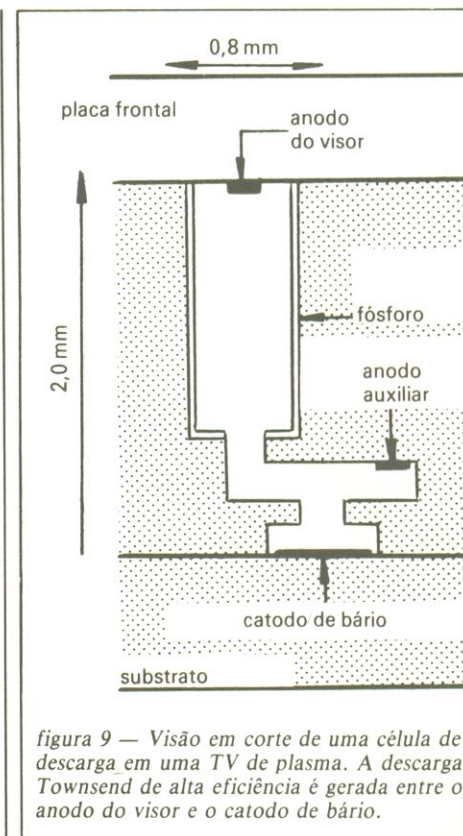


metal-óxido), MBE (epitaxia por feixe molecular), CVD de plasma e ALE (epitaxia por camadas atômicas), que visam desempenho e produtividade elevados.

No momento, os visores coloridos ainda são objeto de pesquisa. É que as cores vermelha e azul continuam apresentando brilho inferior à verde, o que exige o desenvolvimento de novos materiais.

Os painéis ELP costumam ser excitados por tensões variando de 50 a 200 V, exigindo portanto uma estrutura com películas duplamente isoladas, a fim de garantir a confiabilidade. Essas tensões elevadas, além disso, tendem a encarecer os CIs excitadores — razão pela qual tenta-se reduzi-las pela utilização de materiais com alta constante dielétrica na película isolante; com tal providência, a excitação pode ser feita com 100 V, apenas.

Diversos computadores pessoais japoneses já adotam ELPs de 512 x 256 pontos. Em 1985 foram lançados modelos com resoluções de 640 x 200 e 640 x 400 pontos, visando a compatibilidade com os tubos de raios catódicos. Em fase de desenvolvimento já se encontram tipos de 750 x 400, 1024 x 512 e 1024 x 1024 pontos,



destinados a aplicações gráficas de precisão.

Fonte: revista JEI, dezembro de 1986.

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

Comentários e sugestões

Faço uso desta para parabenizá-los pelos artigos bem elaborados e também pelos circuitos bem projetados, trazendo aos hobistas, técnicos e engenheiros uma margem de segurança considerável. Portanto, aproveito a oportunidade para lhes dar uma sugestão e ficarei muito grato se for acolhida. Por que não publicar, nas suas futuras edições, circuitos de *flash* eletrônico, cabeçotes para guitarras e baixo, trêmulo para instrumentos musicais, sintetizadores de voz, geradores de barras para TV, circuitos de eco e reverberação, etc? Desde, é claro, que os componentes sejam de uso nacional e de fácil aquisição.

Guaraci A. de Souza
Rio de Janeiro — RJ

Muito admiro o trabalho feito por vocês, pelo excelente nível de qualidade, tanto no aspecto estético como nos temas abordados. Expresso aqui meus cumprimentos.

Aproveitando a oportunidade, gostaria de sugerir temas para uma possível publicação. Refiro-me a

temas como o *hardware* de alguns computadores que existem no mercado atualmente, detalhes sobre transmissão de dados e matérias que passem noções de como projetar circuitos de interface para os mesmos. Também acho interessante o estudo básico do comportamento de dispositivos eletrônicos em alta frequência, tais como em linhas de transmissão, por exemplo.

Volto a parabenizá-los pela seleção dos temas que já foram publicados e dou uma "força" para toda a equipe de produção, para que continue e melhore cada vez mais esse trabalho (...)

Marcos Satoru Yunaka
S. José dos Campos — SP

Agradeço através desta carta a resposta às minhas dúvidas sobre o Maquiador de Áudio, dada na Elektor nº 14. Esclareço que no intervalo entre as perguntas que formulei e a chegada da resposta confeccionei as placas do circuito e o montei por completo (foi difícil achar o TL 084). Já o testei e está funcionando. Ficou ótimo.

Essa montagem será muito útil para pessoas que, como eu, possuem videocassetes mono e apreciam um som melhor. Faço minhas também as solicitações do leitor que pediu o circuito de um aparelho que possa ser ligado entre dois vídeos, para melhorar a qualidade das cópias (Elektor nº 15).

