

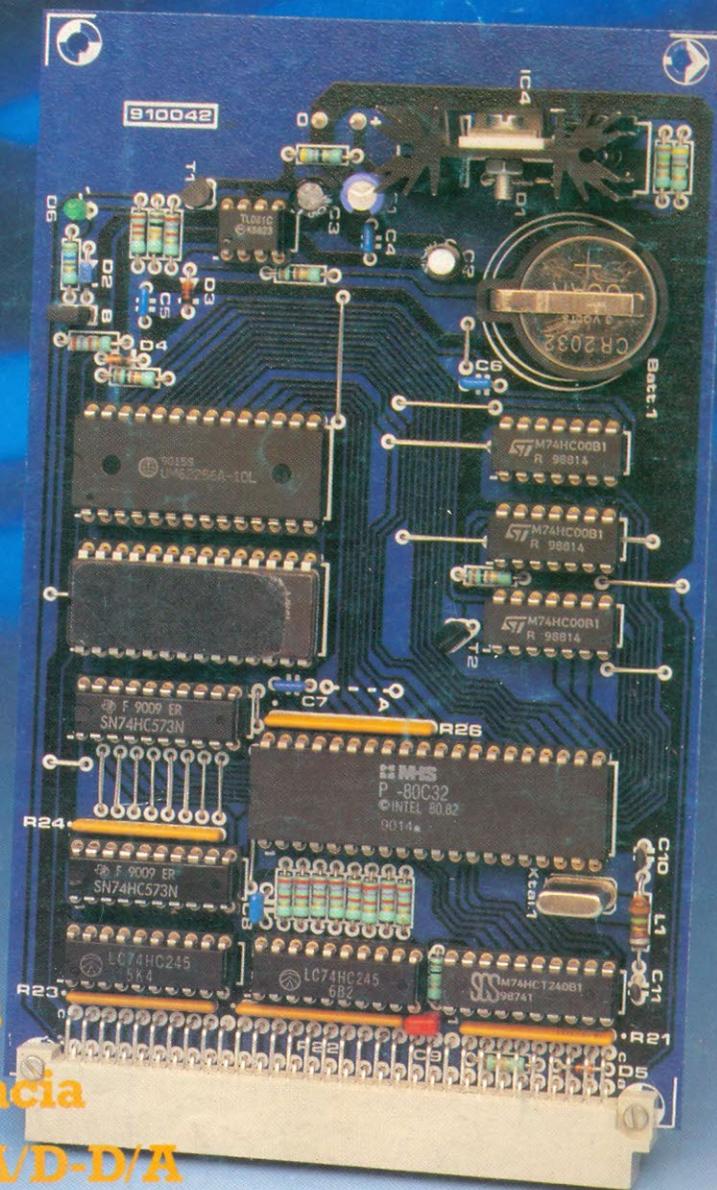
n.º 84
Dezembro
1991

mensal
preço
550\$00

ELEKTOR

electrónica

**microcomputador
8032/8052**



Verificador de pilhas
Medidor de condutância
Conversor de vídeo A/D-D/A
Receptor AM-FM compacto

Edição portuguesa
Periodicidade: mensal
Sede, direcção, administração e redacção: Rua D. Estefânia, 32, 1.º — 1000 LISBOA
 Tel.: 315 27 63 • Fax 52 26 43 • Telex 64918 FERBEN P

Departamento de Publicidade
 R. Rodrigues Sampaio, 3, 5.º — 1100 LISBOA
 Tel.: 315 33 26/352 50 01 — FAX 52 26 43
 TELEX 64918 FERBEN P

Delegação do Porto
 Rua da Alegria, 181, 2.º Esq. — 4000 PORTO
 Tel.: 2 94 10

Empresa proprietária e detentora dos direitos de reprodução para Portugal:

Ferreira & Bento, Lda.
 R. D. Estefânia, 32, 1.º — 1000 LISBOA
Capital social: 100 000 000\$00
Registo comercial: (Lisboa): n.º 35957
 Pessoa colectiva n.º 500 061 130
 Horário de funcionamento: 9.00 às 13.00 e 14.00 às 18.00, de segunda a sexta-feira.
Conselho de gerência: António M. Bento, Helder B. Lemos

Directores executivos: Sérgio Guerreiro (finanças), Maria Fernanda Neto (editorial), Pina Mendes (produção gráfica)

Secretária de publicidade: Rui Carneiro

Directora: Gonçalves da Silva

Revisão: Fernanda Fonseca, Constantino Romão e António Barcia

Paginação: Sandra Madeira
 Director técnico e coordenador internacional: R. S. M. Walraven

Redactor chefe da edição internacional: Len Seymour

Secretariado da redacção internacional: M. Pardo e G. W. van Linden

A publicação da revista *Elektor* segue um ritmo mensal. No entanto, os números de Julho e Agosto de cada ano são combinados num número duplo, que tem o nome de «Circuitos de Verão», a sair na primeira quinzena de Julho.

Alteração de morada: não se esqueça de nos comunicar, com pelo menos seis semanas de antecedência, toda e qualquer alteração de morada, juntando a essa indicação a etiqueta autocolante consistente da embalagem do último número que recebeu.

Direitos de autor: todos os desenhos, fotografias, projectos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de *Elektor* estão sob a protecção do Código de Direitos de Autor 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 protecção de patentes, a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente da não indicação explícita dessa protecção. 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.

Direitos de reprodução:

Elektor B. V.
 Peter Treckpoelstraat 2-4
 6191 VK Beek — Holanda
Director: P.E.L. Kersemakers

Elektor sari
 Route Nationale, Le Seau; B.P. 53
 59270 Bailieu — França
Directores: D.R.S. Meyer, G.C.P.

Raedersdorf
 Elektor Verlag GmbH
 Süsterfeld-Strasse 25 5100 Aachen — Alemanha
Director: E.J.A. Krempelsauer

Audio Amateur Publications
 P.O. Box 576
 Petersborough NH 03458 — U.S.A.
Director: E. Dell

R.C. Elektronika
 Batthyany U. 13
 1015 Budapest — Hungria
Director: A. Lakatos

Ekeltorcal Ltd.
 P.O. Box 41096
 Tel Aviv 61410 — Israel
Director: M. Avraham

Elektor Electronics PVT
 Chotani Building
 4000 07 Proctor Road
 Bombaim — União Indiana
Director: C. Chandarana

Resistor S.A.
 C/ Maudes 15
 Entresuello
 28003 Madrid — Espanha
Director: A. Buella

Elektor Electronics
 Down House
 Broomhill Road
 Londres SW18 4JQ — Inglaterra
Director: Mr. L. Seymour

Electronic Press
 Pyramidbacken 6
 14105 Huddinge — Suécia
Director: Mr. B. Cedrum

Composto por Fotocompográfica, Lda.
 Impresso por Publici Gráfica
 Rua Jorge Colaço, 16 C — 1700 LISBOA

Distribuidores exclusivos:
 ELECTROLIBER
 R. Prof. Reinaldo dos Santos, lote 1488
 1500 LISBOA
 Tiragem: 12 000 exemplares
 Registo da Comunicação Social n.º 110 523
 Depósito legal n.º 7313/84

Gente e negócios

Correktor

Páginas de CI

Mercado

Números atrasados	84-85
Anúncios grátis	84-87
serviço Elektor	84-88
Índice de anunciantes	84-90

Microcomputador 8032/8052 84-23

Versão melhorada do computador BASIC publicado em 1988; possui maior RAM e ROM, além de incluir um programador de EPROM.

O á-bê-cê das medições (V) 84-30

Considerações sobre medições de impedância, potência e frequência de resposta no domínio dos áudio-frequências.

PROJECTO INTERMÉDIO: verificador de linhas 84-34

Um pequeno e simples instrumento que permite verificar instantaneamente o estado de carga das pilhas dos modelos mais vulgares.

Receptor AM-FM compacto 84-38

Com 3 integrados apenas, eis um minireceptor para AM e FM com som estereofónico.

Conversor de vídeo A/D- D/A (I) 84-41

Como o seu nome indica, esta montagem está mesmo a calhar a quem pretender manipular imagens de vídeo.

Analizador de semicondutores para PC (II) 84-49

Permite ver no ecrã do seu PC as curvas características de semicondutores e, evidentemente, obter de imediato uma cópia de papel.

Analizador lógico (III) 84-56

Com 16 canais, o analisador lógico destina-se a possibilitar medições digitais em circuitos complexos, onde o osciloscópio começa a mostrar as suas deficiências.

Antena de quadro QTC 84-62

Uma antena de transmissão direccionada e compacta com excelente comportamento da banda dos 80 metros.

Cálculo de rectificadores 84-64

Um pouco de teoria acerca das fontes de alimentação de corrente contínua.

Medidor de condutância 84-67

Embora seja raro, por vezes (caso dos líquidos) convém medir a condutância em vez da resistência. Esta montagem permite fazê-lo com a maior das facilidades.

Relé temporizado de estado sólido 84-69

Na época dos triacs e tiristores, os relés parece começarem a perder interesse. Veja porquê.

Volume 7 — Número 84

ISSN 0870-1407



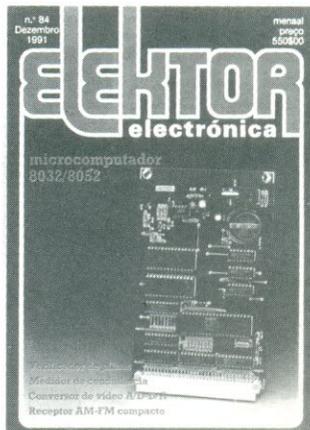
SUMÁRIO



No próximo número:

- Medidor de fase digital
- Analisador lógico (IV)
- Conversor de vídeo A/D-D/A (II)
- Detecção e correcção de erros
- O á-bê-cê das medições (CI)
- Regulador de luminosidade para lâmpadas de halogénio
- Receptor/emissor de luz
- Controlador de velocidade para motores de c. c.
- Modulador de largura e impulsos versátil
- Interruptor de luz com comando remoto de TV

Protótipo da nova versão Mark II do microcomputador monoplaça BASIC criado pela *Elektor* há já alguns anos atrás.



SERVIÇO ELEKTOR

ASSINATURAS

Utilize o postal destacável que se encontra a seguir à última página da revista para se inscrever como nosso assinante.

Preço de assinatura anual:
 Continente, Açores e Madeira — 5100\$00 (Açores e Madeira por via aérea — 7100\$00); Europa — 11 600\$00; outros países — 17 100\$00.

O número no qual se inicia a assinatura corresponde sempre ao mês seguinte ao da recepção do pedido de assinatura nos nossos serviços. Caso pretenda adquirir números anteriores a esses e não os encontre no seu fornecedor habitual utilize o nosso «Serviço de Números Atrasados».

SERVIÇO DE NÚMEROS ATRASADOS

Tal como o nome indica, este serviço destina-se a pôr à disposição dos nossos leitores os números da revista *Elektor* que estejam em falta na sua coleção. Faça os seus pedidos para a nossa sede, utilizando o postal com a designação «Serviço Elektor». Não se esqueça de acrescentar 250\$00 por uma revista para o Continente e Ilhas, por via normal, ou 475\$00 para mais de uma revista. Se pretender receber a revista por via aérea terá de enviar 405\$00 por uma só revista ou 735\$00 por mais de um exemplar, para despesas de embalagem e portes de correio. Este

N.ºs	Preço
1 e 2	esgotados
3-6 e 9-12	240\$
7/8	esgotados
13-18 e 21-24	300\$
19/20	esgotados
25-30 e 33-36	350\$
31/32	esgotados
37-42 e 45-48	390\$
43/44	esgotados
57	esgotado
49-54 e 58-60	425\$
55/56	esgotados
61-66 e 69-72	475\$
67/68	950\$
73-78 e 81-84	550\$
79/80	1100\$

SERVIÇO DE CONSULTAS TÉCNICAS (CT)

Este serviço destina-se a dar assistência aos nossos leitores que tenham dificuldades na construção de alguns dos projectos apresentados em *Elektor*. As questões podem ser apresentadas pelo telefone 57 27 63 da rede de Lisboa, todas as terças-feiras, entre as 12 e as 13 horas. Durante os meses de Julho e Agosto este serviço não funciona. Também podem ser feitas perguntas através de carta enviada directamente para a nossa morada. Para nos ajudar a responder rápida e eficientemente às suas questões tenha em atenção os seguintes pontos:

- Inclua juntamente com as perguntas um sobrescrito de resposta com o seu endereço previamente escrito e devidamente selado.
- Marque o canto superior esquerdo da carta com as iniciais CT.
- Será para nós muito mais fácil responder-lhe se tornar a sua pergunta o mais sucinta possível e nos der indicações concretas

acerca dos valores de tensão e/ou corrente medidos, componentes utilizados, etc., e se escrever em letra de imprensa os termos cuja interpretação se torne difícil (alguns termos técnicos, por exemplo).

- Se por acaso não conseguir encontrar alguns dos componentes necessários no seu fornecedor habitual consulte os anúncios inseridos em cada um dos números da revista ou ainda a secção «Tópicos para Compras», onde tem a lista dos fornecedores dos componentes mais difíceis de encontrar.
- Não nos é possível, por motivos que facilmente os leitores compreenderão, responder a perguntas não relacionadas com os artigos publicados em *Elektor* ou ainda indicar as possibilidades de adaptação dos circuitos por nós publicados a outros de outras origens. Também não podemos fornecer informações adicionais sobre componentes, as quais terão de ser solicitadas pelos nossos leitores junto dos respectivos fabricantes. Como é fácil de entender, a resposta a questões deste género ocupar-nos-ia um espaço de tempo demasiado longo em relação àquele que a elaboração da revista em si nos toma.

SERVIÇO DE CIRCUITOS IMPRESSOS

Além de apresentarmos nas páginas centrais os desenhos dos circuitos impressos da maior parte dos circuitos constantes em cada número, possibilitando aos leitores que o desejem a fácil execução da placa de circuito impresso, temos também disponíveis nos nossos serviços algumas das placas de circuito impresso prontas a ser utilizadas, já furadas e com indicação serigráfica da localização dos componentes. Utilize o postal de encomenda apropriado para fazer a aquisição do circuito desejado.

Os preços indicados não incluem as despesas de embalagem e portes de correio, pelo que deverá incluir em cada encomenda a importância necessária para cobrir essas despesas.

O que quer dizer 10 n?
 O que é o Serviço Elektor?
 Em que consiste o Serviço CT?
 O que é a secção Correktor?

Tipos de semicondutores

Existe no mercado um grande número de semicondutores com características muito semelhantes mas com referências diferentes. Por essa razão, sempre que possível, utiliza-se na revista *Elektor* apenas a referência universal que identifica o dispositivo, por exemplo a referência '741' identifica um amplificador operacional que, dependendo dos fabricantes, pode ter as designações μ A741, LM741, MC741, MIC741, RM741, SN72741, etc.

As referências 'BC 107B', 'BC 237B', 'BC 547B' indicam todas elas transistores de silício pertencentes a uma mesma 'família' de características semelhantes. De um modo geral, os diferentes membros de cada uma das séries são intermutáveis entre si.

Famílias BC 107 (-8, -9) (NPN):

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9) BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 9-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -99), BC 414

Famílias BC 177 (-8, -9) (PNP):

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9) BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4) BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

Valores de resistência e capacidade

Sempre que possível evita-se incluir nos valores de resistência e capacidade casas decimais e um grande número de zeros. Para obviar essa utilização 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

Resistências:
 2k7 = 2700 Ω
 3M3 = 3 300 000 Ω ; 820 = 820 Ω
 Todas as resistências utilizadas são de filme de carvão, 1/4 W de potência de dissipação e 5% de tolerância, salvo indicação contrária.

Condensadores:

4p7 = 4.7 pF = 0,000 000 000 004 7 F;
 10 n = 0,01 μ F = 10⁻⁸ F = 10 000 pF.

Todos os condensadores excepto os electrolíticos 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 condensador deve ser igual a pelo menos duas vezes o valor da tensão de alimentação do circuito onde ele está inserido.

Tensão do sector

Os circuitos constantes desta revista estão previstos para poderem funcionar a partir de uma tensão alternada sinusoidal de 220 V, 50 Hz.

Utilização de U e não de V

Na generalidade dos casos faremos uso do símbolo internacional 'U' para indicar uma tensão em vez da letra 'V' que é susceptível de confundir-se com a abreviatura da unidade 'volt'. Por exemplo, poremos $U_b = 10$ V e não $V_b = 10$ V.

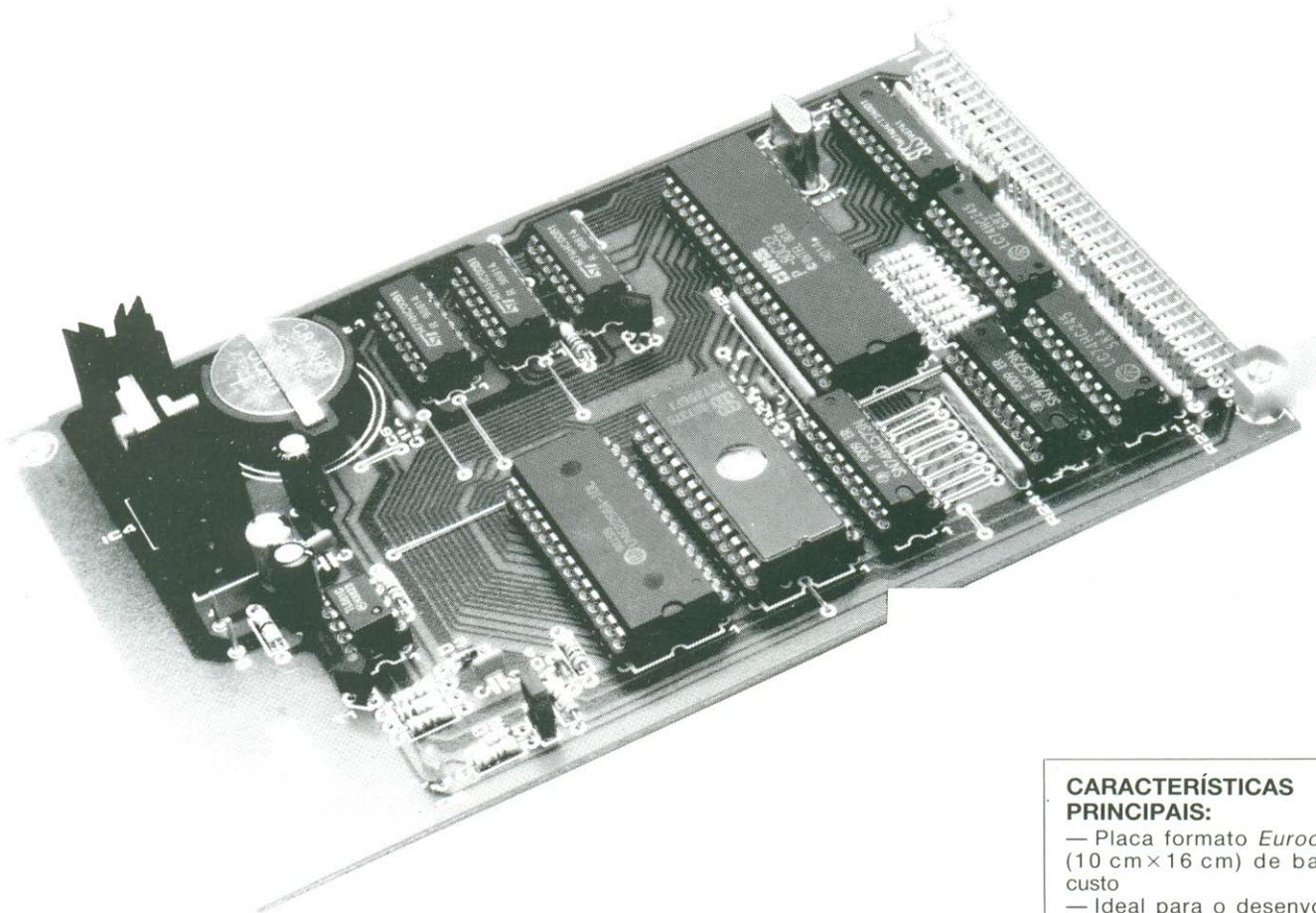
Tensões indicadas

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

Serviços técnicos para os nossos leitores

- Consultas técnicas (CT).
- Circuitos impressos
 Veja 'Serviço Elektor' para mais pormenores.
- Correktor
 Esta é uma secção na qual aparecerão, sempre que se torne necessário, todas as modificações importantes, informações complementares, correcções e/ou melhoramentos dos circuitos já publicados.

microcomputador 8032/8052



Com maior potência de bits e bytes, eis a versão Mark-II do computador BASIC que foi publicado há alguns anos atrás. Agora apresentamos um sistema ainda mais poderoso, com mais RAM, mais ROM, um programador de EPROM na placa e várias outras melhorias, numa única placa de circuito impresso com apenas uma face, formato Euro. Ideal para pequenas aplicações de controlo e desenvolvimento de software, este microcomputador, monoplaca, pode trabalhar com os poderosos microprocessadores 8032, 80C32 ou 8052AH-BASIC da Intel. O 8052AH-BASIC possui um interpretador integrado que permite programar em BASIC com total utilização de código máquina.

H. Reelsen

Os microcontroladores actuais são trabalhadores silenciosos, escondidos em muitos aparelhos, desde máquinas de lavar a gravadores de vídeo, apenas para mencionar dois exemplos domésticos. Quase todos estes microcontroladores foram programados por máscara (programação fixa), e por conseguinte têm pouco interesse para aplicações amadoras. E mesmo que fosse possível alterar o programa, a informação necessária para

o fazer — o conjunto de instruções, a descrição da linguagem Assembler e a informação básica sobre o hardware — muitas vezes não está disponível ou é de difícil obtenção.

Além disto, a última esperança de muitos programadores, um *cross-assembler*, é uma ferramenta muitas vezes procurada mas nunca encontrada. Resumindo: muitos microcontroladores, apesar de serem poderosos, não são manejáveis

(mas repare que não foram concebidos para ser manejáveis).

Uma excepção notável ao inconveniente atrás referido é o 8052AH-BASIC da Intel. Esta versão tem características que o tornam mais manejável que qualquer outro microcontrolador de um só integrado, e isto a um preço razoável. Basta considerar por exemplo as suas instruções de manipulação de bits, o seu interpretador interno de BASIC, a sua

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS:

- Placa formato Eurocard (10 cm x 16 cm) de baixo custo
- Ideal para o desenvolvimento de *software* e *hardware*
- Programável em BASIC, código máquina ou *assembler*
- Uso de controladores 8032, 80C32 ou 8052AH-BASIC
- 32 kb de ROM
- 32 kb de RAM
- Pilha para salvaguarda da memória
- Fonte de alimentação simples
- Programador de EPROMs na placa
- Interface série fácil de usar
- Frequência de relógio até 24 MHz (80C32) ou 15 MHz (8032/8052AH-BASIC)
- Conector DIN de 64 vias, colunas a-c, de baixo custo, para interface-série e extensão de *hardware*.

capacidade de programar EPROMs, ou de carregar um programa BASIC em memória através de uma ligação RS232C de três fios.

Em 1988 publicámos um artigo referente a um microcomputador baseado no 8052AH-BASIC (Ref 1), que se tornou um projecto popular. O computador não só foi construído e programado por um vasto número de entusiastas de computadores como a sua concepção foi aproveitada comercial-

mente, dando origem ao súbito aparecimento de placas de controlo baseadas no 8052 e sistemas de desenvolvimento a seguir à nossa publicação.

O microcomputador agora descrito é uma versão melhorada do computador BASIC. As melhorias consistem, basicamente: numa RAM e ROM maiores, cada uma com 32 kb; um circuito de salvaguarda da memória com uma corrente de retenção dos dados da RAM de 2 μ A; uma tensão de alimentação de 12,5 V para programação de EPROMs e, por último mas não menos importante, a possibilidade de se usarem microcontroladores 8032 ou 80C32, os quais não possuem ROM mas são baratos. Outro bônus para o construtor amador é que a placa para este microcomputador tem pistas só numa face, desenhadas com 0,4 mm de largura para fácil reprodução, o que reduz ao mínimo o preço do computador. Se tivesse sido usada uma placa com pistas nas duas faces, provavelmente só a placa custaria mais que todos os componentes necessários para construir o microcomputador.

O circuito

O coração do circuito mostrado na figura 1 é uma unidade de processamento central 8032 ou 80C32 (ambas sem ROM), ou o processador 8052AH-BASIC.

Nas linhas de endereço de menor significado, A0 a A7, o endereço é multiplexado com os dados e estes são extraídos com a ajuda do trinco octal (IC₈), quando o sinal ALE (Adress Latch Enable = activação do trinco de endereços) está no nível lógico alto. As linhas de dados chegam directamente às entradas da RAM (IC₆), da ROM (IC₇) e ao tampão IC₉. Nas linhas dos 8 bits de endereço mais significativos, A₈ a A₁₅, não há multiplexagem e estas estão ligadas directamente às memórias e aos decodificadores de endereços IC₁, IC₂ e IC₃, constituídos por portas NAND.

O mapa da memória do sistema (fig. 2) tem a seguinte estrutura:

- a ROM vai de 0000_H a 3FFF_H e de 8000_H a BFFF_H;
- a RAM vai de 0000_H a 7FFF_H;
- os endereços de C000_H a COFF_H estão dedicados a I/O.

A ponte de ligação A, quando colocada, reserva as posições

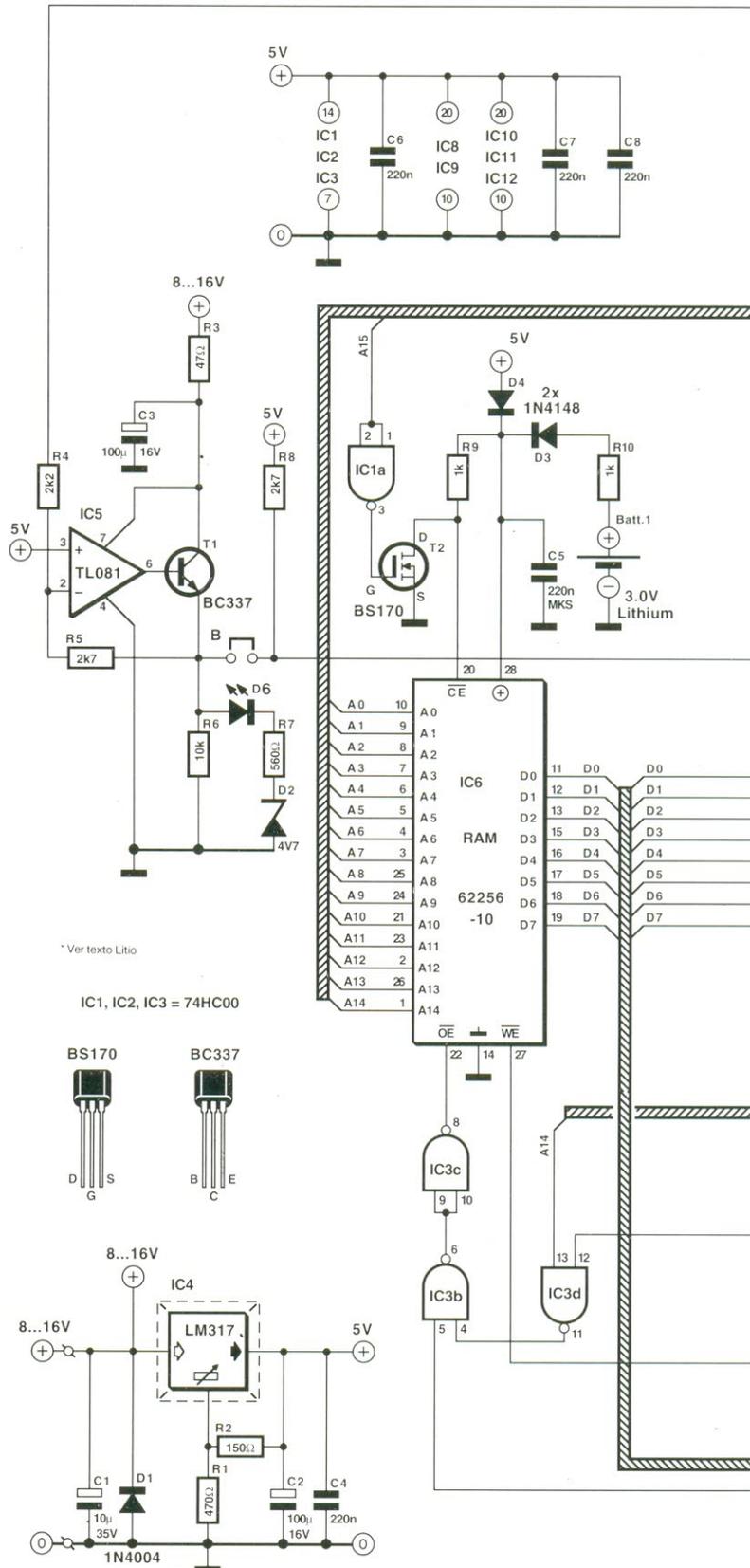
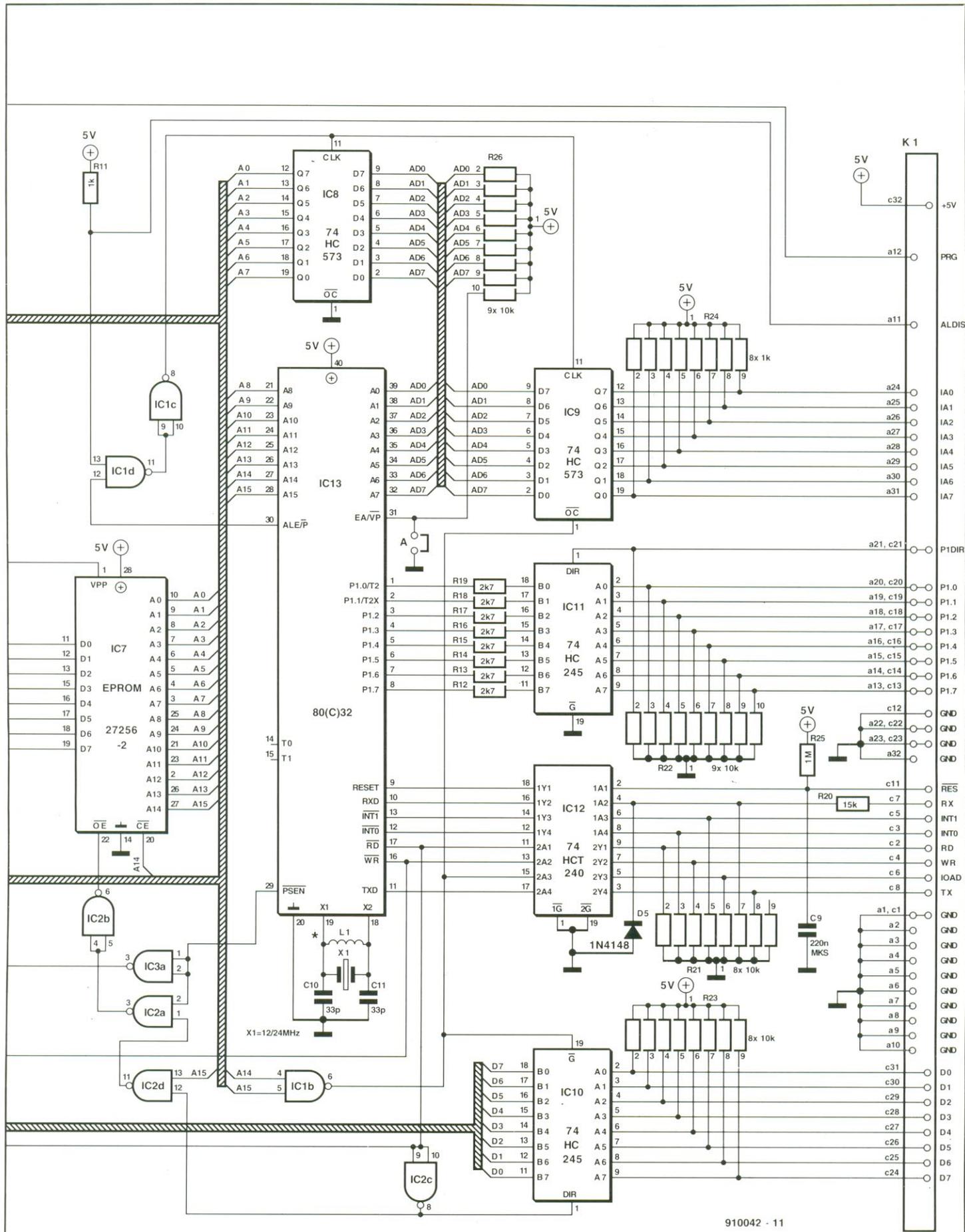


Fig. 1. Diagrama do circuito do microcomputador. Note que embora se indique na figura um microprocessador 80C32 também se pode usar um 8032 ou um 8052AH-BASIC. Este último torna fácil a programação em BASIC se utilizar um PC a emular um terminal.



910042 - 11

de 0000_H a 1FFF_H (parte da ROM) para a ROM interna do interpretador de BASIC do 8052AH-BASIC. Esta ponte de ligação retira-se quando se usa uma ROM (ou EPROM) externa, como é o caso quando se utiliza o 8032 ou 80C32.

Os endereços da RAM e da ROM sobrepõem-se entre 0000_H e 1FFF_H. O sinal PSEN permite ao processador usar esta área partilhada como memória para programas ou como memória para dados. Isto significa que a estrutura de memória não segue o modelo clássico de Von Neumann, no qual as áreas de memória destinadas ao programa e aos dados estão distribuídas como blocos contínuos no espaço de endereçamento. Felizmente, o presente sistema permite uma estrutura clássica, se tal for necessário. Isso pode ser conseguido do seguinte modo: o acesso aos 16 kb inferiores na área de ROM (EPROM) só é permitido quando o processador fornece o endereço apropriado e actua a linha PSEN. Os 16 kb superiores podem ser seleccionados com o endereço adequado e com o sinal RD (leitura) ou PSEN. Isto significa que os 16 kb superiores podem funcionar como memória de dados ou memória de programa, o que pode ser necessário para armazenar programas em BASIC. A descodificação desta distribuição é efectuada pela combinação das portas NAND (IC_2).

O bloco inferior de 16 kb da RAM entre 0000_H e 7FFF_H apenas pode ser usado como memória de dados, enquanto o bloco superior de 16 kb pode ser usado como memória de dados ou de programa, pois não se sobrepõe com a ROM. O bloco superior é pois conveniente para o carregamento e depuração de programas escritos em código máquina.

A descodificação dos endereços da RAM é efectuada por IC_3 . A porta IC_{1b} combina as linhas de endereços A_{14} e A_{15} e fornece o sinal \overline{IOAD} , que assinala o acesso a um endereço superior a C000_H, ou seja, um endereço na zona reservada às operações de entrada/saída.

Embora IC_9 armazene, tal como IC_8 , o byte inferior do endereço, é controlado de forma diferente, através da sua entrada OC (*Output Control* = controlo das saídas), a qual está ligada à linha \overline{IOAD} , anteriormente mencionada. Isto significa que os 8 bits do endereço só existem nas saídas de IC_9 quando \overline{IOAD} está no nível baixo. Caso contrário, as

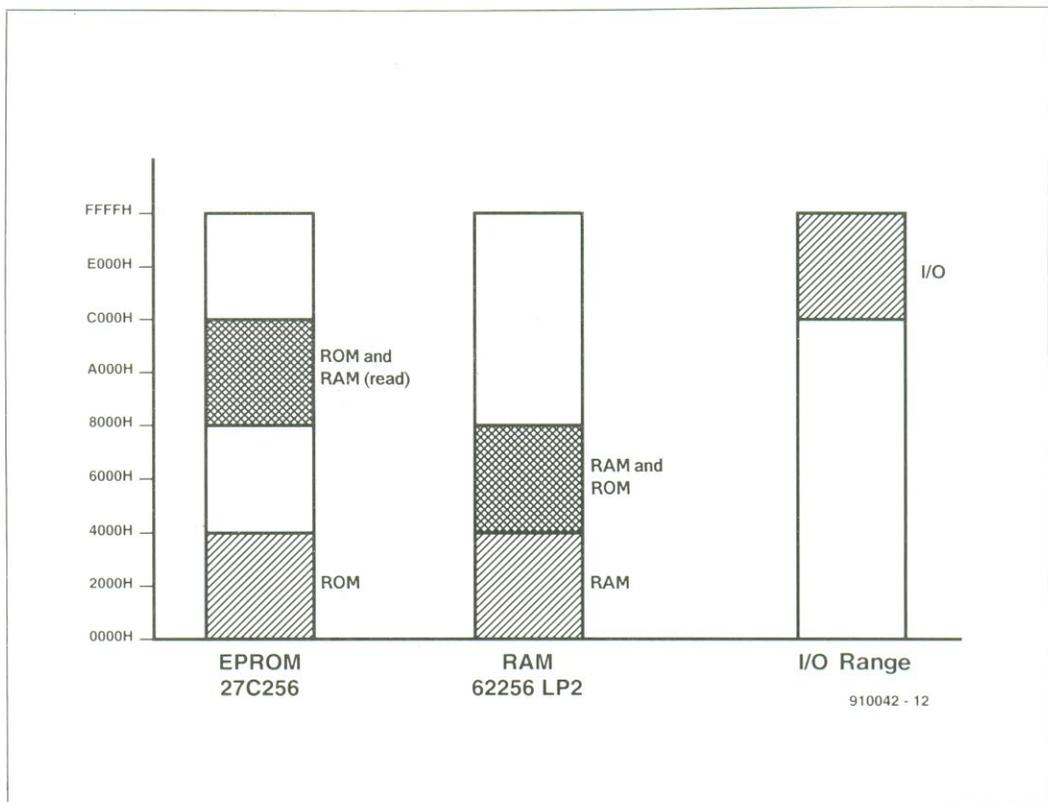


Fig. 2. Parte do endereçamento de memória do sistema é partilhada pela RAM e ROM. Devido a isso, é necessário utilizar um tipo especial de endereçamento a fim de se obterem as instruções ou dados correctos.

saídas inactivas de IC_9 são mantidas a +5 V através de uma rede de resistências, e desse modo apontam para o endereço FFFF_H.

As linhas de dados são isoladas por um excitador de barramento de três estados (IC_{10}). O sinal \overline{RD} fornecido pelo controlador é invertido por IC_{2c} e determina o sentido de transferência dos dados que atravessam IC_{10} (leitura/escrita). Para se manter o barramento externo livre de todas as operações de transferência de dados executadas pelo processador, as saídas de IC_{10} (A_0 a A_7) são activadas pelo sinal \overline{IOAD} na sua entrada de validação \overline{G} .

O porto 1 pode ser usado para transferir dados para o exterior ou para o interior do sistema. Um excitador bidireccional de barramentos, do tipo 74HC245, protege o controlador e aumenta a capacidade de excitação quando o porto está a ser usado como saída. O nível lógico aplicado aos pínos P1DIR (a_{21} a a_{21}) determina o sentido de transferência dos dados (DIRECCÃO). Quando P1DIR não está ligado, ou está ligado à massa, o porto funciona como saída (escrita). A função de entrada (leitura) selecciona-se levando P1DIR ao nível lógico alto. As resistências de 2,7 k Ω existentes entre IC_{11} e o microcontrolador evitam possíveis situações de sobrecarga, limitando a corrente quando o porto 1 for progra-

mado como saída mas, devido a um erro de programação, IC_{11} pretenda fornecer dados. As resistências limitam a corrente de saída do processador a uns seguros ± 2 mA, quando da existência do referido conflito de saídas.

Um circuito de refrescamento de memória retém os dados da RAM quando se desliga a alimentação do computador. Uma pilha de lítio de 3 V, montada na placa, fornece a corrente necessária para a retenção dos dados em memória, através da resistência R_{10} e do diodo D_3 . Quando o computador está a ser usado, o diodo D_4 conduz e D_3 isola a pilha evitando que ela seja carregada, o que teria consequências catastróficas. Com um voltmetro sensível pode-se medir a corrente utilizada na retenção dos dados em memória. Basta medir a tensão existente nos terminais de R_{10} (1 mV \approx 1 μ A de corrente).

A RAM fica automaticamente comutada para o estado de baixa potência (estado de espera), logo que se desliga a alimentação. Esta função é efectuada por T_2 , um transistor MOSFET. Sempre que o computador estiver ligado à fonte de alimentação principal, o FET leva a entrada \overline{CE} (*Chip Enable* = selecção do integrado) da RAM ao nível baixo. Quando se desliga a alimentação, o FET é interrompido e a entrada \overline{CE} fica ligada à tensão da pilha, através da resis-

tência R_9 . Deste modo, nunca se permite que a RAM esteja num estado mal definido (\overline{CE} flutuando apesar da existência de tensão de alimentação), o que daria origem a que a pilha fornecesse uma corrente relativamente importante.

Interfaces

Programar a placa em BASIC requer um teclado-série como dispositivo de entrada e um mostrador-série como dispositivo de saída. Talvez seja melhor combinar estas duas funções num terminal ou num PC em que esteja a correr uma emulação de terminal ou um programa genérico de comunicações (Refs. 2 e 3). A placa do nosso microcomputador possui uma interface-série que trabalha com níveis TTL. Os terminais TX (transmissão de dados) e RX (recepção de dados) estão disponíveis no conector K_1 (DIN-VG64). Embora esta interface-série trabalhe com níveis TTL, não deve haver problemas na sua ligação a um terminal ou PC através de uma entrada/saída RS232C ou compatível. Concebidas para trabalharem com sinais de ± 12 V, a maioria destas interfaces trabalham satisfatoriamente com sinais TTL (0 V/ +5 V), embora se deva notar que a imunidade ao ruído diminui consideravelmente quando se usa um cabo relativamente longo entre o microcomputador e o PC ou terminal.

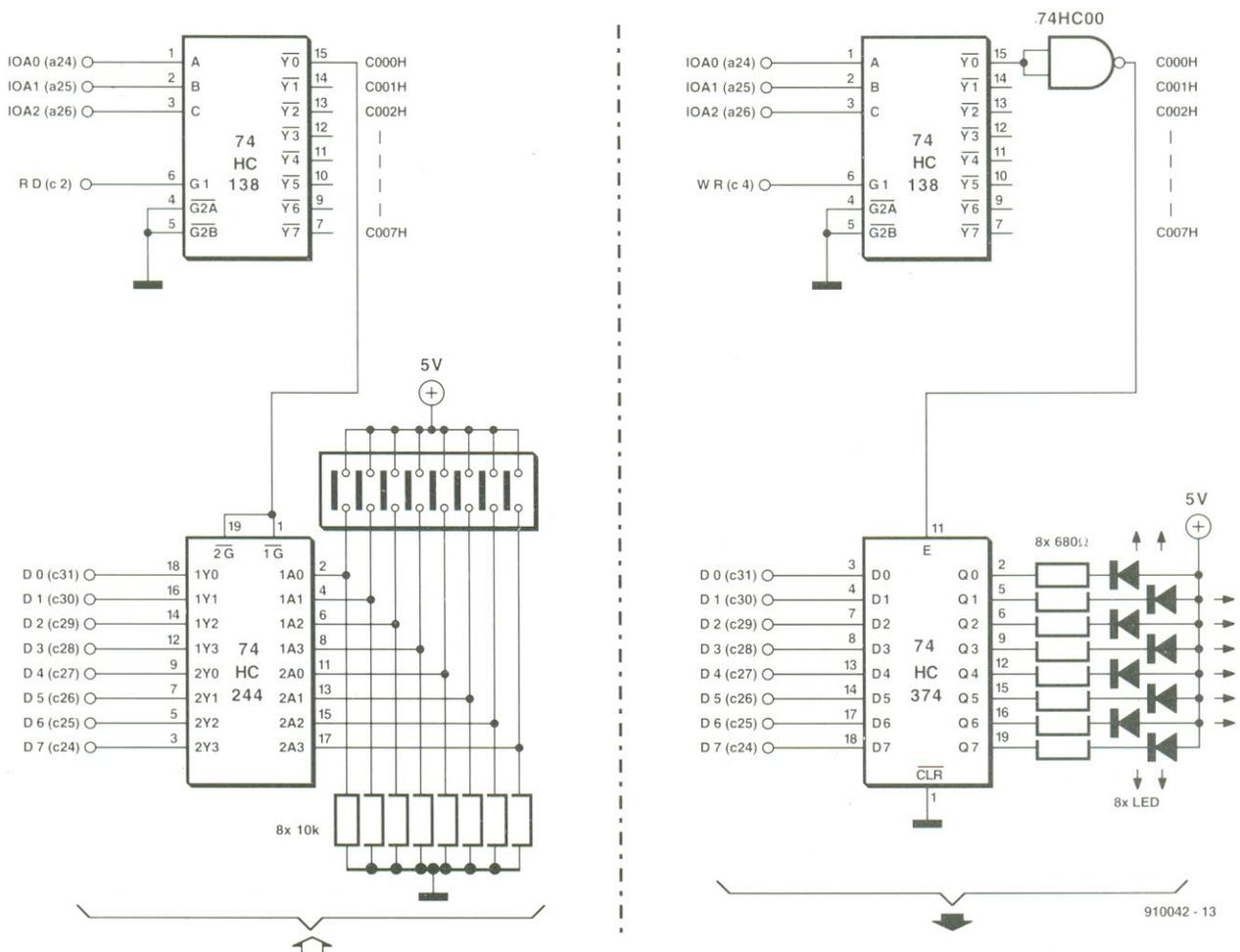


Fig. 3. A adição de dois integrados suplementares permitirá ligar periféricos ao microcomputador. À esquerda, a entrada de dados; à direita, a saída. Ambos os integrados estão ligados à ficha K₁. O circuito da esquerda lê uma matriz de 8 botões de pressão de um teclado, enquanto o da direita é um dispositivo simples de saída que controla 8 LEDs.