Augusto Antonio de Almeida
Contagem — MG

Claro que sempre fazemos o possível para atender os pedidos e sugestões de nossos leitores; um bom exemplo dessa política é a pesquisa que publicamos na revista

há alguns meses e que agora está na fase de compilação e tabulação. A partir daí obteremos ainda mais subsídios para adequar a Elektor ao gosto da maioria; mas mesmo antes de terminar esse processo podemos adiantar que as respostas foram altamente favoráveis à nossa atual linha editorial e que a dobradinha áudio/informática foi a mais cotada nas preferências. Pedimos apenas alguma paciência com certas montagens, já que determinados componentes parecem sofrer fases de "entressafra" em nosso mercado, mesmo quando deveriam ser facilmente encontrados, pela lógica (como o caso do integrado TL 084, citado pelo Augusto, que é encapsulado na cidade de Campinas pela Texas do Brasil). Outras montagens, além disso, terão que esperar tempos mais amenos, pois dependem de peças especialmente importadas — o que só se justifica, economicamente, com grandes quantidades.

Agora vamos falar um pouco sobre o pedido do Marcos. Pretendemos continuar abordando circuitos e informações sobre a área de informática na revista Elektor, mas eles serão publicados com mais frequência em uma nova revista de nossa editora, denominada "Mikro". Ela já está com a segunda edição nas bancas e cobre tudo o que diz respeito à informática, eletrônica, telecomunicações e automação, mas de uma forma mais técnica do que as similares nacionais. Leiam e comprovem.

Dúvidas

Aproveito a oportunidade para pedir-lhes alguns esclarecimentos sobre o Gravador de cassetes digital, publicado na Elektor nº 1. Montei o kit comprando componentes na praça local e, devido à dificuldade de encontrá-

los, principalmente os CIs, optei por substituir IC1 e IC2 (LF356) pelo 741 e IC3 (TL 084) pelo LM324.

Utilizei para os testes iniciais um gerador de áudio com 15 mV RMS, observando com o osciloscópio os pontos referidos na figura 3, pág. 58. Tirei a conclusão de que tudo estava funcionando normalmente. Depois fiz um teste com o TK 85 e não obtive o mesmo resultado. Perguntaria então se a substituição dos CIs seria a causa do não funcionamento ou será que o nível de saída do TK 85 é muito baixo? Agradeceria muito se pudesse obter sugestões ou soluções para esse caso.

Gostaria de comprar a Elektor nº 2, pois me interessei pelo artigo "Placa universal de memória", mas infelizmente está esgotado; não seria possível me fornecerem uma cópia do referido artigo? Gostaria

também de adquirir diagramas esquemáticos de micros, principalmente do TK 85, pois tenho muita curiosidade sobre o seu hardware.

Raimundo P. Maia
Salvador — BA

Essas alterações feitas no circuito da interface para gravação de dados, Raimundo, vão fatalmente comprometer seu desempenho. Veja o caso do LF356, por exemplo: ele não poderia ser trocado pelo 741 simplesmente porque este não possui transistores FET no primeiro estágio e, portanto, apresenta uma impedância de entrada bem menor. A substituição do TL 084 pelo LM324 não é tão grave, embora os parâmetros e a qualidade não sejam exatamente os mesmos. Sugerimos que você

procure esses componentes com mais insistência; se possível, peça a algum amigo que lhe traga as peças de São Paulo ou do Rio.

Para saber mais sobre o TK 85, o melhor caminho talvez seja recorrer ao próprio fabricante desse micro, que deve oferecer um serviço de apoio ao usuário. Os esquemas poderão ser obtidos em esquadreiras, que são empresas especializadas no ramo; tente a Esbrel, que tem filiais no Rio e S. Paulo. Quanto ao artigo do nº 2, infelizmente ainda não temos um serviço de cópias de edições esgotadas; uma alternativa seria anunciar em nossa seção Mini-anúncios (é um serviço gratuito para os leitores), oferecendo-se para comprar um exemplar de algum outro leitor.*

mini anúncios

Monto sob encomenda voltímetros AC/DC, geradores de áudio e RF, fontes, frequencímetros analógicos e digitais, transmissores FM estéreo; compro esquema dos voltímetros AC Leader LMV181 e Trio VT155 — Segemitsu Mário Buniya; Av. João Ramalho, 1699; CEP 09300; Mauá, SP.

Estou à disposição para intercâmbio de idéias na área de áudio — Roberto de Zardo; R. Júpiter, 988; Contagem, MG.

Vendo coleção completa da Nova Eletrônica e dou de brinde um TTL Data Book da National (1976) — José Josivaldo Oliveira; R. Henrique Barsotti, 19; S. Paulo, SP; CEP 05798; fone (011) 511-6624.

Vendo revistas Nova Eletrônica nº 28, 30, 33, 43, 55, 56, 58, 62, 78, 79, 96, 98, 102, 103, 114 — Maria Amélia; Av. Siqueira Campos, 671, apto. 33, Santos, SP, CEP 11040; fone (0132)38-9911 (à noite).