Do lado do microcomputador, o sinal recebido no terminal RX do conector K₁ é limitado a +5 V através de R₂₀, de uma matriz de resistências R₂₁ e o diodo D₅ limita os sinais negativos. O sinal para a entrada/saída RS232C é invertido por IC₁₂, como requerido por este padrão. O sinal série existente na saída TX tem uma amplitude de 5 V e deve ser ligado à entrada RxD do terminal. A entrada RX do microcomputador deve ser ligada à saída TxD do terminal ou PC.

As duas entradas de interrupção da placa, INT0 e INT1 (pinos C₃ e C₅ da ficha K₁) permitem uma rápida resposta do processador a acontecimentos externos. O uso de interrupções tem um interesse particular quando o microcomputador está no centro de um sistema controlado por computador. Uma interrupção de software é reconhecida pelo processador, que executa então a

rotina de serviço apropriada, escrita pelo utilizador. O microcomputador pode ser reinicializado (reset) por um sinal externo através de RES, pino C₁₁ de K₁. Como IC₁₂ contém tampões inversores, os sinais WR (escrita), RD (leitura) e IOAD (endereço de entrada/saída) na ficha K₁ são activos no nível lógico alto. A figura 4 mostra um exemplo do uso destes sinais para um decodificador de entrada/saída de dados.

Programação de EPROM

O processador 8052AH-BASIC, com a ajuda de instruções BASIC que possui, é capaz de armazenar um programa BASIC em EPROM com início no endereço 8000_H, desde que tenha à sua disposição a tensão necessária à programação. Daí a existência do amplificador operacional IC₅, do

transistor T₁ e outros componentes passivos. A entrada não inversora do amplificador operacional é fixada em +5 V, enquanto a entrada inversora está ligada ao pino a12 (PRG) da ficha K₁ através de uma resistência de 2,2 kΩ. Um nível baixo em PRG leva a saída do amp ao nível lógico alto. O transistor T₁ fornece então uma tensão de programação de cerca de 12,5 V ao pino V_{pp} da EPROM do sistema IC₇. Quando a linha PRG está a +5 V, o pino V_{pp} está igualmente a +5 V.

O sinal ALE deve ser desactivado quando a EPROM estiver a ser programada. Isto é conseguido levando a linha ALDIS de K₁ ao nível lógico baixo. O microprocessador durante a programação gera os sinais PRG e ALDIS, portanto, para programar uma EPROM, ligue o pino PRG à linha de porto P.14 e o pino ALDIS à linha de porto P.13, ficando o pino

P1DIR no ar (sem ligação). Para programar EPROMs a ponte de ligação B deve estar colocada mas, para evitar uma programação intempestiva, com destruição da EPROM, durante o funcionamento normal do microcomputador será melhor retirar a ponte B. A sequência de programação é indicada pelo LED D₆, que acende apenas quando a tensão de programação é superior a cerca de 6,5 V. Note-se que a ponte de ligação B só deve ser colocada quando o LED D₆ estiver apagado.

Escolha do processador

A utilização de um 8052AH-BASIC, um 8032 ou um 80C32 depende da escolha do utilizador. As duas últimas versões não possuem interpretador de BASIC incorporado e apenas podem ser programados em

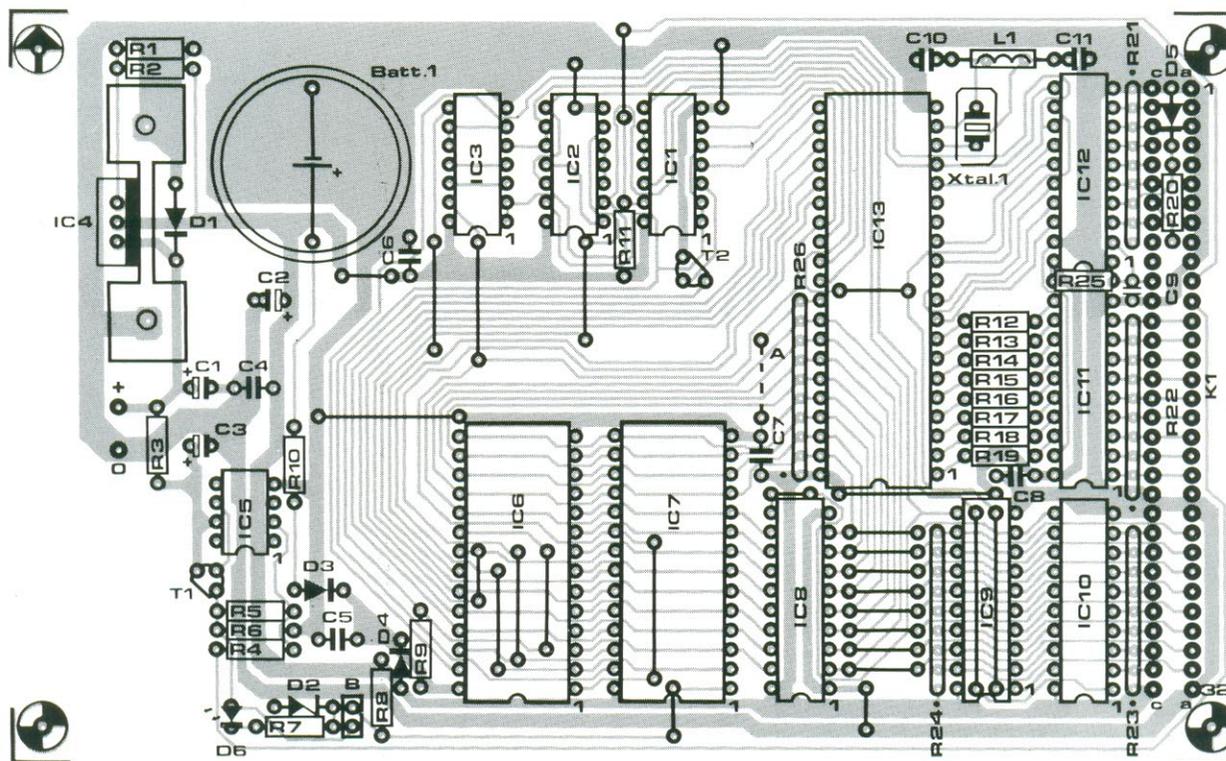


Fig. 4. Disposição dos componentes na placa de circuito impresso.

código máquina. No entanto, é possível descarregar o interpretador de BASIC do 8052AH-BASIC, transferi-lo para EPROM e corrê-lo a partir de um 8032 ou 80C32. O modo como isto pode ser feito está explicado em detalhe nas referências 2 e 3. Em reforço da informação fornecida nessas referências, publicamos na figura 6 um programa em BASIC que permite transferir para uma EPROM o interpretador de BASIC de um 8052AH-BASIC. Esta solução permite aproveitar a superior velocidade do 80C32 que pode trabalhar com um relógio de 16 MHz. Os nossos dois protótipos trabalharam perfeitamente com um relógio de 24 MHz. Em contraste, o 8052AH-BASIC, fabricado em tecnologia HMOS, descarrilou a cerca de 15 MHz.

Fonte de alimentação

Em modo de utilização normal, a tensão de alimentação não regulada para o nosso microcomputador deve estar compreendida entre 8 e 12 V. Se se

prevê a eventualidade de programar EPROMs será preciso dispor de pelo menos 16 V para que o circuito baseado em IC_5 e T_1 possa fornecer a tensão de programação de 12,5 V. Dotando IC_4 com um dissipador de calor adequado, o microcomputador pode estar permanentemente alimentado com 16 V, obtidos de uma fonte de alimentação simples; um transformador de 12 V, uma ponte rectificadora e um condensador de 1000 μF serão suficientes.

O consumo de corrente depende dos circuitos integrados utilizados. Quando se usa a versão CMOS (80C32) é de esperar um consumo de corrente entre 50 e 150 mA. As versões HMOS (8032 e 8052AH-BASIC) requerem uma corrente superior a 300 mA. Dependendo do tipo de EPROM instalada (CMOS ou não CMOS) há que contar com mais cerca de 100 mA no segundo caso.

Uso prático

O microcontrolador produz o sinal de relógio com a ajuda

de um gerador interno que opera em conjunção com um cristal de quartzo. Retire a bobina L_1 se usar um cristal de quartzo especificado para a frequência fundamental, que é o que normalmente acontece quando se usa um 8052AH-BASIC, o qual não trabalha a mais de cerca de 15 MHz. Como a maioria dos cristais superiores a 20 MHz são fabricados para oscilar à terceira harmónica, L_1 deve ser colocada quando se usar um cristal de 24 MHz com um processador 80C32. Uma indutância de 1,5 μH impede, neste caso, o cristal de ressoar à sua frequência fundamental de 8 MHz.

No caso de o microcomputador não funcionar quando se ligar a tensão de alimentação, poderá ter de se aumentar o valor do condensador C_9 de 220 nF para 4,7 μF (tântalo). Isto pode ser necessário quando a tensão de alimentação sobe demasiado devagar quando se liga o microcomputador.

Será necessário *software* para programar o computador e para o usar em conjunto com

um terminal. Existem assembladores MCS-52 e assembladores cruzados (*cross-assemblers*) para usar num PC, e o código objecto pode ser transferido para o microcomputador por meio de uma EPROM. Se quiser evitar o trabalho de programar EPROMs depurar o programa, apagar a EPROM e programá-la de novo, é de considerar o uso de um emulador de EPROM, o qual forma a ligação directa entre o PC usado para desenvolver o programa e o sistema alvo, neste caso o microcomputador.

Devido ao seu interpretador de BASIC interno, o processador 8052AH-BASIC é muito mais simples de operar que o 80C32; ligue o terminal ou PC ao microcomputador através de RX, TX e massa, selecione uma velocidade de transmissão (*baud rate*) entre 300 e 19 200, inicialize o microcomputador e prima a barra de espaços para inicializar a temporização automática da velocidade de transmissão. A mensagem

*MCS-51 (tm)BASIC V1.1
READY

```

1   FOR I=0 TO 8191 : XBY(I+8192)=CBY(I) : NEXT I
10  PRINT "UNIVERSAL PROM PROGRAMMER" : PRINT "WHAT TYPE OF DEVICE ?"
20  PRINT : PRINT "1 = EEPROM" : PRINT "2 = INTELLIGENT EPROM"
30  PRINT "3 = NORMAL (50 MS) EPROM" : PRINT : INPUT "TYPE (1,2,3) - ",T
40  ON (T-1) GOSUB 340,350,360
50  REM this sets up intelligent programming if needed
60  IF W=.001 THEN DBY(26)=DBY(26).OR.8 ELSE DBY(26)=DBY(26).AND.0F7H
70  REM calculate pulse width and save it
80  PUSH (65536-(W*XTAL/12)) : GOSUB 380
90  POP G1 : DBY(40H)=G1 : POP G1 : DBY(41H)=G1 : PRINT
100 INPUT " STARTING DATA ADDRESS - ",S : IF S<512.OR.S>OFFFHH THEN 100
110 PRINT : INPUT " ENDING DATA ADDRESS - ",E
120 IF E<S.OR.E>OFFFHH THEN 110
130 PRINT : INPUT " PROM ADDRESS - ",P : IF P<8000H.OR.P>OFFFHH THEN 130
140 REM calculate the number of bytes to program
150 PUSH (E-S)+1 : GOSUB 380 : POP G1 : DBY(31)=G1 : POP G1 : DBY(30) = G1
160 REM set up the eprom address
170 PUSH (P-1) : GOSUB 380 : POP G1 : DBY(26)=G1 : POP G1 : DBY(24)=G1
180 REM set up the source address
190 PUSH S : GOSUB 380 : POP G1 : DBY(27)=G1 : POP G1 : DBY(25)=G1
200 PRINT : PRINT "TYPE A 'CR' ON THE KEYBOARD WHEN READY TO PROGRAM"
210 REM wait for a 'cr' then program the eprom
220 X=GET : IF X<>ODH THEN 220
230 REM program the eprom
240 PGM
250 REM see if any errors
260 IF (DBY(30).OR.DBY(31))=0 THEN PRINT "PROGRAMMING COMPLETE" : END
270 PRINT : PRINT "***ERROR***ERROR***ERROR***" : PRINT
280 REM these routines calculate the address of the source and
290 REM eprom location that failed to program
300 S1=DBY(25)+256*DBY(27) : S1=S1-1 : D1=DBY(24)+256*DBY(26)
310 PH0. "THE VALUE ",XBY(S1), : PH1. " WAS READ AT LOCATION ",S1 : PRINT
320 PH0. "THE EPROM READ ",XBY(D1), : PH1. " AT LOCATION ",D1 : END
330 REM these subroutines set up the pulse width
340 W=.0005 : RETURN
350 W=.001 : RETURN
360 W=.05 : RETURN
370 REM this routine takes the top of stack and returns high, low bytes
380 POP G1 : PUSH (G1.AND.OFFH) : PUSH (INT(G1/256)) : RETURN

```

Fig. 5. Digite esta listagem se desejar descarregar o interpretador de BASIC do 8052AH-BASIC, transferi-lo para EPROM e executá-lo com um 80C32 ou 8032. Vantagens: custo inferior e velocidade superior. O valor da duração dos impulsos mencionados no programa baseiam-se num relógio de 11,0592 MHz.

Lista de componentes

Resistências:

- R₁ = 470Ω
- R₂ = 150Ω
- R₃ = 47Ω
- R₄ = 2kΩ2
- R₅, R₈, R₁₂, R₁₉ = 2kΩ7
- R₆ = 10kΩ
- R₇ = 560Ω
- R₉, R₁₀, R₁₁ = 1kΩ
- R₂₀ = 15kΩ
- R₂₁, R₂₃, R₂₄ = 8 vias 10kΩSIL
- R₂₂, R₂₅ = 9 vias 10kΩSIL
- R₂₅ = 1MΩ

- D₈ = LED verde
- IC₁, IC₂, IC₃ = 74HC00
- IC₄ = LM317
- IC₅ = TL081
- IC₆ = 62256-LP2
- IC₇ = 27C256-2
- IC₈, IC₉ = 74HC573
- IC₁₀, IC₁₁ = 74H245
- IC₁₂ = 74HCT240
- IC₁₃ = 80C32 ou 8052AH-BASIC

Diversos:

- 1 Bobina choque de 1,5μH L1
- 1 Ficha DIN de 64 vias (a-c) com pinos dobrados a 90° K1
- 1 Cristal de quartzo de 12, 15 ou 24 MHz X1
- 1 Pilha de lítio de 3 V para PCI Bat1
- 1 Dissipador de calor, tipo T0220
- 1 Placa de circuito impresso 910042

Nota: Se for usado um processador do tipo 8032 ou 8052AH-BASIC, os integrados IC₁, IC₂, IC₃ e IC₅ a IC₁₂ devem ser do tipo HCT.

Condensadores:

- C₁ = 10μF 35V radial
- C₂ = 100μF 16 radial
- C₃
- C_{4a} = 220nF
- C_a
- C₁₀, C₁₁ = 33pF

Semicondutores:

- D₁ = 1N4004
- D₂ = 4V7 0.4W diodo zener
- D₃, D₄, D₅ = 1N418

deverá aparecer no ecrã e tudo está pronto para começar a introduzir um programa em BASIC, através do teclado ou descarregando-o de um ficheiro.

Uma última nota: quando usar o 8052AH-BASIC não suspeite de mau funcionamento do circuito de salvaguarda da memória se descobrir que o seu programa desapareceu. Quando o microcomputador é inicializado, o interpretador de BASIC corre um teste à memória que limpa todo o conteúdo da RAM. Quando o programa é transferido para EPROM, existe a opção de usar o modo de programação PROG3, o qual força o interpretador a limpar a memória até ao valor especificado por MTOP, sem apagar os dados

nas posições de memória superiores a esse valor.

Referências:

- «Computador de BASIC3, Elektor Electrónica», Abril de 1988.
- «Scalp em CMOS», Elektor Electrónica, Janeiro de 1991.
- «Cópia da ROM para o Scalp», Elektor Electrónica, Março de 1991.

Bibliografia

- Microcontroller Handbook, Intel Corp 1984.
- MCS BASIC-52 users manual, Intel Corp 1984, n.º 270010-001
- «LCD para Scalp», Elektor Electrónica, Jul./Ago. de 1991.

o á-bê-cê das medições (V)

F. P. Zantis

A tecnologia no domínio das áudio-frequências possui um interesse especial para muitos entusiastas da electrónica, pois parece rodear-nos no nosso dia-a-dia, tanto na televisão e receptores de radiodifusão como nos amplificadores áudio, igualizadores e outros equipamentos. Para manter todos estes aparelhos nas melhores condições, é importante saber verificá-los e testá-los com o equipamento adequado.

A primeira questão que se nos depara, quando se verifica um equipamento de áudio-frequência, é saber que aparelho de medida deve ser utilizado. Por exemplo, um multímetro só será adequado se estiver preparado para trabalhar com frequências entre 30 Hz e 16 000 Hz e tais instrumentos são bastante caros. Uma alternativa mais económica será usar um milivoltímetro de áudio-frequência. Normalmente, não dispomos deste instrumento, mas dispomos de um osciloscópio, e este é perfeitamente indicado para medições em áudio-frequência. Mesmo o oscilos-

cópio mais simples tem uma gama de operação que vai desde cc (corrente contínua) até cerca de 10 MHz. No entanto, note que um osciloscópio mede valores de pico, enquanto um multímetro ou milivoltímetro de áudio-frequência mede valores eficazes.

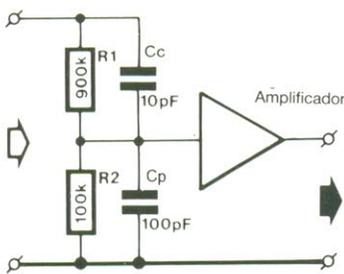
Além destes aparelhos, é necessário um gerador de funções para termos acesso a sinais rectangulares ou sinusoidais na gama das áudio-frequências.

A resistência de entrada da maioria dos milivoltímetros e osciloscópios é da ordem de 1 M Ω . As resistências dos divi-

sores de tensão de entrada em todos os instrumentos de teste de AF possuem pequenos condensadores de 1 a 500 pF, em paralelo. A razão de ser deste facto torna-se clara observando a figura 32. Aqui, a resistência de menor valor do divisor 1:10 está curto-circuitada pela capacidade parasita, estimada em 100 pF, capacidade devida aos fios de ligação e às pistas do próprio circuito. Para uma frequência de 16 kHz, esta capacidade apresenta já uma reactância capacitiva de cerca de 100 k Ω , a qual reduz a impedância da secção inferior do divisor de tensão para cerca de 50 k Ω . É

evidente que isto irá dar origem a um erro apreciável na medição efectuada. Para solucionar este problema, utiliza-se um condensador de compensação em paralelo com a resistência de cima do divisor de tensão. Esta solução tem, contudo, um inconveniente, pois a carga apresentada pelo instrumento de medida ao circuito que se vai medir depende da frequência, o que está na origem da reduzida gama de frequências da maioria dos aparelhos de medida. Assim, o valor da capacidade de entrada (compensação) é sempre indicado pelo fabricante em todos os instrumen-

32

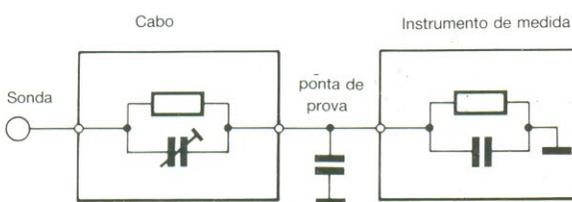


900113 - V - 11

33

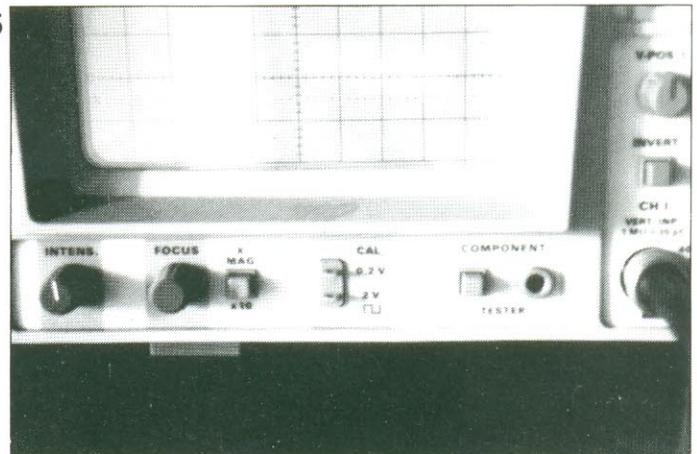


34



900113 - V - 12

35



tos vocacionados para trabalhar em áudio ou em alta frequência. Quanto menor ela for, melhor (e mais caro) será o equipamento. Mas se a causa de erro for conhecida, o seu efeito pode ser calculado com bastante precisão. Aliás, não nos devemos esquecer que não existem medições isentas de erro.

A capacidade do cabo blindado da ponta de prova, mostrada na figura 33, também afecta as medições e portanto precisa de ser compensada. Para isso, usa-se um condensador variável, tal como mostrado na figura 34, e a ponta de prova é calibrada com a ajuda de uma onda rectangular. Um sinal rectangular consiste num

elevado numero de ondas sinusoidais de frequências diferentes (harmónicas), sobrepostas. Se uma ou mais destas tensões sinusoidais for atenuada o sinal rectangular fica arredondado. A maioria dos osciloscópios possui um gerador interno de sinais rectangulares (1 kHz) para possibilitar a calibração da ponta de prova, tal como evidenciado na figura 33 (CAL). A frequência deste sinal não é normalmente muito precisa; no entanto, a sua amplitude é estável e referida nas características técnicas, por exemplo, 0,2 V pico a pico $\pm 1\%$. O condensador de compensação é ajustado até que a forma de onda visível no osciloscópio seja perfeitamente

rectangular, tal como é mostrado na parte central da figura 36.