Compro esquemas e informações sobre instrumentos musicais eletrônicos e equipamentos profissionais de áudio de origem estrangeira — Manoel Eduardo da Silva; R. Barão do Triunfo, 47, Salvador, BA, CEP 40.000.

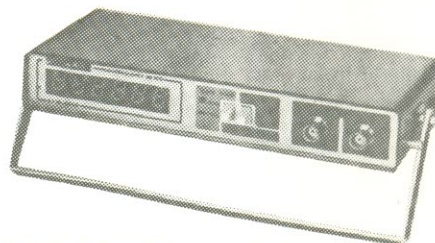
Compro manual de instruções do osciloscópio Labo mod. 549C mesmo em xerox, desde que seja legível — Giovane de Souza; R. Gustavo Riedel, 216/101, Rio de Janeiro, RJ, CEP 20730; fone (021)249-7542.

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

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

Filcrl Instrumentos

FREQÜENCÍMETRO DIGITAL SFM 6.000



ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

- Faixa de Frequência 10Hz à 200MHz
- Tempo de Gatilhamento 10ms (100Hz resolução)
.1s (1Hz resolução)
- Precisão ± 1 dígito
 $\pm$ precisão da base de tempo
- Impedância de entrada Input 20MHz — 1M Ohms
Input 200 MHz — 75 Ohms
(com carga externa de 75 Ohms)
- Faixas de Leitura 1ª Faixa 10Hz — 999KHz
(Limite de faixa a 5MHz "overrange")
2ª Faixa ± 100 KHz à 20MHz
3ª Faixa 15MHz à 200MHz
- Sensibilidade (com Sinal Senoidal) Entrada de 20MHz — 500mVRms ou melhor
— 10Hz à 100KHz — 50mVRms ou melhor
100KHz à 20MHz
(com carga de 75 Ohms)
Entrada de 200MHz — 150mVRms ou melhor
— 15MHz à 200 MHz
(com carga de 75 Ohms)
- Máxima Tensão de Entrada Entrada de 20MHz — 100V pico de 10Hz à
1MHz e 25V pico 200MHz
Entrada de 200MHz — 10V pico 15MHz
— 200MHz

MEDIDOR DE ATERRAMENTO MODELO 3235A



ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

- Método de Medição 2 eletrodos em adição ao sistema de terra em teste.
- Princípio de Operação Potenciométrico AC em ponte, utiliza inversor transistorizado 400 Hz e detector síncrono, de modo que não é afetado por sinais DC ou tensão de frequência 50/60 Hz.
- Gamas de Medição Resistência de Terra:
0 ~ 10 ~ 100 ~ 1.000 Ω
(escala logarítmico)
Tensão de Terra: 0 ~ 30 V
- Tensão de Teste 120 AC (rms)
- Classe de Exatidão Faixa (Ω) Tolerância
0 ~ 2 Ω ... $\pm 5\%$ de 2 Ω
($\pm 0,1 \Omega$ ou menor que divisão)
2 ~ 20 Ω ... $\pm 2,5\%$ de 20 Ω
($\pm 0,5 \Omega$ ou menor divisão)
20 ~ 200 Ω ... $\pm 2,5\%$ de 200 Ω
($\pm 5 \Omega$ ou menor divisão)
200 ~ 1000 Ω ... $\pm 5\%$ de 1000 Ω
($\pm 50 \Omega$ ou menor divisão)
- Alimentação 4 Pilhas de 1,5 V (tamanho D)
- Resistência de Isolação Maior que 20 M Ω a 500 V, aplicado entre terminais e caixa

MEGOHMETRO MANUAL MODELO 2404



MODELOS DISPONÍVEIS

Código	Medição da resistência de isolamento (escala superior)			Medição da Tensão CA	Medição de baixa resistência (escala superior)	
	Tensão de Teste (CC) M Ω	Escala efetiva de medida		Marca do centro da escala	Escala	Escala de continui- dade
		Faixa 1	Faixa 2			Marca do centro da escala
240414	500V 1.000M Ω	1 a 500M Ω	500 a 1.000M Ω	20M Ω	0 a 300V	0 a 500 Ω
240415	1.000V 2.000m Ω	2 a 1.000M Ω	1.000 a 2.000M Ω	50M Ω	300V	Não disponível
240416	2.000V 5.000M Ω	5 a 2.000M Ω	2.000 a 5.000M Ω	100M Ω	0 a 300V	Não disponível

FILCRIL

São Paulo: Rua Santa Efigênia, 480 — tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro: Rua República do Líbano, 07 — tel.: (021) 224-3399

FILCRIL

O universo da eletrônica às suas ordens!

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

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

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.

**Esperamos por você
em nossos endereços:**

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



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



MULTIMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

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

MIC 2200 A

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

MIC 6600 C

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

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM

ELETRÔNICA LTDA.

Rua General Osório, 164 - 2º andar

CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213