Medição da resistência de entrada e de saída

A resistência de entrada, R_i , de um circuito áudio, pode ser medida pelo processo esquematizado na figura 37, isto se o seu valor for apreciavelmente superior ao valor da resistência de saída, R_g , do gerador de sinais. A frequência de saída do gerador de sinais é de 1 kHz. Uma resistência variável, R_v , precisa de ser colocada entre o gerador e a entrada do amplificador. Para

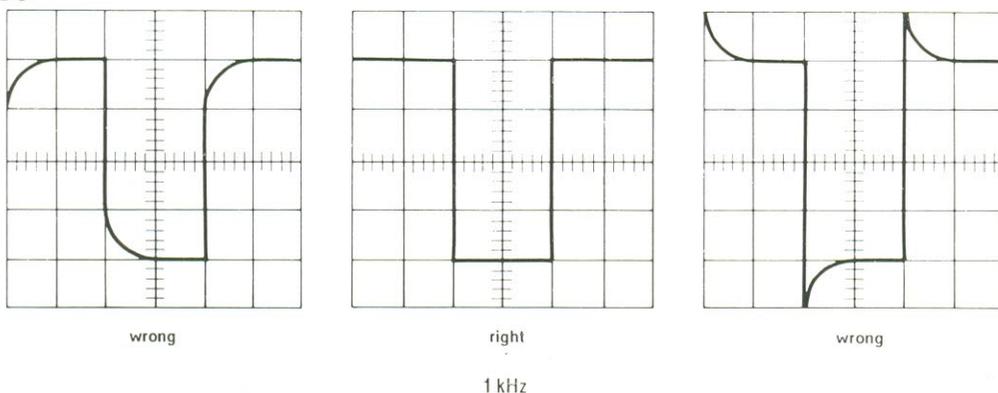
manter o erro, introduzido pela carga apresentada pelo aparelho de medida, tão pequeno quanto possível, mede-se a tensão de saída do amplificador em vez da tensão de entrada. Se $R_v = R_i$ a tensão de entrada do amplificador será reduzida a metade, e por consequência o mesmo acontecerá à tensão de saída. Para sermos exactos, a resistência R_v deveria ser somado R_g . Se a resistência de entrada do amplificador for muito baixa, deverá usar-se o circuito de teste da figura 38.

A resistência de saída de um amplificador pode ser calculada com o arranjo mostrado na figura 39. O aparelho em teste, isto é o amplificador, é excitado (mas não sobreexcitado) pela tensão proveniente de um gerador de sinais. Em primeiro lugar, mede-se a tensão de saída em circuito aberto, U_1 , e em seguida é medida a tensão de saída, U_2 , através de R_l . Com base nos valores destas tensões, a resistência de saída, R_o , pode ser calculada do seguinte modo:

$$R_o = R_l [(U_1 - U_2) / U_2]$$

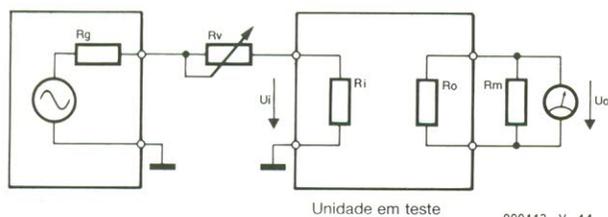
Alguns amplificadores mais antigos podem ter tendência para ficar instáveis em condições de circuito aberto, gerando sinais parasitas que

36



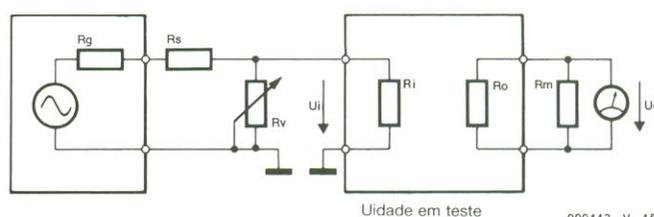
900113 - V - 13

37



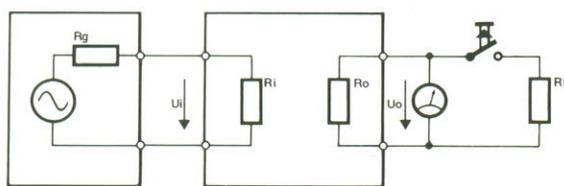
Unidade em teste 900113 - V - 14

38



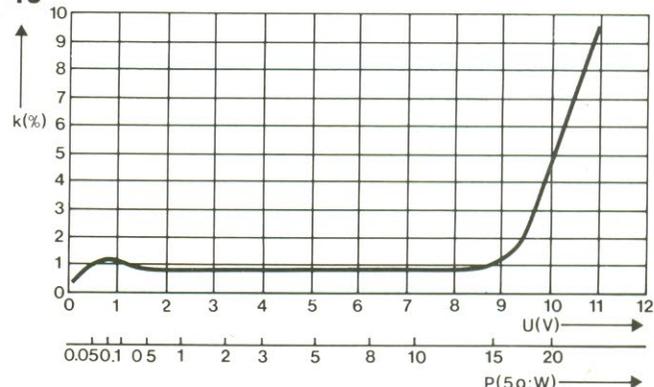
Unidade em teste 900113 - V - 15

39



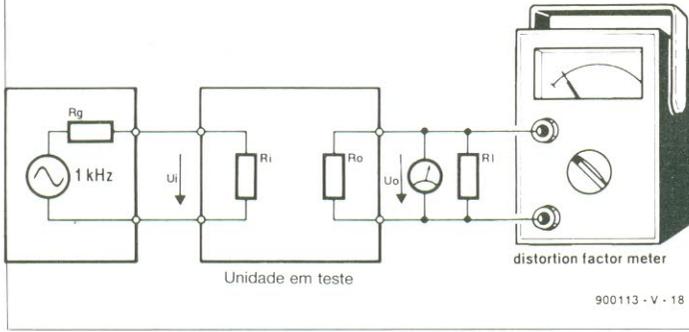
Unidade em teste 900113 - V - 16

40

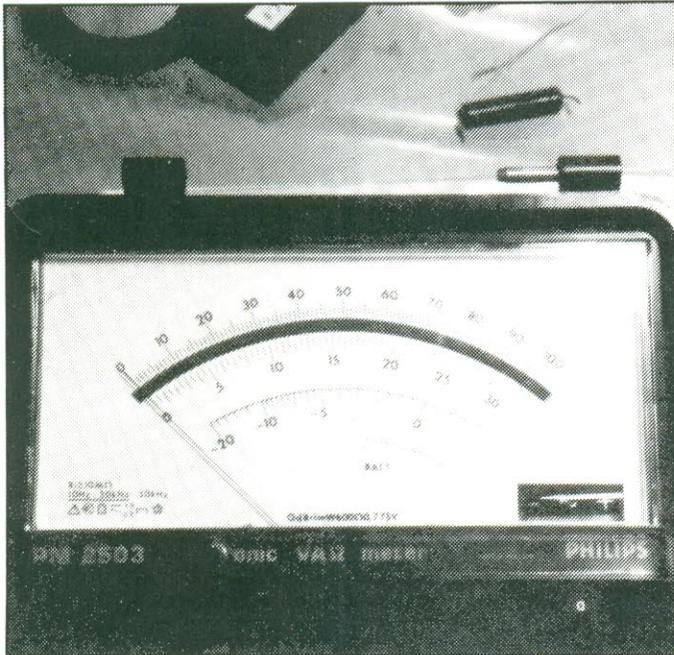
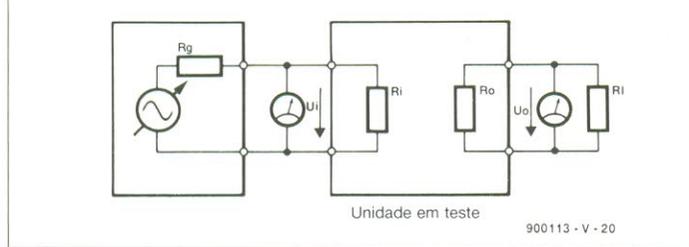


900113 - V - 17

41



42



não só invalidam as medições efectuadas como podem ainda danificar o amplificador e o instrumento de medida. Aconselha-se por conseguinte monitorizar a forma de onda na saída com um osciloscópio. Isto indicará igualmente se o amplificador está em sobrecarga, o que de igual modo invalidará os resultados do teste.

Medição da potência de saída

A especificação da potência de saída de um amplificador tem apenas interesse prático se indicar a distorção, a qual é uma indicação da falta de linearidade do amplificador. A distorção aumenta rapidamente quando o amplificador está em sobrecarga, tal como indicado na figura 40. Normalmente, a potência de saída é especificada para uma distorção de 1%. Portanto, se a potência de saída necessitar de ser medida com exactidão, deverá ser usado um medidor de distorção, tal como mostrado na figura 41. O amplificador, ligado à sua carga nominal, R_L , é então excitado por uma tensão que se vai fazendo crescer até que seja medida uma distorção de 1%. A potên-

cia de saída é então:

$$P_o = U_o/R_L$$

A escala dos decibéis

O comportamento dos componentes áudio, normalmente observa-se melhor numa escala logarítmica, a qual é calibrada em *bel* (B) ou em décimo desta unidade, dB. Estas unidades não têm dimensão e exprimem apenas a razão existente entre duas potências, correntes, tensões ou intensidades sonoras. O decibel é igual a 10 vezes o logaritmo (base 10) da razão existente entre duas potências, ou 20 vezes o logaritmo (base 10) da razão de duas tensões ou duas intensidades de corrente. Assim, se duas potências, P_1 e P_2 , diferem de n decibéis, temos:

$$n = 10 \log (P_1/P_2)$$

e se duas tensões ou correntes diferirem de n decibéis, temos:

$$n = 20 \log (U_1/U_2)$$

ou

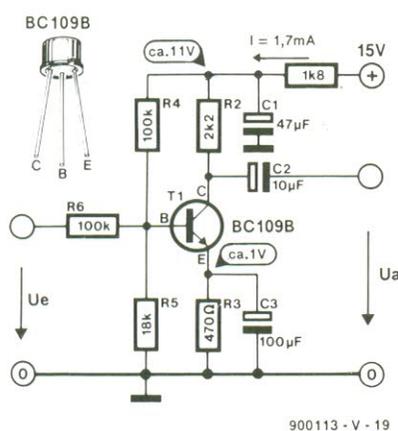
$$n = 20 \log (I_1/I_2)$$

Os milivoltímetros de baixa frequência e alguns multímetros de boa qualidade pos-

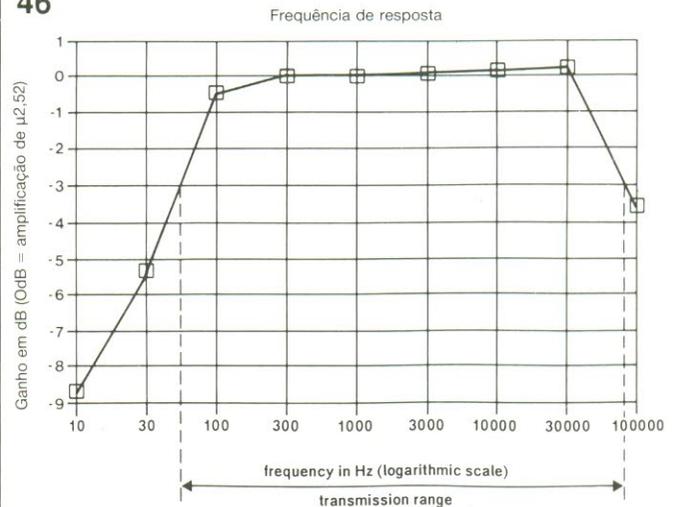
44

f / Hz	A / dB
10	-8.67311
30	-5.29
100	-0.46962
300	0.0506
1000	0
3000	0.101
10000	0.200839
30000	0.2008
100000	-3.52182

45



46



suem uma escala de decibéis (figura 43, escala de baixo) que permite a leitura directa. Se desejarmos, por exemplo, medir o ganho de um amplificador, este deverá ser submetido a um sinal de 1 kHz com uma amplitude tal que não fique em sobrecarga. Liga-se então um milivoltímetro na entrada e o valor na escala de decibéis é lido e anotado. Depois o milivoltímetro é ligado na saída, e de novo se lê e anota o valor da escala de decibéis. Se a tensão de saída for maior do que a de entrada, a diferença entre os dois valores é o ganho em dB; caso contrário a diferença é a atenuação em dB.

Medição da frequência de resposta

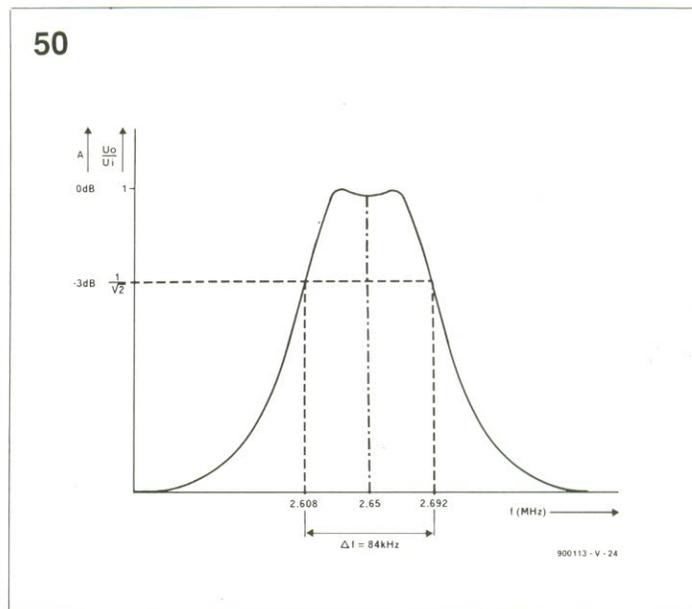
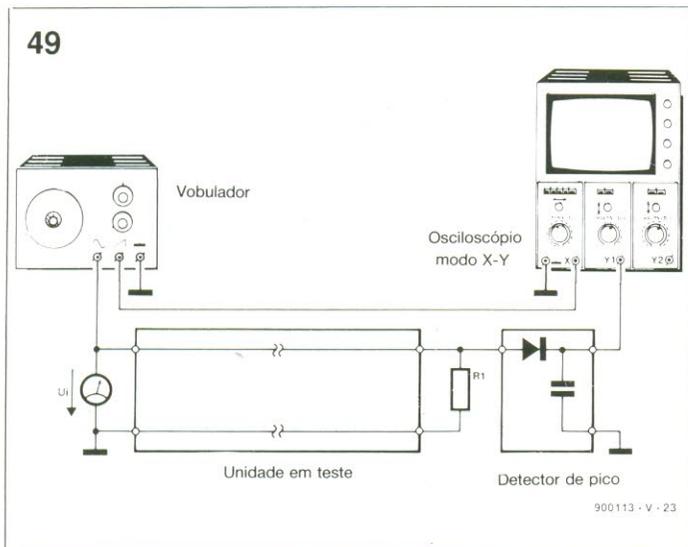
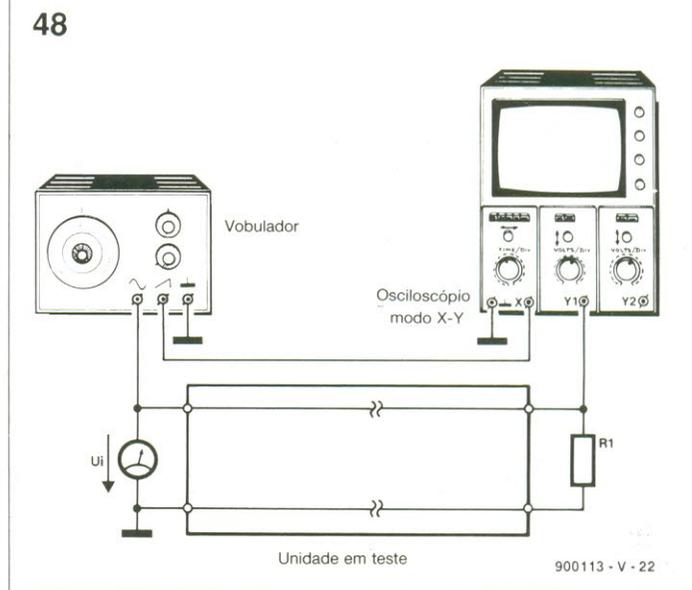
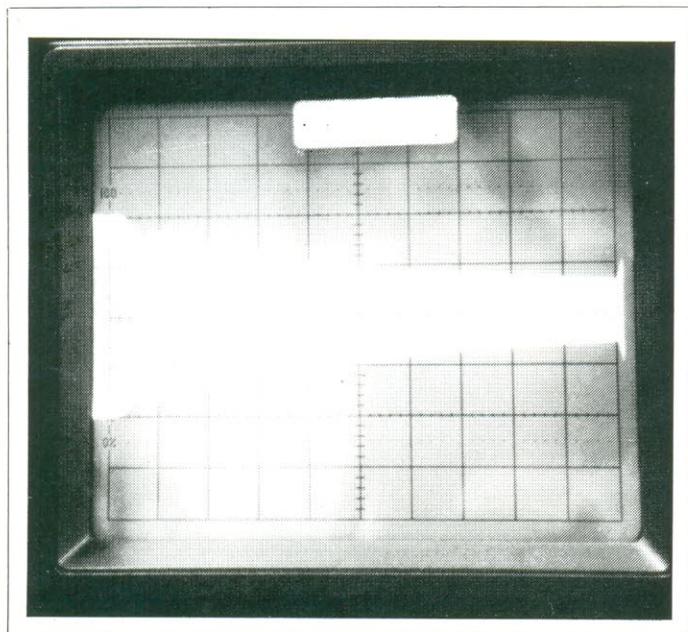
Na figura 45 mostra-se o circuito de um pequeno amplificador áudio. A sua frequência de resposta pode ser determinada de modo semelhante ao usado para a medição do ganho. O circuito de teste está

mostrado na figura 42. Com um sinal de entrada de 1 kHz, a tensão de entrada é levada a um valor ao qual correspondam 0 dB na saída. As leituras em decibéis são feitas para diferentes valores de frequência, digamos 10, 30, 100, 300, 3000, 10 000 e 30 000 Hz. Quanto mais frequências forem usadas, mais exacto será o resultado do teste. Usá-se um voltímetro em paralelo com a saída do gerador de sinais para termos a certeza que a amplitude da tensão de entrada do amplificador se mantém constante. Com base nos resultados registados na figura 44, pode-se construir a curva da frequência de resposta, como mostrado na figura 46 (curva do amplificador da figura 45). A banda de frequência do amplificador está contida entre os dois pontos em que o ganho atinge -3dB. Este processo de determinar a frequência de resposta não requer equipamentos caros ou especiais, mas é demorado. Muito mais rápido é usar um

vobulador, cuja frequência de saída varia automaticamente numa pré-determinada gama de frequências. No exemplo acima discutido, a frequência variaria entre 10 e 30 000 Hz. Além disso, o varrimento pode ser sincronizado com a deflexão horizontal de um osciloscópio para se obter uma curva estável no ecrã. Alguns vobuladores fornecem ainda uma saída em dente de serra para facilitar a sincronização com a base de tempo horizontal do osciloscópio. Este sinal em dente de serra pode ainda ser usado em modo X-Y para deflectir o traço horizontal. A figura 47 mostra a imagem obtida por este processo, durante medições efectuadas sobre uma linha de transmissão (cabo). O arranjo utilizado nesta medição está mostrado na figura 48; a frequência foi variada entre 10 Hz e 510 kHz e a escala horizontal é de 50 kHz por divisão. O decréscimo da amplitude com a fre-

quência é bastante evidente. O uso de um vobulador proporciona um apreciável ganho de tempo e o osciloscópio mostra sempre um ciclo completo do sinal, desde que o vobulador seja adequadamente ajustado. O valor pico a pico do sinal é facilmente lido no ecrã.

O teste é ainda mais óbvio se o sinal à saída da unidade que está a ser testada for aplicado ao osciloscópio, através de um detector de pico. A frequência de resposta da unidade é então mostrada no osciloscópio por uma curva elucidativa. Mais uma vez temos o ecrã a mostrar valores de pico do sinal, mas estes podem ser convertidos para valores eficazes com a ajuda de um divisor de tensão. O arranjo para este teste está mostrado na figura 49, e a figura 50 mostra o resultado que se obtém quando se está a efectuar a medição de um filtro passa-banda.



projecto intermédio

Uma série de projectos para construtores pouco experientes. Embora cada artigo descreva com bastante pormenor a operação, utilização, construção e, quando se considere necessário, também a teoria em que o projecto se baseia, é necessário que os construtores possuam conhecimentos elementares de electrónica. Todos os projectos desta série utilizam componentes baratos e facilmente adquiríveis no mercado.

verificador de pilhas

Hoje descrevemos um pequeno mas útil instrumento que indica o estado da carga das pilhas secas mais vulgares. Baseado num único circuito integrado e numa barra de LEDs coloridos, que funcionam como indicador, este verificador é barato e fácil de construir.

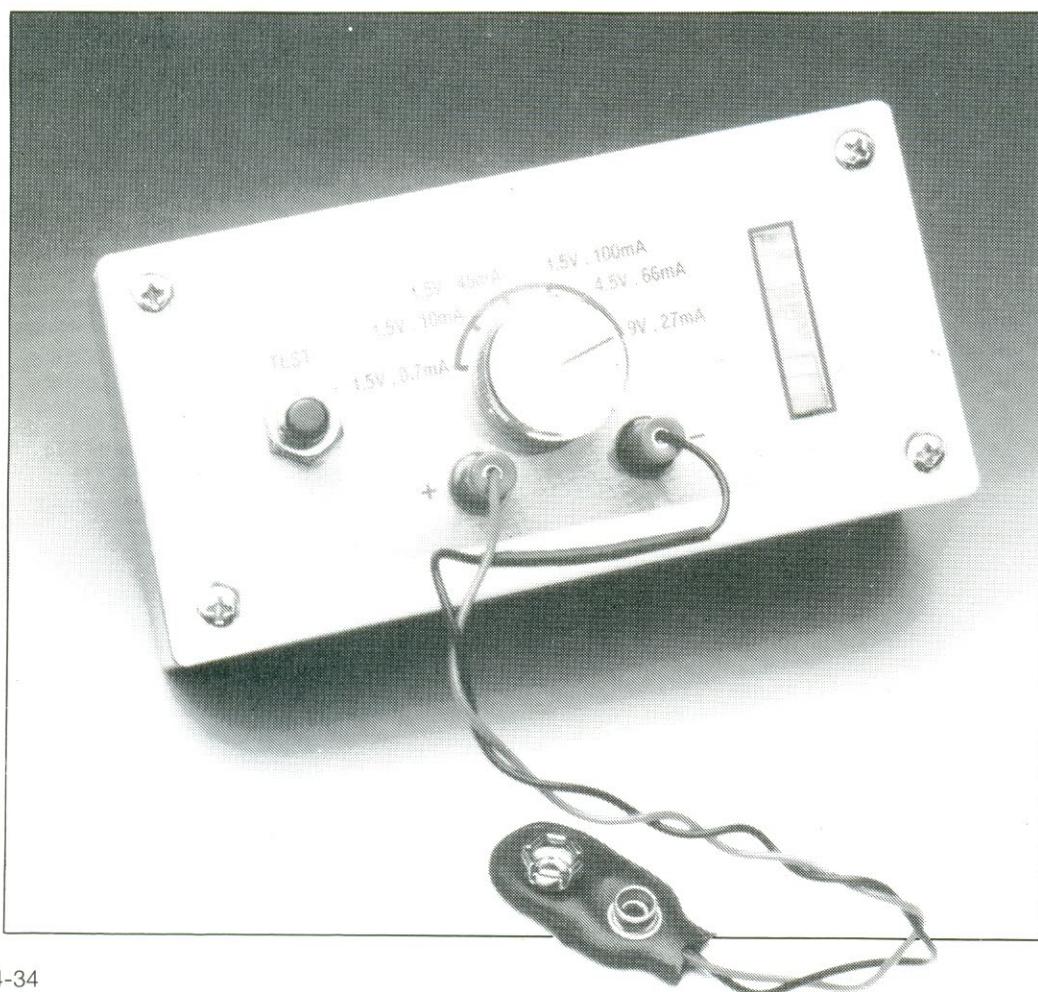
L. Lemon

O hábito de verificar o estado das pilhas, antes de usar determinado equipamento portátil, pode ajudar a evitar grandes dissabores. Um fotógrafo profissional, por exemplo, não pode fiar-se na sua boa estrela

quando necessita de usar o seu *flash* para fazer uma reportagem de um casamento. Ele sabe bem que não há desculpas para esquecimentos; o *flash* tem de conter pilhas novas e carregadas. Se estiver a

usar pilhas recarregáveis, elas devem estar carregadas ao máximo da capacidade. Há contudo ocasiões onde uma pilha parcialmente gasta pode ser usada sem problemas. Nestes casos, mais uma

vez será conveniente ter pelo menos uma ideia de até que ponto a pilha está carregada. Para isso, podemos usar o verificador que estamos a apresentar. Ele possui várias escalas de tensão com diferentes correntes de teste para pilhas vulgares de 1,5 V, 4,5 V e 9 V. Pressionando o botão de teste, o indicador fornece três tipos de informação: carregada, utilizável e descarregada. Não existem escalas de difícil leitura nem indicadores de bobina móvel, apenas três cores: *vermelha* para *descarregada*; *laranja* para *utilizável* e *verde* para *carregada*.



Um pouco de teoria

Se alguma vez tentou saber o estado de carga de uma pilha medindo a sua tensão com um multímetro, certamente verificou que a pilha pode estar praticamente sem carga e a tensão apenas baixou, digamos, 10% em relação ao seu valor nominal. A explicação para este facto é que a degradação da capacidade da pilha dá origem a um grande aumento da sua resistência interna em vez de originar um grande decréscimo de tensão. Utilizando um multímetro com uma grande resistência de entrada, apenas ficamos a conhecer o valor da f. e. m. (força electromotriz) da pilha. Vem a propósito referir que o termo f. e. m. só se deve apli-

car a fontes de energia eléctrica em circuito aberto (sem carga aplicada) embora muitas vezes seja usado como sinónimo de diferença de potencial. A f. e. m. de uma pilha (E), dará origem a uma corrente I numa resistência de carga R :

$$E = I(R + r) \quad [\text{volt}]$$

onde r é a resistência interna da pilha. Observando esta equação fácil se torna verificar que a f. e. m. (E) pode ser praticamente igual à tensão nominal da pilha desde que r seja pequena em comparação com R . Voltando à questão do teste de uma pilha com um voltímetro, se usarmos um voltímetro digital com uma resistência interna de vários Megaohms é evidente que r será sempre pequena em relação à resistência do multímetro (esteja a pilha descarregada ou não) mesmo que o valor de r seja, digamos, cinco vezes maior que a r de uma pilha nova. A conclusão a tirar, é que a capacidade ou carga eléctrica de uma pilha (não a f. e. m.) apenas pode ser medida quando a resistência de carga é, digamos, 10 vezes maior que a resistência interna da pilha. Se a pilha for capaz de fornecer a sua tensão nominal estando a debitar uma corrente razoável, é porque a sua resistência interna ainda é relativamente fraca. Se a pilha estiver gasta, a sua resistência interna terá subido para um valor que já se não pode considerar pequeno em comparação com a resistência de carga.

O circuito: um integrado-voltímetro

O circuito da figura 1 é uma espécie de *VU-meter* baseado num único circuito integrado e nos LEDs D_1 a D_{10} . A resistência de carga que estabelece a corrente de teste da pilha (R_7 a R_{12}) é seleccionada com o comutador rotativo S_1 e a pilha ficará efectivamente carregada pela resistência quando se prime o interruptor de pressão, S_2 .

O comutador de 2 circuitos 6 posições (S_1) permite seleccionar uma das 6 resistências de carga disponíveis. Cada uma destas resistências tem um valor calculado para um determinado tipo de pilha, pois, como certamente sabe, a capacidade de uma pilha depende do seu volume, do processo de construção e da composição química utilizada. As primeiras 4 posições destinam-se a pilhas de 1,5 V. As correntes de carga são diferentes consoante o tipo de pilha:

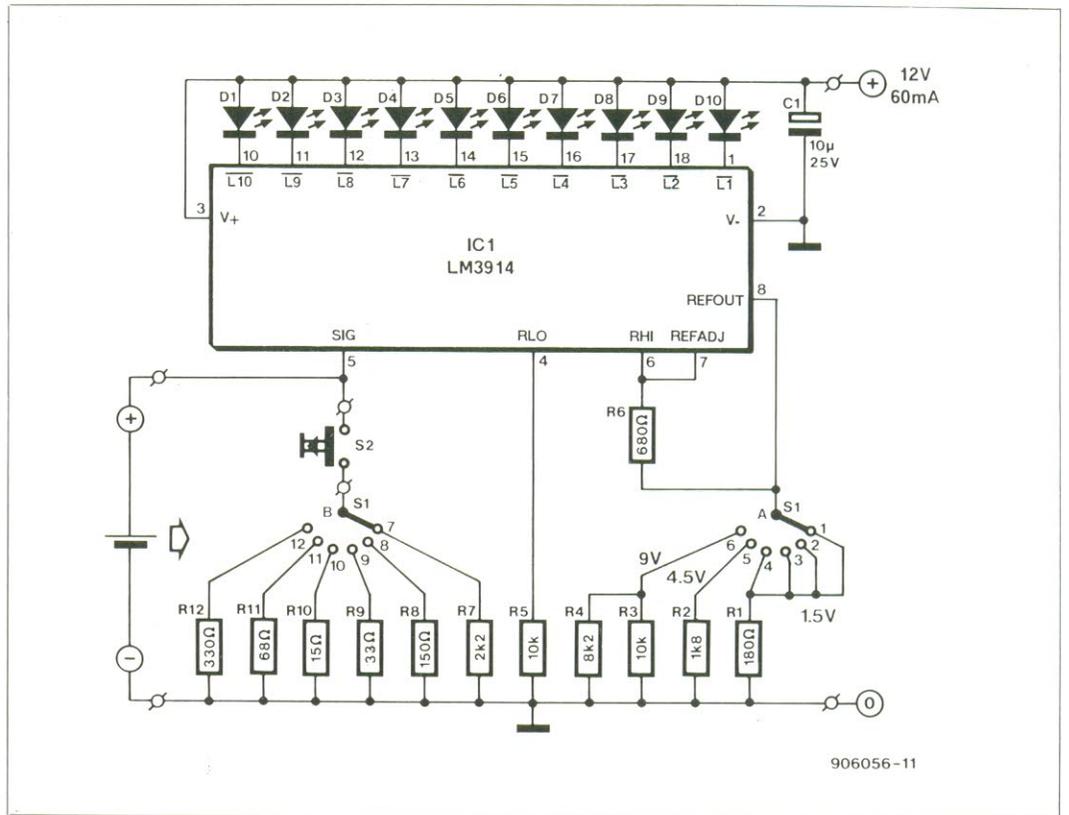


Fig. 1. — O circuito do verificador de pilhas reduz-se praticamente ao integrado excitador de LEDs, LM3914, da National Semicondutores.

botão; IEC-R6; IEC-R14 e IEC-R20. Se a pilha que foi ligada, estiver completamente carregada, fornecerá: 0,7 mA (bo-

tão); 10 mA (R_6); 45 mA (R_{14}) e 100 mA (R_{20}). A corrente de teste para as pilhas de 4,5 V é de 66 mA e 27 mA para as pi-

lhas de 9 V (PP3 ou IEC-6F22). Uma vez que a pilha está permanentemente ligada ao integrado voltímetro é fácil verifi-

ALCANCE	LED									
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9	D10
	VERM.			LARANJA			VERDE			
1.5 V	0.86	0.96	1.04	1.13	1.21	1.29	1.38	1.46	1.55	1.63
4.5 V	2.58	2.83	3.05	3.31	3.57	3.82	4.07	4.33	4.57	4.82
9.0 V	5.3	5.8	6.3	6.9	7.4	7.9	8.5	9.0	9.5	10.2

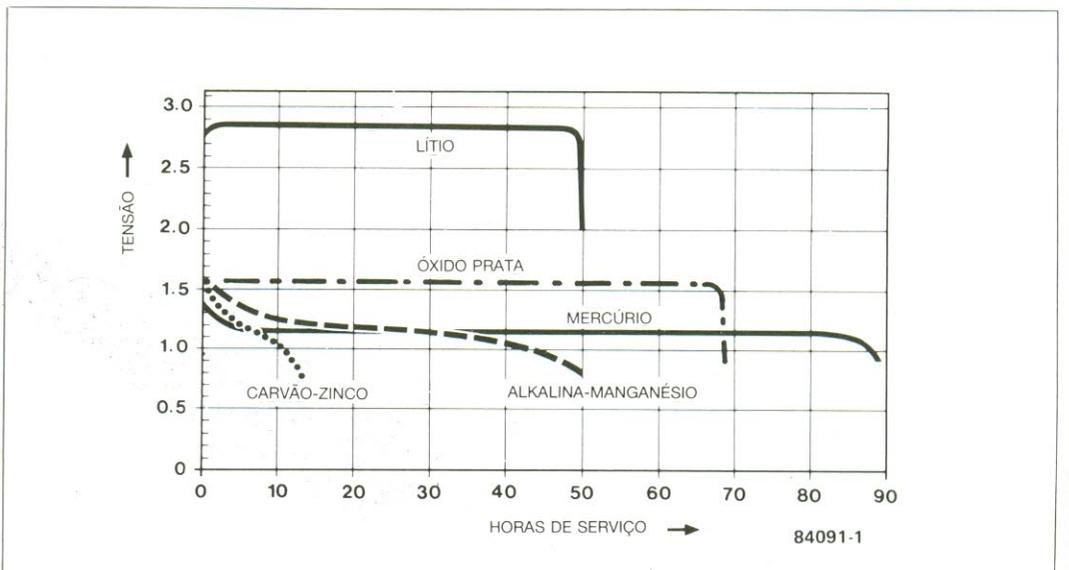


Fig. 2. — Curvas de descarga típicas, para várias versões de pilhas secas.

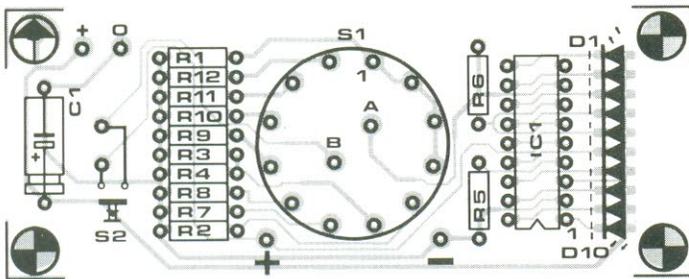


Fig. 4. — Disposição dos componentes na placa de circuito impresso.

No entanto, note que a tensão entre o pino 8 e os pinos 6 ou 7 é fixa a 1,25 V. Portanto, a tensão de referência em relação à massa pode ser alterada dando às resistências R_1 a R_4 valores apropriados. No nosso circuito, isso é feito com um comutador rotativo que cria as três tensões necessárias: 1,5 V, 4,5 V e 9 V. A tabela 1 mostra as tensões a que os

circuito impresso que não está disponível no serviço Elektor. A figura 5 mostra a placa de circuito impresso (PCI) aplicada numa caixa de plástico tipo ABS. O botão de teste S_2 é ligado à placa por meio de 2 pequenos pedaços de fio antes de ser aparafusado no painel frontal. Não corte os terminais dos 10 LEDs antes de os soldar à PCI, pois a distância entre a (PCI) e o painel frontal da caixa é determinada pela altura a que ficarem soldados os LEDs. Tal como mostrado na figura 5, a PCI fica fixada ao painel frontal da caixa por meio de 4 espaçadores de plástico.

O comutador rotativo usado é de 2 circuitos, 6 posições com pinos para soldadura directa à PCI. As inscrições do painel frontal podem ser feitas com símbolos para decalque de acordo com o desenho apresentado na fotografia introdutória.

O verificador é alimentado por um pequeno adaptador de corrente da rede que forneça 12 V de corrente contínua, a qual não precisa de ser estabilizada. O adaptador é ligado ao circuito através de uma pequena ficha do tipo usado nos gravadores portáteis ou máquinas de calcular (ver figura 5).

Finalmente, é de referir que o LED D_1 se ilumina quando a alimentação do verificador é ligada sem ter nenhuma pilha ligada. Este LED constitui portanto um perfeito indicador de ligado/desligado.

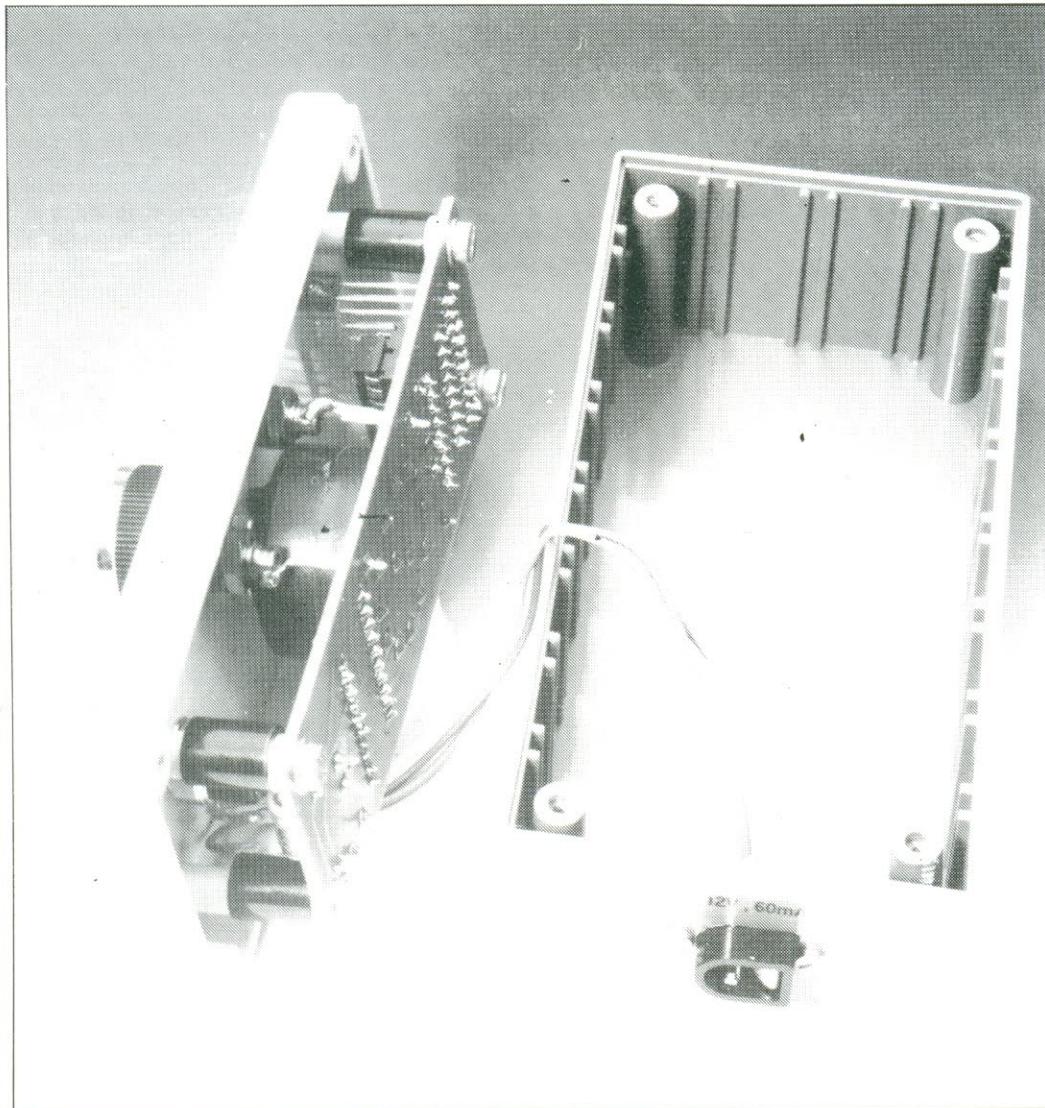


Fig. 5. — Como se pode ver, a PCI é fixada ao painel frontal com a ajuda de 4 parafusos M3 e respectivos espaçadores plásticos.

localizado mais perto de RLO basculará com uma tensão de entrada baixa. À medida que a tensão de entrada aumente de valor, mais comparadores bascularão até que o último (o que está associado ao topo da rede de resistências — pino RHI) basculará quando a tensão de entrada for igual à tensão de referência (pino RHI). As saídas dos comparadores estão ligadas a um decodificador (não visível na figura 3) com saídas activas no nível baixo que saem para o exterior do CI pelos pinos 1 e 10 a 18. No circuito do verificador (figura

1) o decodificador está programado para operar no modo dot (pontual), o que quer dizer que em qualquer momento apenas um dos LEDs se encontra iluminado; o LED em questão depende do valor da tensão de entrada aplicada ao verificador de pilhas. No modo bar (barra), os LEDs vão-se iluminando e permanecem iluminados até desaparecer a tensão de entrada que deu origem à sua iluminação. A tensão de referência do pino 7 pode ser alterada dentro de certos limites, ligando o pino 8 a um divisor de tensão.

vários LEDs se iluminam. O LED vermelho ilumina-se quando a tensão é baixa e a pilha se pode considerar sem carga eléctrica; quando um dos LEDs laranja se ilumina a pilha possui ainda alguma carga; os LEDs verdes indicam sucessivamente mais carga eléctrica. É evidente que se for o último LED a iluminar-se é porque a pilha está como nova.

Construção

A figura 4 mostra a disposição dos componentes na placa de

Lista de componentes

Resistências:

- $R_1 = 180 \Omega$
- $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_3, R_5 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 8 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 680 \Omega$
- $R_7 = 2 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 150 \Omega$
- $R_9 = 32 \Omega$
- $R_{10} = 15 \Omega$
- $R_{11} = 68 \Omega$
- $R_{12} = 330 \Omega$

Condensadores:

- $C_1 = 10 \mu\text{F } 25 \text{ V}$

Semicondutores:

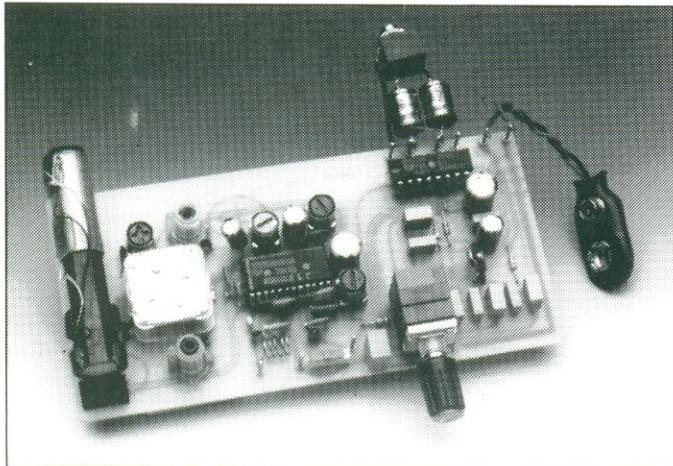
- $D_1, D_7 = \text{LEDs rectangulares verdes}$
- $D_8, D_9 = \text{LEDs rectangulares laranjas}$
- $D_{10} = \text{LED rectangular vermelho}$
- $IC_1 = \text{LM3914}$

Diversos:

- $S_1 = \text{Comutador rotativo 2 circ./6 pos.}$
- $S_2 = \text{Botão de pressão normalmente aberto}$
- Caixa de plástico ABS (110 x 45 x 55 mm)
- 2 bornes de painel para ligar as pilhas

receptor AM-FM compacto

O circuito integrado TEA5591A da Philips possui quase toda a electrónica necessária à realização de um sintonizador AM-FM; basta complementá-lo com alguns circuitos sintonizados. Adicionando um decodificador estéreo e um amplificador de saída obtém-se um rádio-receptor compacto.



Para se obter um sintonizador AM-FM tão pequeno quanto possível, a Philips não dotou o TEA5591A com a normal caixa DIL (dupla fila de pinos), mas sim com uma versão encolhi-

da, na qual os pinos estão espaçados a 0,07 polegadas em vez do espaçamento normal (0,1 da polegada). Como consequência, o circuito integrado não é mais comprido que

um circuito normal de 16 pinos, mas é mais largo cerca de 0,1 polegadas.

Dentro do TEA5591A

No diagrama de blocos da figura 1, vê-se que o TEA5591 contém dois receptores distintos, ambos super-heteródinos. A secção de FM recebe o sinal de entrada (pino 2) vindo de um circuito de antena de banda larga. Depois o sinal é amplificado e de seguida aplicado a um misturador através de um circuito sintonizado em paralelo.

No misturador, o sinal é misturado com o sinal de um oscilador, o qual é igualmente controlado por um circuito sintonizado em paralelo. O oscilador está combinado com um circuito de controlo automático de frequência (AFC), o

qual apenas necessita de um condensador externo.

A saída do misturador é aplicada a um filtro externo, e daqui ao primeiro amplificador de frequência intermédia (interno). A seguir o sinal é novamente filtrado (externamente) e então aplicado ao segundo amplificador de IF.

Finalmente, o sinal é desmodulado num discriminador de FM. O sinal de áudio-frequência resultante aparece então no pino 11 do integrado. Para evitar que o receptor de AM envie ao mesmo tempo um sinal para o pino 11, a alimentação dos andares de AM é levada à massa através do pino 14 durante a recepção em FM. De modo semelhante, durante a operação em modo AM a alimentação para os andares IF de FM é levada à massa através do pino 5. Em termos gerais, pode dizer-

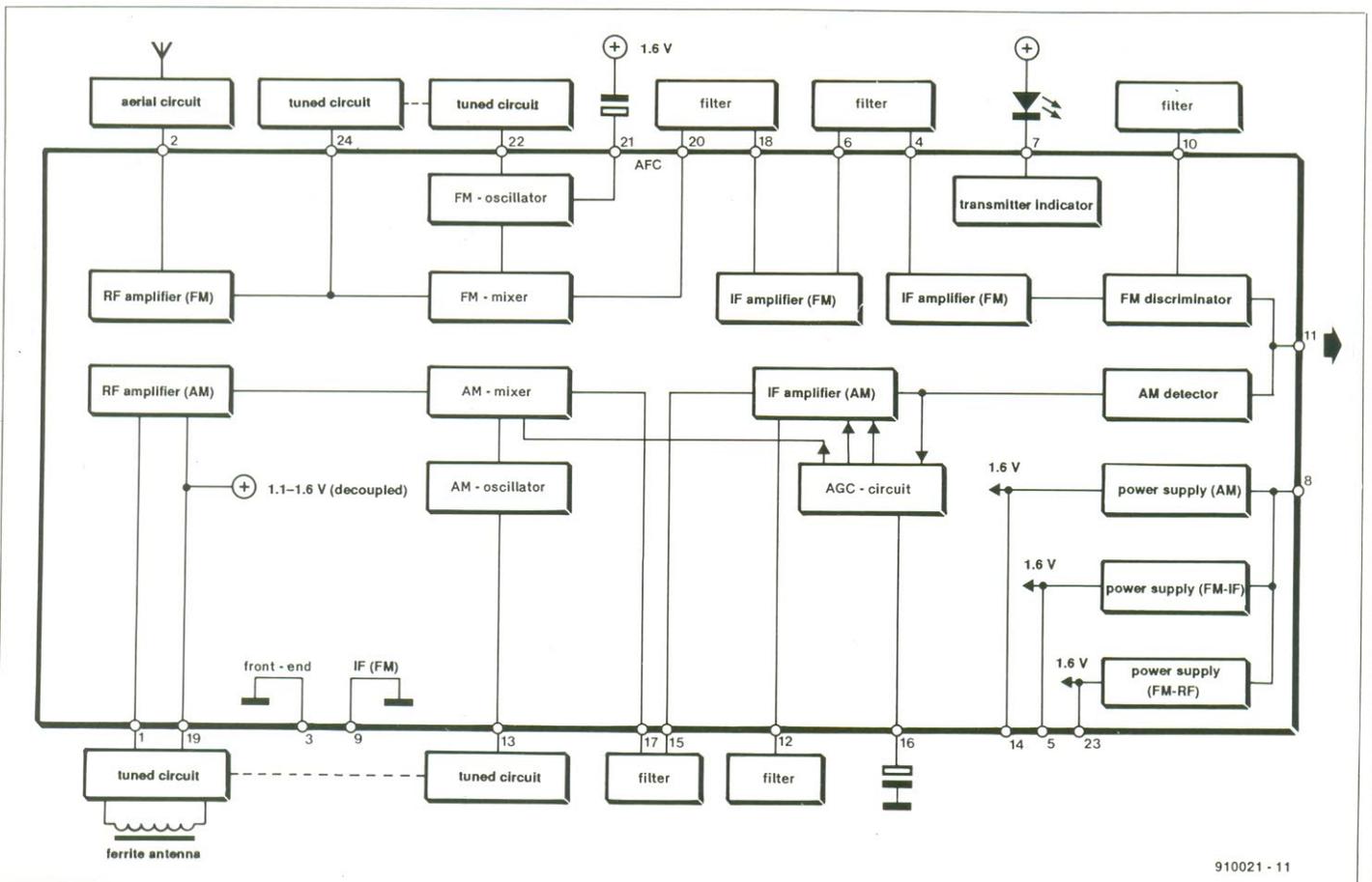


Fig. 1. Diagrama de blocos do circuito integrado TEA5591A (receptor AM/FM da Philips).

-se que a secção de AM é similar à de FM. Existe contudo uma diferença no circuito de entrada: em vez de um circuito de antena de banda larga, a secção de AM possui um circuito sintonizado de antena, cuja indutância é constituída por uma antena de ferrite.

O sinal de rádio-freqüência de AM depois de amplificador é aplicado a um misturador juntamente com o sinal de um oscilador adequado.

Ao misturador segue-se um filtro de IF e um amplificador IF. A saída deste amplificador comanda o circuito do controlo automático de ganho (AGC). Este circuito mantém a amplitude dos sinais de saída do amplificador IF e do misturador essencialmente constantes, apesar das variações que possam existir no sinal de rádio-freqüência (RF) proveniente da antena.

A saída do amplificador IF é desmodulada por um deteçtor apropriado, e o respectivo sinal de áudio aparece no pino 11.

Descrição do circuito

A figura 2 mostra o receptor de rádio completo, com um decodificador estereofónico IC₂ e um amplificador de saída estéreo, IC₃, o qual permite obter uma potência de 2×1 W

Algumas características técnicas

Gama de freqüências:

AM: 520-1600 kHz
 FM: 88,5-107 MHz
 AM: < 5µV
 FM: < 2µV
 Freq. intermédia: AM: 468 kHz
 FM: 10,7 MHz

Sensibilidade:

Potência de saída: 2×1 W para 8 Ω
 Distorção harmónica: < 2,5%
 Tensão de alimentação: 3-6 V
 Corrente de repouso: 30 mA
 Saída para altifalantes protegidas incondicionalmente contra curto-circuitos. Interruptor dos andares do amplificador de saída sem clicks audíveis.

em altifalantes de 8 Ω. A bobina L₁ e o condensador C₁ formam o circuito de entrada de banda larga para o receptor FM. O circuito sintonizado para o amplificador de rádio-freqüência (FM) é constituído por L₇ e por uma secção de 20 pF do condensador de sintonização.

O oscilador da secção de FM é sintonizado por L₆ e por uma segunda secção do condensador de sintonização já referido. O primeiro filtro IF de FM é formado por L₅ e C₁₂, enquanto o segundo filtro, K₁, é do tipo cerâmico. Um segundo filtro cerâmico, K₂, assegura a correcta operação do discriminador de FM.

A constante de tempo de 50 µs, necessária para uma correcta desacentuação, é forne-

cida pela resistência interna da saída de áudio-freqüência (pino 11), que é de 2,4 kΩ, e pelo condensador C₅.

A sintonização de antena para a secção de AM é efectuada com L₈ e com a secção de 140 pF do condensador de sintonia, ao passo que o oscilador é ajustado através de L₄ e da secção de 82 pF do referido condensador. Como as secções do condensador de sintonia, relativas a FM e AM, estão ligadas galvanicamente, L₄ e L₈ formam um transformador. Deste modo, a secção de AM fica electronicamente separada da de FM.

A secção de AM contém dois filtros de freqüência intermédia formados por L₂-C₁₁ e L₃-C₆.

O interruptor S₁ selecciona entre AM ou FM. Quando está na posição FM, a alimentação da secção de AM fica ligada à massa, mas em modo AM, a maior parte da secção FM fica sem alimentação.

O sinal de áudio/freqüência (AF) existente no pino 11 de IC₁ é aplicado ao decodificador estéreo IC₂, do tipo TDA7040T, que ocupa apenas 0,25 cm² de superfície. Este integrado pode ser seleccionado para modo de operação mono, ligando o pino 7 à linha de alimentação positiva através de uma resistência de 4,7 kΩ. O mesmo pino pode

ser usado para comandar um indicador de estéreo através de um transistor (mono corresponde ao nível lógico alto e estéreo ao nível lógico baixo). A saída do decodificador é levada ao amplificador de saída, IC₃, do tipo TDA7053, através de um potenciómetro estéreo (duplo), o qual está combinado com o interruptor S₂ (alimentação).

Cada um dos dois amplificadores em ponte, à prova de curto-circuito, existentes em IC₃ fornece 1W a um altifalante de 8Ω. A vantagem dos amplificadores em ponte é fornecerem mais potência para uma tensão de alimentação relativamente baixa (mínimo 3 V), do que a maioria dos outros tipos de amplificadores.

Se forem utilizados auscultadores modernos, de reduzidas dimensões e baixo peso, eles só podem ser comandados por metade de cada um dos amplificadores em ponte (pois eles possuem apenas três em vez de quatro ligações). Poderão ser ligados aos amplificadores através de condensadores electrolíticos de 100 µF. A sua ligação comum é ligada à massa. Os condensadores são necessários porque as saídas dos amplificadores possuem uma componente contínua de cerca de 2 V.

Apesar das excelentes características deste sintonizador,

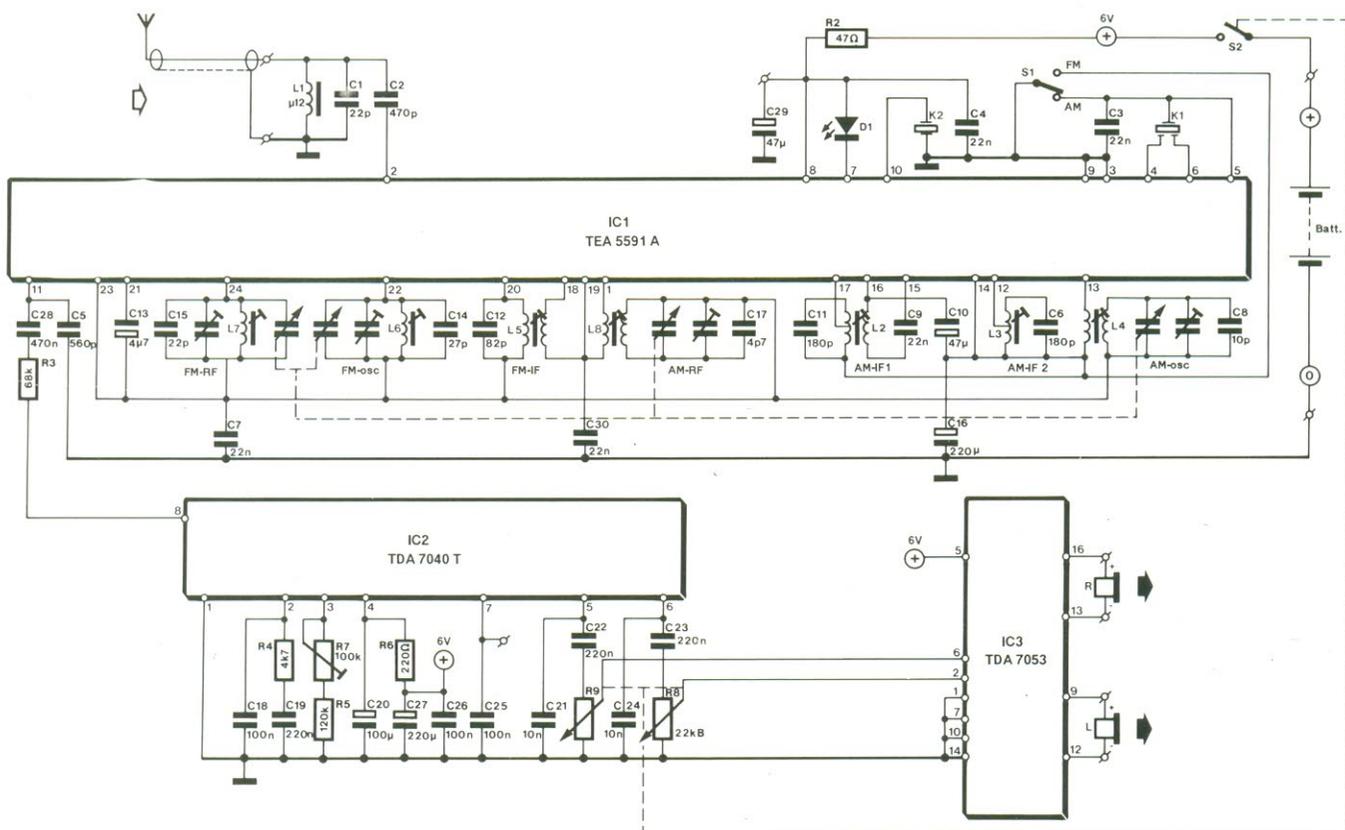


Fig. 2. Circuito do receptor portátil AM/FM baseado no TEA5591A.

não se aconselha ligá-lo a uma instalação de alta fidelidade senão através de um filtro de rejeição de banda de 19 kHz, devido a o sinal de saída (durante a recepção em FM) possuir um forte sinal piloto de 19 kHz. Quando os altifalantes estão ligados ao TDA7053 este sinal não causa problemas, mas se ele for amplificado numa instalação de alta fidelidade os altifalantes de agudos (*tweeters*) poderão não aguentar a elevada amplitude. Se tencionar usar o TDA7053 normalmente com o volume de som no máximo, não esqueça que a corrente de pico é de 1A. Isto obriga a usar uma fonte de alimentação com uma potência razoável em vez de um simples conjunto de pilhas. Para uso portátil é evidente que a única fonte de alimentação possível são as pilhas. Se apenas se usarem auscultadores, a duração das pilhas será longa, visto a corrente de repouso ser apenas de 30 mA.

Construção

O receptor pode construir-se numa placa de circuito impresso (PCI) como a mostrada na figura 3. De notar que esta placa não está disponível para venda. Se pretender desenhar uma PCI, deve ter em mente alguns aspectos: por exemplo, L_4 deve ser colocada muito próximo do condensador de sintonia. Além disso, perto do pino 3 de IC_1 deve existir um ponto de massa comum a todas as linhas de retorno de alta frequência. Pontos similares de ligação múltipla deverão existir perto do terminal da entrada da alimentação negativa (circuito de massa) e perto do pino 14 de IC_1 (alimentação da secção de AM). As pistas para os pinos 22 e 24 devem ser estreitas para manter as capacidades parasitas tão baixas quanto possível. A pista para o pino 24 deverá ser muito curta. Para evitar problemas de realimentação, a antena de ferrite deve estar tão afastada quanto possível da saída de áudio-frequência (pino 11). As bobinas L_5 , L_6 , L_7 são componentes comercializados da marca Toko; todas as outras terão de ser fabricadas. Os núcleos dos enrolamentos especificados são todos da marca Toko.

Alinhamento

1. Colocar todos os condensadores ajustáveis na posição média.
2. Acoplar um gerador de sinais de rádio-frequência

(seleccionado para AM) e ajustado para uma frequência de 468 kHz à antena de ferrite rodeando-a com algumas voltas de fio condutor.

3. Ajustar L_2 e L_3 para o máximo de saída de áudio-frequência no pino 11 de IC_1 .

4. Desintonizar o gerador de sinais a fim de verificar a simetria dos filtros de IF; ajustar o(s) filtro(s) se necessário.

5. Sintonizar o gerador de sinais para 520 kHz e colocar o condensador de sintonia na posição de capacidade máxima.

6. Ajustar L_4 para o máximo de saída de áudio-frequência.

7. Sintonizar o gerador de sinais para 1600 kHz e colocar o condensador de sintonia na posição de capacidade mínima.

8. Ajustar o condensador variável do circuito do oscilador para a máxima saída de áudio-frequência.

9. Repetir os passos 5, 6, 7 e 8, várias vezes, por esta ordem, até que não sejam necessários mais ajustamentos em L_4 e no condensador do circuito do oscilador.

10. Sintonizar o gerador de sinais para 600 kHz e colocar o condensador de sintonia na posição de máxima capacidade.

11. Ajustar L_8 (deslocando o enrolamento ao longo do núcleo de ferrite) até a saída de áudio-frequência ser máxima.

12. Sintonizar o gerador de sinais para 1500 kHz e colocar o condensador de sintonia na posição de capacidade mínima.

13. Ajustar o condensador variável do circuito de rádio-frequência de AM até obter um máximo na saída de áudio-frequência.

14. Repetir os passos 10, 11, 12 e 13, por esta ordem, até não serem necessários mais ajustamentos em L_8 e no condensador variável.

De notar que ajustando o circuito da antena abaixo das duas frequências-limite se assegura uma sincronização ótima entre este circuito e o circuito do oscilador.

15. Acoplar frouxamente o gerador de sinais ao circuito de antena FM.

16. Seleccionar o gerador de sinais para FM e sintonizá-lo para 10,7 MHz.

17. Ajustar L_5 para o mínimo de distorção do sinal de saída de áudio-frequência (através de um osciloscópio ou apenas de ouvido).

18. Sintonizar o gerador de sinais para 87,5 MHz e colocar o condensador de sintonia na posição de máxima capacidade.

19. Ajustar L_6 para a distorção mínima no sinal de saída de áudio-frequência.

20. Sintonizar o gerador de sinais para 108 MHz e colocar o condensador de sintonia na posição de capacidade mínima.

21. Ajustar o condensador variável do circuito do oscilador até obter o mínimo de distorção na saída de áudio-frequência.

22. Repetir os passos 18, 19, 20 e 21, por esta ordem, até não serem necessários mais ajustamentos da bobina e condensador.

23. Sintonizar o gerador de sinais para 88,5 MHz e colocar o condensador de sintonia na posição de máxima capacidade.

24. Ajustar L_7 para a mínima distorção na saída de áudio-frequência.

25. Sintonizar o gerador de sinais para 107 MHz e colocar o condensador de sintonia na posição de capacidade mínima.

26. Ajustar o condensador variável do circuito de rádio-frequência de FM até obter o mínimo de distorção na saída de áudio-frequência.

27. Repetir os passos 23, 24, 25 e 26, por esta ordem, até não serem necessários mais ajustamentos em L_7 e condensador.

28. Ligar o pino 8 de IC_2 à massa.

29. Ligar uma resistência de 5,6 kΩ entre o pino 7 de IC_2 e a linha positiva da alimentação.

30. Ligar um frequencímetro entre o pino 7 de IC_2 e a massa.

31. Ajustar R_7 até obter uma leitura de 19 kHz no frequencímetro.

Bobinas:

- L_1 = núcleo de ar, 12 μH, diâmetro interior de 4,5 mm, 4,5 espiras de fio esmaltado de 0,8 mm de diâmetro.
 - L_2 = 665 μH; forma 7MCS (Toko); n_{1-2} = 14 espiras, n_{2-3} = 132 espiras, n_{4-6} = 7 espiras de fio esmaltado de 0,07 mm de diâmetro.
 - L_3 = 665 μH; forma 7MCS (Toko); n_{1-2} = 33 espiras, n_{2-3} = 133 espiras de fio esmaltado de 0,07 mm de diâmetro.
 - L_4 = 270 μH; forma 7BRS (Toko); n_{1-3} = 86 espiras, n_{4-6} = 4 espiras de fio esmaltado de 0,07 mm de diâmetro.
 - L_5 = 119ACS/30120N (Toko).
 - L_6 = 301SN0100 (Toko).
 - L_7 = 301SN0200 (Toko).
 - L_8 = núcleo de ferrite 10 x 60 mm, n_{1-2} = 105 espiras, n_{3-4} = 10 espiras de fio esmaltado de 0,1 mm de diâmetro. Fazer os enrolamentos sobre um tubo de papel com 10 mm de diâmetro.
- O condensador de sintonia deve possuir secções AM de 140 e 82 pF, e secções FM de 2 x 20 pF. Em paralelo com cada secção utiliza-se um condensador variável de 5 / 10 pF (por ex.: Toko FE22124).

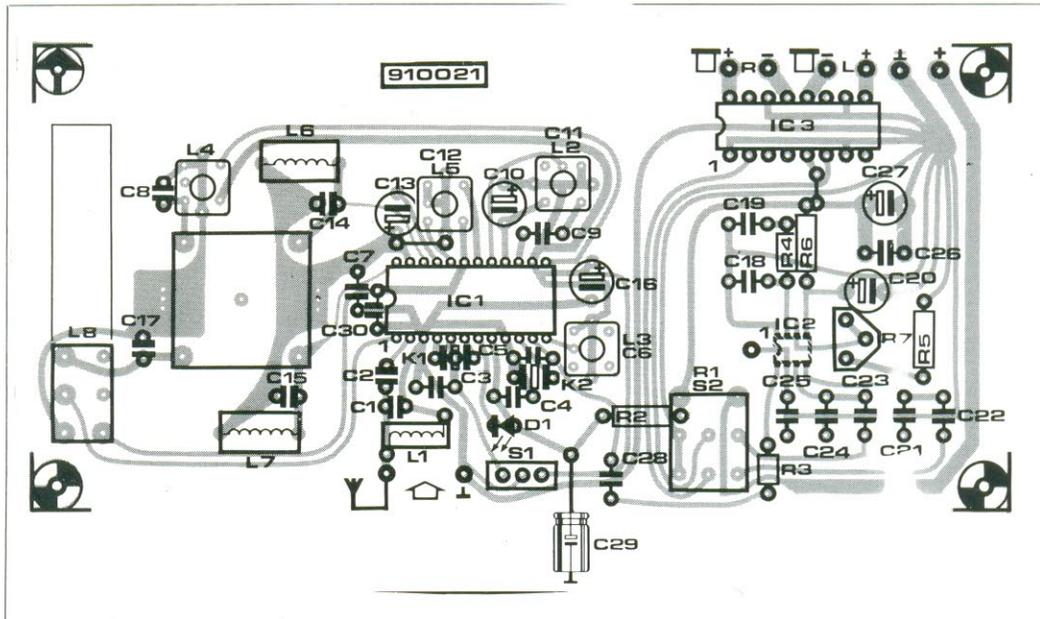


Fig. 3. Disposição dos componentes na placa de circuito impresso.

conversor de vídeo A/D — D/A

1.ª PARTE: Apresentação dos integrados

Embora existam no mercado conversores rápidos de vídeo, de 8 bits, até agora o seu uso prático tem estado fora do alcance dos entusiastas de electrónica. Felizmente esta situação ficou resolvida quando a Philips introduziu no mercado vários conversores A/D e D/A de utilização simples. Dois destes integrados, o conversor A/D (TDA8708) e o conversor D/A (TDA8702), formam o coração de um conversor de vídeo evoluído que permitirá a codificação/descodificação de vídeo, o processamento digital de vídeo, técnicas de acerto de sincronização, etc. Vamos hoje começar por analisar o funcionamento dos conversores A/D e D/A para numa 2.ª parte apresentarmos o projecto de construção.

P. Godon (Philips Components, Paris)

Conversor A/D (TDA8708)

O circuito integrado TDA8708 contém mais do que um simples conversor analógico digital; de facto, ele deveria chamar-se *interface com entrada de vídeo analógico*. O circuito interno do TDA8708 que também existe numa versão para montagem em superfície (sufixo T) é apresentado na figura 1, onde é evidente que o conversor A/D é apenas um entre vários blocos funcionais. A cada uma das três entradas de vídeo analógico (VIN0, VIN1 e VIN2) pode ser aplicado um sinal de vídeo composto CVBS (Chrominance-video-blanking-synchronization=Crominância-vídeo-extinção-sincronização) com uma amplitude média entre 0,45 V e 1,6 V medidos em relação à massa analógica (AGND). A capacidade típica das entradas VINx é de cerca de 1 pF e a impedância de entrada situa-se entre 10 KΩ e 20 KΩ (valores sem componentes ligados às entradas). A selecção da entrada activa é feita aplicando sinais lógicos

aos pinos I₀ e I₁ seguindo o código da Tabela 1. O amplificador de vídeo possui AGC (Automatic Gain Control=controlo automático de ganho) além de circuitos li-

mitadores (*clamping*). O AGC estabelece ou fixa a amplitude superior (picos de branco) ao passo que o circuito limitador estabelece ou fixa a amplitude inferior (a base dos impulsos

de sincronismo). Tal como ilustrado na figura 2, a amplitude do pico de branco dá origem ao valor digital mais elevado e a base dos impulsos de sincronismo ao valor digital

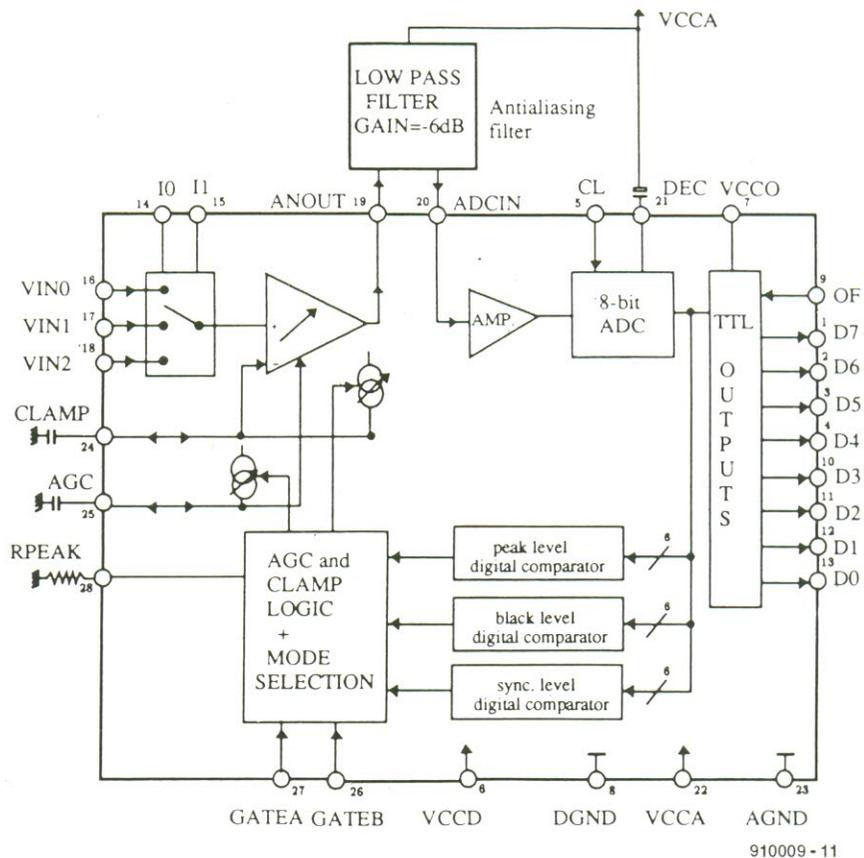


Fig. 1. Circuito interno do conversor analógico- digital (TDA8708).

Tabela 1. Selecção do canal de entrada

I1	I0	VINx
0	0	0
0	1	1
1	0	2
1	1	2

mais baixo. As secções do AGC e do limitador (*clamp*) recebem informação acerca da amplitude instantânea do sinal que excita o ADC (conversor A/D), através de três comparadores de amplitude: um para branco, outros para o preto e um terceiro para os impulsos de sincronismo. Cada uma das lógicas do AGC e do limitador excitam uma fonte de corrente constante pulsante que controla o ganho do amplificador de vídeo. As correntes de controlo dão origem a uma queda de tensão no condensador do AGC ligado ao pino 25. Os ganhos de vídeo máximo e mínimo são 2,3 e 0,5 correspondentes a tensões de controlo de 4,0 V e 2,8 V. Existe, aliás, a possibilidade de o ganho ser estabelecido externamente, omitindo o condensador de AGC e aplicando no seu lugar uma tensão contínua. Esta possibilidade requer no entanto um circuito de compensação de temperatura bastante preciso.

O ganho do amplificador interno também é controlado em função da amplitude inferior do sinal de vídeo. Neste caso, a tensão existente no condensador de *clamp* ligado ao pino 24 é subtraída da tensão instantânea do sinal de vídeo da entrada. Uma resistência limitadora de corrente (R_{peak}) ligada ao pino 28 estabelece o valor da corrente que passa quando a amplitude instantânea do sinal de vídeo excede o limite estabelecido. Com $R_{peak}=0 \Omega$, a corrente máxima é de $80 \mu A$.

A tabela 2 fornece uma listagem das várias possibilidades de controlo das amplitudes superior e inferior do sinal de vídeo com a ajuda de sinais lógicos aplicados aos pinos *GATE A* e *GATE B*.

No modo 1 (*GATE A*=*GATE B*=1), os valores da saída do conversor A/D são: 255 para o pico de branco e 0 para a base dos impulsos de sincronismo. No modo 2 existe maior controlo sobre os valores de saída do conversor. Tal como se pode ver na figura 2, um impulso positivo no pino *GATE A* fixa a amplitude dos impulsos de sincronismo a 0 V. Um impulso positivo aplicado ao pino *GATE B*, durante o patamar posterior do impulso de sincronismo, fixa em 64 o valor digital correspondente à base dos impulsos de sincronismo. O comparador do nível de branco está sempre activo. Sinais vídeo na entrada com amplitude nominal produzem um valor digital de 213. Assim, existe uma margem de segurança entre 213 e 240.

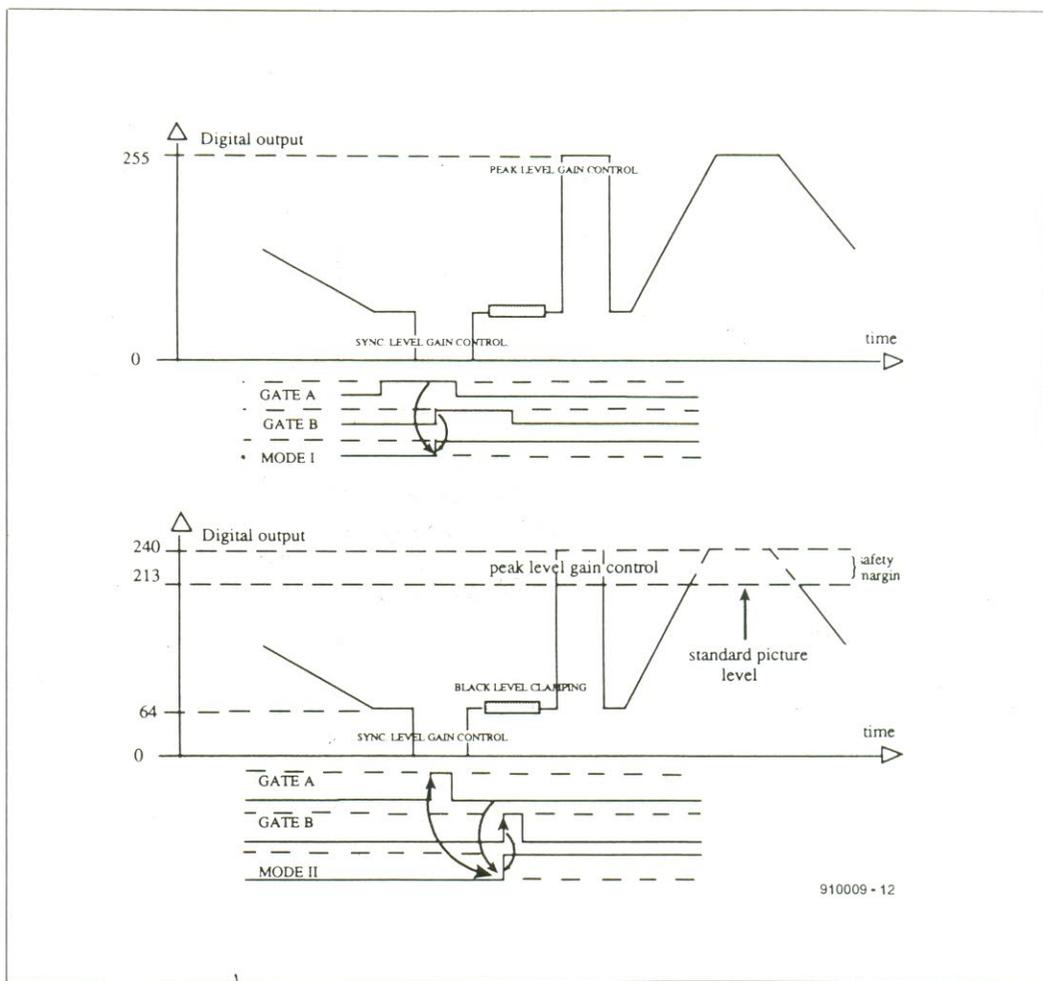


Fig. 2. Valor digital de saída em função da amplitude do sinal vídeo analógico de entrada. (modo 1 no esquema superior) (modo 2 no esquema inferior).

Tabela 2. Selecção do modo (TDA8708)

PORTA AB	SAÍDA	AGC	ICLAMP	MODO
<0	-2,5µA	PICO		
11	0-55	-2,5µA	-2,5µA	1
>255	PICO	-2,5µA		
00	<240	0	0	
00	<240	0	PICO	
10	>0	+2,5µA	0	
10	0-240	-2,5µA	0	2
10	>240	I_{PEAK}	0	
01	<64	+50µA	0	
01	60-240	-50µA	0	
01	>240	-50µA	PICO	

Tabela 3. Características técnicas principais do TDA8708

Símbolo	Parâmetro	Min.	Tip.	Max.	Unid.
V_{CCA}	tensão de alimentação analógica	4,5	5,0	5,5	V
I_{CCA}	corrente de alimentação analógica	—	37	45	mA
—	modulação cruzada dos VINx	—	-60	-55	dB
G_d	erro no ganho	—	2	—	%
Φ_d	erro de fase	—	2	—	°
B	largura de banda (-3dB)	12	—	—	MHz
S/N	relação sinal/ruído	60	—	—	dB
SVRR	razão de rejeição da ondulação da alimentação	—	45	—	dB
G	ganho	-4,5	—	6,0	dB

Tabela 4. Funções dos pinos (TDA8708)

Pino	Símbolo	Descrição
1-4	D7 (MSB) - D4	Saídas digitais, bit 7 (MSB) até bit 4
5	CL	Entrada de relógio
6	VCCD	Tensão de alimentação digital (+5V)
7	VCCO	Tensão de alimentação de saída TTL
8	DGND	Massa digital
9	OF	Formatação da saída e activação do integrado (3 estados)
10-13	D2 - D0 (LSB)	Saídas digitais, bit 3 até bit 0 (LSB)
14,15	10,11	Seleção do canal de vídeo na entrada
16-18	VINO-VIN2	Entradas de vídeo analógico 1, 2, 3
19	ANOUT	Tensão de saída analógica
20	ADCIN	Entrada do conversor A/D
21	DEC	Condensador do desacoplamento do conversor
22	VCCA	Tensão de alimentação analógica +5V
23	AGND	Massa analógica
24	CLAMP	Condensador do limitador
25	AGC	Condensador do controlo automático de ganho
26,27	GATEB, GATEA	Controlo do nível de sincronismo e limitador
28	RPEAK	Limitador decorrente para cont. aut. ganho

Quando o valor de saída excede 240, o comparador da amplitude do branco reduz o ganho do amplificador de vídeo para reduzir o risco do conversor A/D entrar em sobreexcitação (fornecendo uma saída de valor mínimo).

A saída analógica AN OUT do amplificador de vídeo (pino 19), é ligada a um filtro *anti-aliasing* passa-baixo exterior. A máxima corrente de saída do amplificador é limitada a 2,5 mA enquanto a tensão de saída máxima está estabelecida em 1 Vpp para um sinal vídeo de entrada nominal (1 Vpp). A tabela 3 fornece algumas características adicionais do TDA8708.

A saída do filtro exterior volta ao integrado pelo pino ADC IN. Esta entrada (ADC IN) também pode ser excitada directamente desde que a amplitude do sinal de vídeo aplicado permaneça entre (VCCA - 1,6) V e (VCCA - 1,1) V. A impedância de entrada do conversor A/D anda à volta de 50 MΩ, com uma capacidade de entrada de 1 pF.

A máxima frequência de relógio para o conversor A/D é de 30 MHz. A figura 4 ilustra o diagrama cronológico onde a tensão analógica do sinal de entrada é medida 2 ns (t_{so}) depois de o flanco anterior do impulso de relógio ter excedido o nível de referência de 1,5 V. A palavra digital permanece nas saídas por mais 4 a 6 ns e é substituída pela palavra seguinte ao fim de um tempo de atraso (t_d) de 16 a 20 ns.

As saídas digitais do conversor (D₀ a D₇) podem debitar (*sourcing*) ou receber (*sinking*) correntes até 20 μA. A palavra digital pode ser fornecida em formato binário (pino OF não

utilizado) ou no formato de complemento de dois (pino OF ao nível lógico baixo, 0 V). As saídas são comutadas para alta impedância quando o pino OF é colocado ao nível lógico alto. A tabela 4 fornece a descrição dos sinais associados com os pinos do integrado.

Conversor D/A (TDA8702)

Este circuito integrado é bastante mais simples internamente que o seu companheiro (ver o diagrama de blocos na figura 3 e a descrição dos pinos na tabela 5). Os dados digitais enviados para o TDA8702 são recebidos nas entradas D₀ a D₇ em padrão TTL e passam por circuito isolador contido na interface de entrada (*data input interface*) antes de carregarem um registo. Tal como mostrado no circuito de blocos, o registo excita 8 fontes de corrente constante que convertem o valor digital na quantidade analógica correspondente, neste caso uma corrente. Cada bit digital dá ori-

gem a uma corrente de cerca de 85 μA que fluindo através da resistência de 75 × 4 dá origem a uma queda de tensão de cerca de 6,3 mV em rela-

ção à tensão de alimentação positiva (VCCA) desde que a impedância de carga seja relativamente elevada. A tabela 6 fornece informação acerca da tensão de saída do conversor para impedâncias de 10 KΩ e 75 Ω.

A tensão de saída (em relação a VCCA) no pino VOUT é proporcional ao valor digital fornecido ao integrado e o pino VOUTN fornece um sinal de saída igual mas invertido. Os sinais existentes neste pino por norma são acoplados para o exterior através de um condensador electrolítico de 68 μF a 100 μF que introduz a seguinte queda de tensão:

$$V_C = \frac{V_{OUT} \times R_L}{R_L + 75\Omega}$$

onde R_L é a impedância de carga.

O circuito da figura 5 mostra as duas saídas vídeo ligadas a um amplificador diferencial; es-

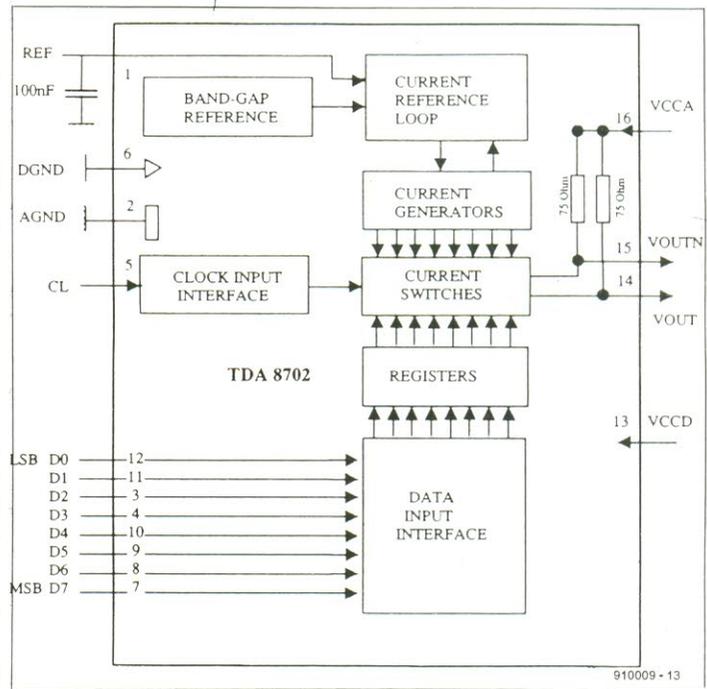


Fig. 3. Diagrama de blocos do conversor digital-analógico (TDA8702).

Tabela 5. Descrição dos pinos (TDA8702)

Pino	Símbolo	Descrição
1	REF	Desacoplamento da fonte de tensão de ref.
2	AGND	Massa analógica
3,4	D2,D3	Entrada de vídeo digital, 2, 3
5	CL	Entrada de relógio
6	DGND	Massa digital
7-10	D7-D4	Entradas de vídeo digital, bit 7 (MSB) até bit 4
11,12	D1,D0	Entrada de vídeo digital, bit 0, bit 1 (LSB)
13	VCCD	Tensão de alimentação digital +5V
14	VOUT	Saída de vídeo analógico
15	VOUTN	Saída de vídeo analógico invertida
16	VCCA	Tensão de alimentação analógica +5V

queima que se pode usar para melhorar a supressão de ruído e zumbido na tensão de alimentação. A figura 6 mostra um simples andar separador baseado em transistores. Finalmente, falta referir algumas notas sobre o diagrama cronológico da figura 7. O conversor D/A é transparente enquanto o sinal de relógio CL estiver no nível baixo. O termo «transparente» significa que a saída do conversor segue as evoluções do sinal digital de entrada. O TDA8702 destranca (*latches*) a corrente provocada

Tabela 6. Tensão de saída versus impedância de carga

Código	Binário	$Z_L = 10\text{ k}\Omega$		$Z_L = 75\ \Omega$	
		$V_{OUT}\ [V]$	$V_{OUTN}\ [V]$	$V_{OUT}\ [V]$	$V_{OUTN}\ [V]$
000	000 000 00	0	-1.6	0	-0.8
001	000 000 00	-0.0006	-1.594	-0.003	-0.797
...					
128	100 000 00	-0.8	-0.8	-0.4	-0.4
...					
254	111 111 10	-1.594	-0.006	-0.797	-0.003
255	111 111 11	-1.6	0	-0.8	0

pelos sinais digitais quando o sinal de relógio atinge 1,3 V no flanco ascendente. Para que a tensão de saída se mantenha estável até ao flanco descendente do relógio, os dados de entrada devem permanecer estáveis pelo menos, 0,3 ns antes e 2 ns depois de ser atingida a tensão de disparo no sinal de relógio (1,3 V). A tabela 7 indica as características técnicas principais do TDA8702.

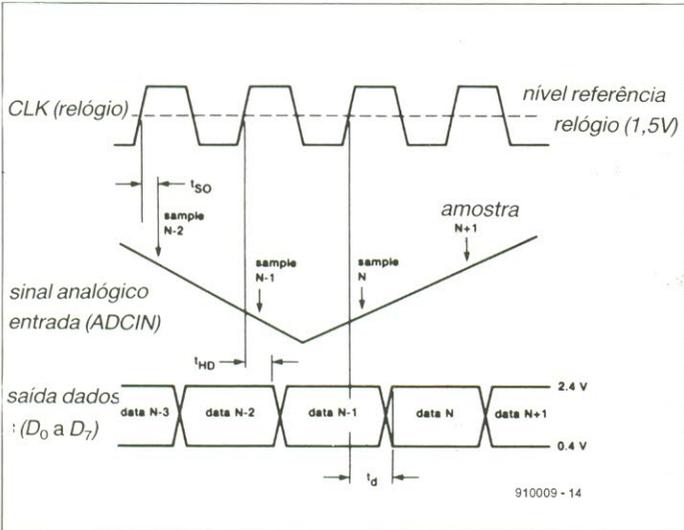


Fig. 4. Esquema cronológico de conversão (TDA8708).

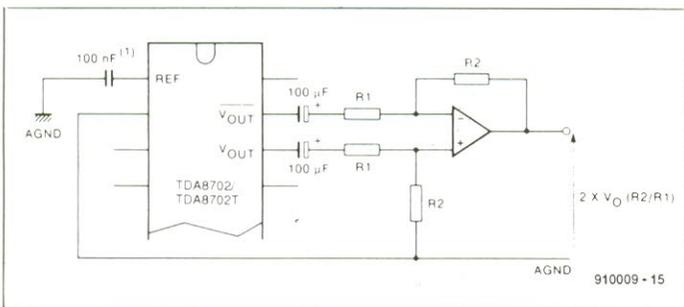


Fig. 5. Amplificador isolador de saída baseado num amplificador diferencial.

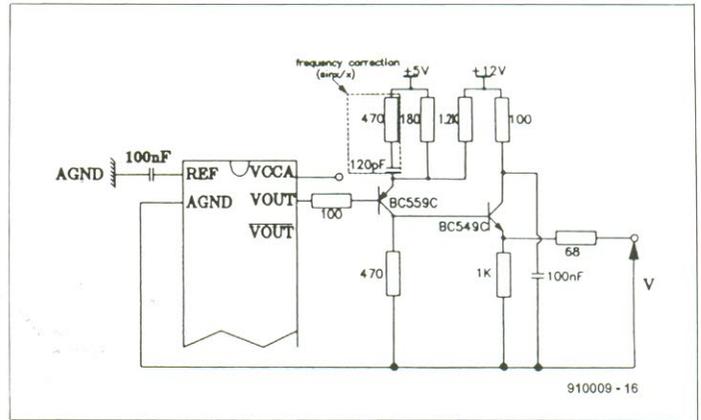


Fig. 6. Amplificador isolador de saída a transistores para o TDA8702.

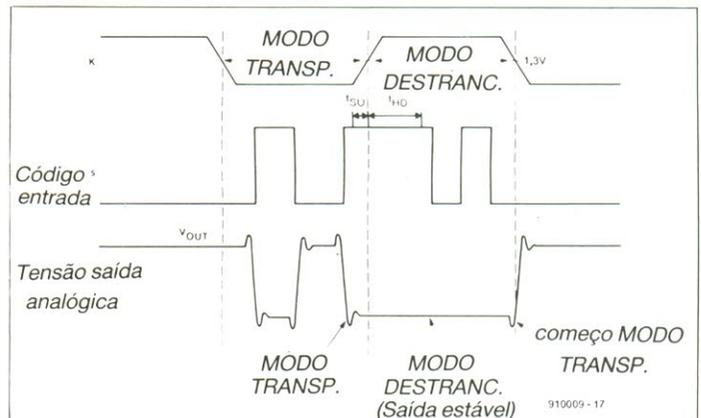
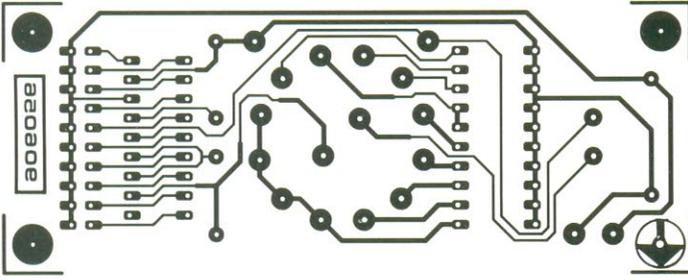


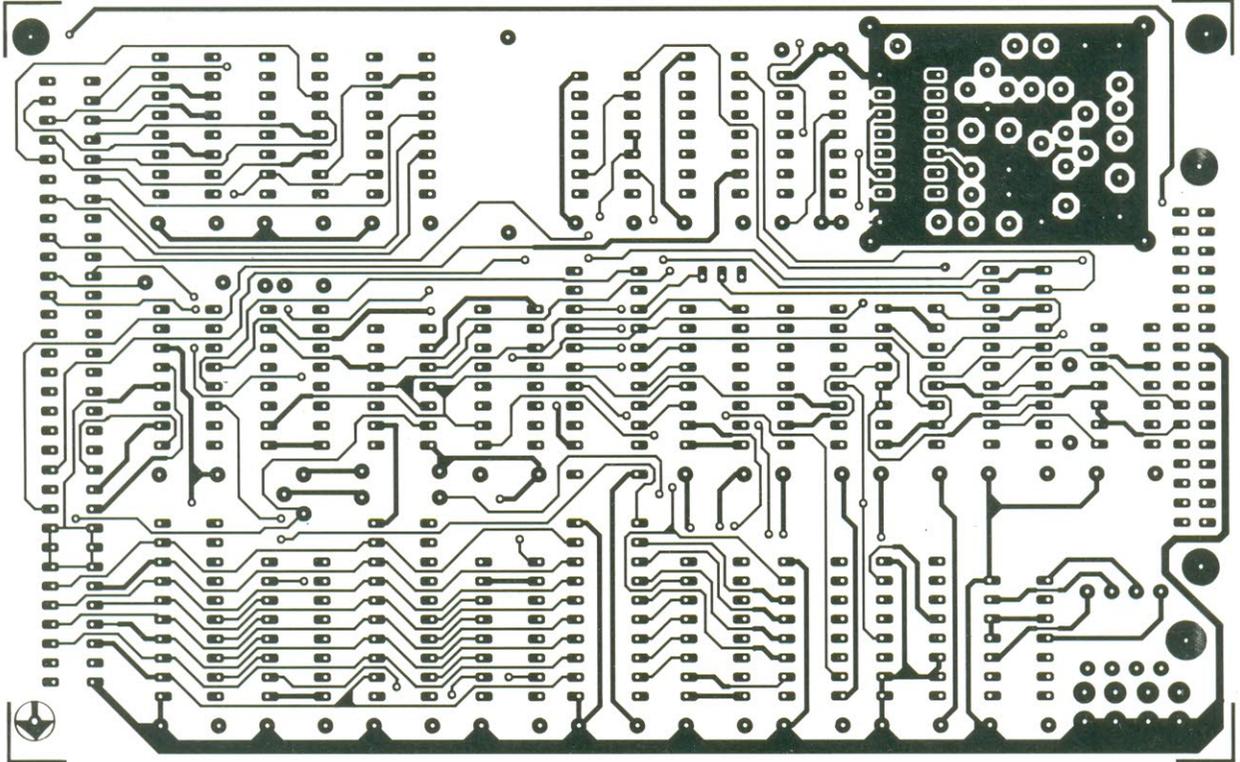
Fig. 7. Modos, transparente e destrancado em função do sinal de relógio.

Tabela 7. Características técnicas principais (TDA8702)

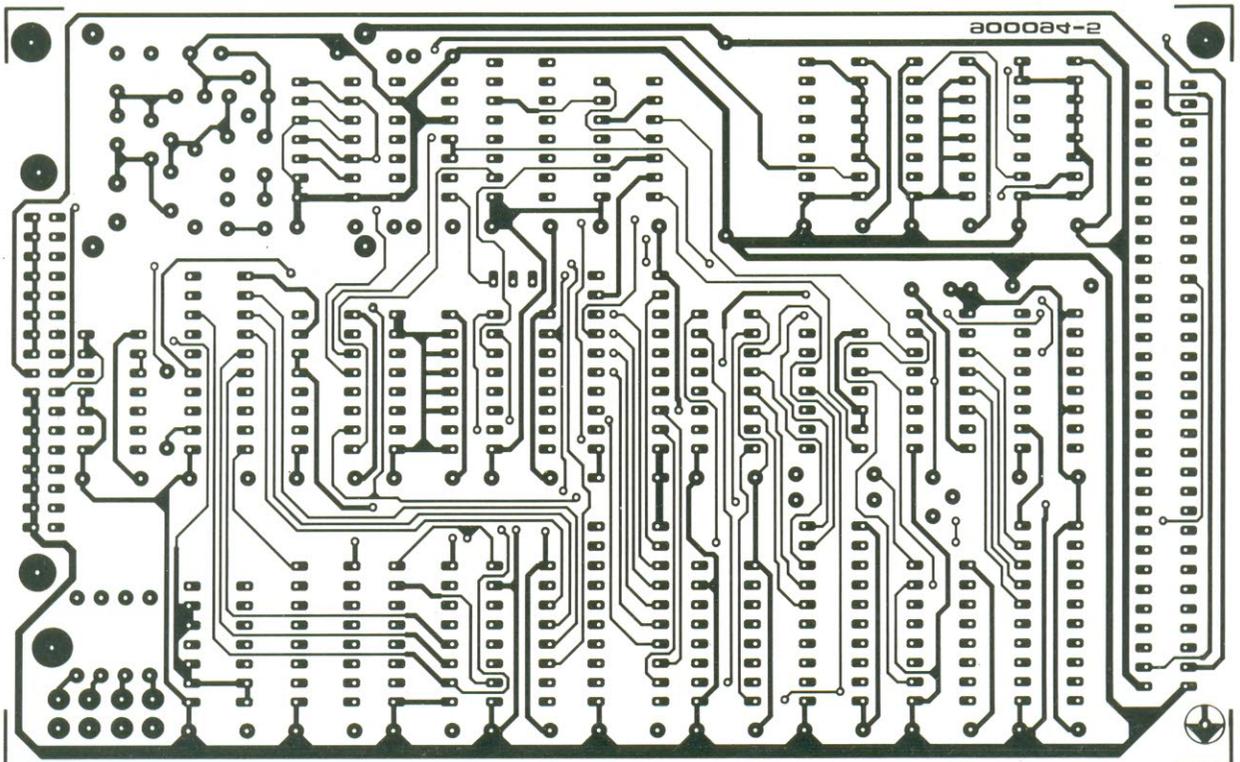
Símbolo	Parâmetro	Min.	Tip.	Max.	Unid.
V_{CCA}	Tensão de alimentação analógica	4.5	5.0	5.5	V
I_{CCA}	Corrente de alimentação analógica	-	26	32	mA
V_{CCD}	Tensão de alimentação digital	4.5	5.0	5.5	V
I_{CCD}	Corrente de alimentação digital	-	23	30	mA
$V_{OUT(N)}$	Tensão de saída $Z_L = 10\text{k}\Omega$	-1.45	-1.6	-1.75	V
	$Z_L = 75\text{k}\Omega$	-0.72	-0.8	-0.88	V
V_{OFF}	Tensão de desvio do zero (saída)	-	-3	-25	mV
$\Delta V_{OUT(N)}/\Delta T$	Coefficiente de temp. de V_{OUT}			200	$\mu\text{V}/\text{K}$
$\Delta V_{OUT}/\Delta T$	Coefficiente de temp. de V_{OFF}			20	$\mu\text{V}/\text{K}$
B_{3dB}	Largura de banda (-3dB) da saída analógica		150		MHz
$Z_{OUT(N)}$	Impedância de saída		75		Ω
DLE	Erro diferencial da linearidade			± 0.5	LSB
ILE	Erro diferencial da linearidade			± 0.5	LSB
t_{su}	Tempo de aparecimento dos lados (setup)	0.3			ns
t_{hd}	Tempo de retenção dos dados (hold)	2.0			ns
t_{pd}	Atraso na propagação			1.0	ns
t_{s1}	Tempo de estabilização (10%-90%)		1.1	1.5	ns
t_{s2}	Tempo de estabilização (\pm LSB)		6.5	8.0	ns



906056 — Verificador de pilhas



900094-5 — Analisador lógico



analisador de semicondutores para PC

2.ª Parte: Descrição do circuito, construção e alinhamento

Fonte de alimentação

O circuito da fonte de alimentação (figura 19), mostra que o analisador de semicondutores possui na placa de circuito impresso um conversor elevador de tensão que, por sua vez, se alimenta da tensão de 12 V do computador. Os 5 V do computador são também usados para alimentar algumas partes do circuito. Os 12 V do PC alimentam o conversor de tensão, através de um conector de 4 vias do tipo dos usados nas disquetes e discos duros. A corrente consumida da linha de 12 V é de cerca de 2,2 A. Se o seu PC não puder fornecer este valor de corrente, é ainda possível usar o analisador, desde que se reduza o valor da máxima corrente de colector do componente que está a ser testado. A corrente de entrada, para o duplicador de tensão da fonte de alimentação, é cerca de 2,2 vezes a corrente de saída. Daqui a necessidade de 2,2 A se estiver a ser usada a máxima corrente

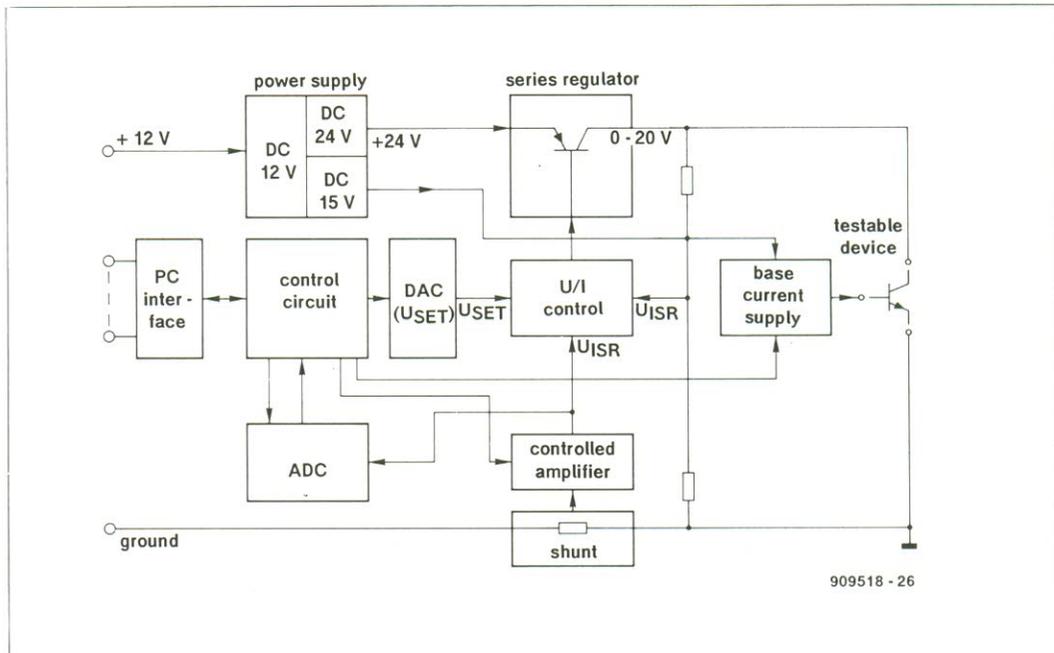


Fig. 18. Diagrama de blocos do analisador de semicondutores

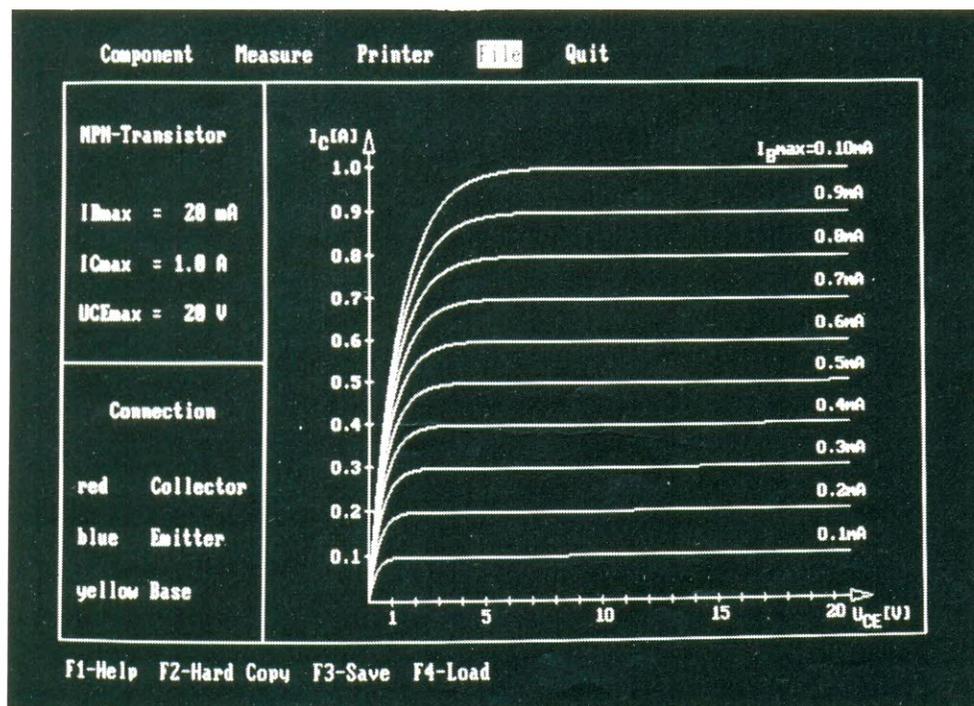
de colector (1 A). A corrente de repouso consumida pela fonte de alimentação é de cerca de 150 mA.

A fonte de alimentação é fundamentalmente um circuito de comutação baseado no integrado controlador IC₁, do tipo

UC3524A, e dois transistores MOSFET de potência, T₁ e T₂. Os MOSFET estão ligados a um transformador com núcleo de ferrite, Tr₁, o qual dobra a tensão de entrada para 24 V e fornece na saída uma tensão flutuante de 15 V. Os 15 V da saída do transformador são rectificadas e alisadas pelos diodos D₄ e D₅ e condensador C₈. Depois, a tensão rectificada é estabilizada a 15 V contínuos, por um regulador de tensão do tipo 7815. Os 15 V flutuantes são usados no gerador da tensão de base, a qual tem de ser uma tensão flutuante, isto é, uma tensão que não possui um valor fixo em relação à massa. Finalmente, os condensadores C₁₁ e C₂₄ foram incluídos para estabilização, desacoplamento e supressão de ruídos.

Circuito principal

A figura 20 mostra o circuito das principais secções: analógica e digital. O barramento de interface com o PC está indicado no canto superior esquerdo do esquema. As linhas de dados D₀ a D₇ (pinos AO₂ a AO₉ do barramento) estão li-



gadas a um integrado excitador bidirecional de barramentos, IC_{10} , do tipo 74LS245, o qual assegura a transferência de dados entre o PC e a placa de extensão. As linhas de endereço, A_0 e A_1 (pinos A_{30} e A_{31} do barramento), alimentam as entradas A e B dos dois descodificadores binário/decimal, contidos em IC_{11} . Estes dois descodificadores controlam a operação dos vários excitadores de barramento. Os sinais $IOWC$ e $IORC$ (pinos B_{13} e B_{14} do barramento) alimentam as entradas de validação ($EN=enable$) de IC_{11} através das portas IC_{9C} e IC_{9D} . A linha RESET (pino BO_2 do barramento) possui uma função muito importante no circuito, pois assegura que todos os relés fiquem desactivados quando é ligada a alimentação do computador, evitando configurações indefinidas e curtos-circuitos.

As linhas de endereço A_2 a A_9 (pinos A_{22} a A_{29} do barramento) em conjunto com a linha de validação de endereços, AEN (pino A_{11} do barramento), estão ligadas a um integrado descodificador de endereços, IC_{12} (74LS688). A placa de extensão normalmente é endereçada na posição I/O

300H (hexadecimal), mas pode-lhe ser atribuído um endereço diferente alterando a combinação dos oito interruptores DIP. As instruções para a necessária alteração são fornecidas no ficheiro READ. ME da disquete fornecida com o kit.

A informação digital de controlo fornecida pelo PC é armazenada e distribuída pelos trincos IC_{14} , IC_{15} e IC_{16} . Os integrados IC_{14} e IC_{15} controlam directamente os relés Re_1 a Re_{10} , enquanto IC_{14} também controla o interruptor da selecção de escala do circuito de medição de corrente. O integrado IC_{16} constitui a interface entre o PC e os acopladores ópticos IC_{18} a IC_{21} (figura 21). Os dados de entrada para o excitador de barramento IC_{13} são fornecidos pelas saídas Q_6 , Q_7 e Q_8 de IC_{16} ; por R_{35} , que fornece a informação relacionada com a protecção contra excesso de corrente e pela saída INTR do conversor A/D. Como já foi referido no início do artigo, a tensão colectora-emissor do componente que está a ser analisado vai subindo de 0 até 20 V. Esta tensão é fornecida por T_3 , um transistor de potência do tipo BD250C que é excitado, atra-

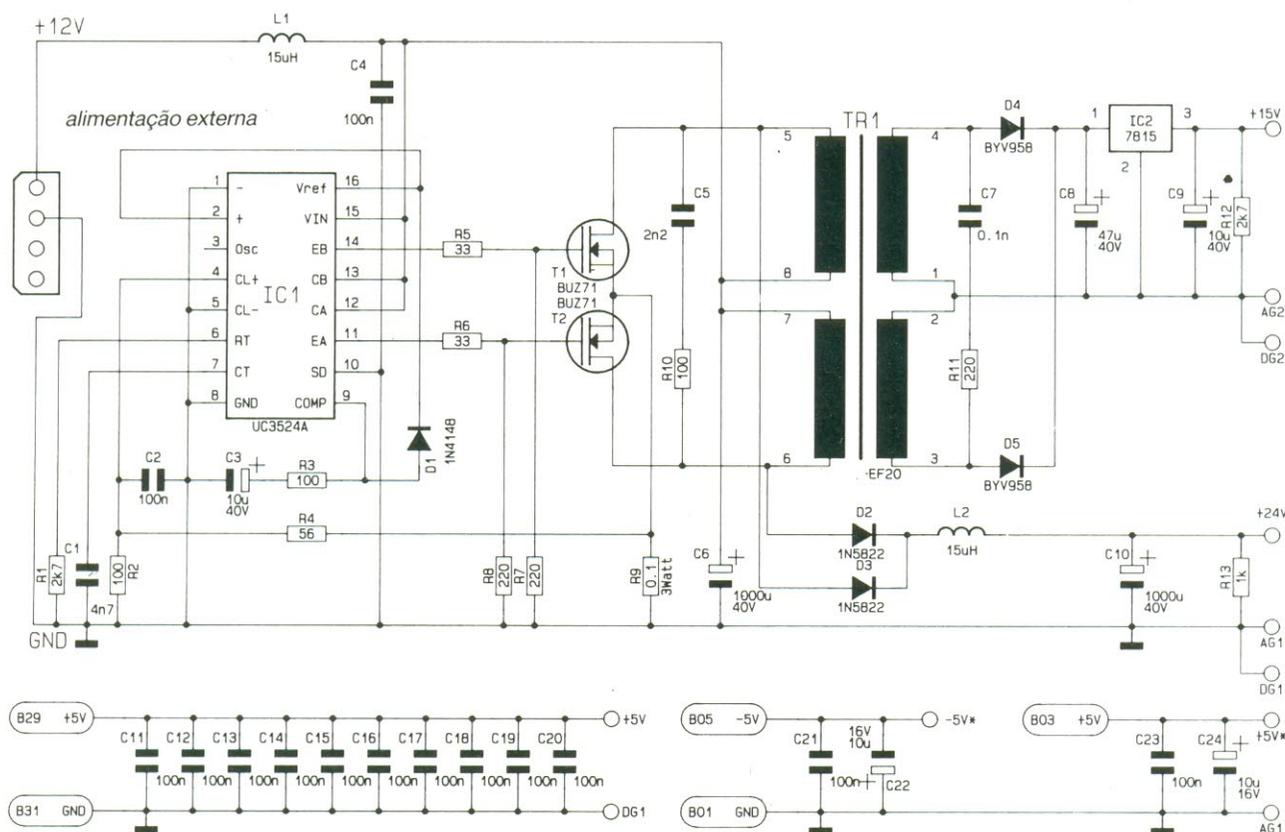
vés de T_4 , pelo amplificador operacional IC_{6A} . A tensão de saída é aplicada ao pino 3 do ampop através do divisor de tensão constituído por R_{30} , R_{110} . O ampop IC_{6B} é um amplificador diferencial que serve para deslocar a tensão de referência que existe entre o terminal ST_5 e a massa.

A tensão que se deseja na saída é aplicada ao pino 2 de IC_{6A} através da resistência R_{25} e do interruptor electrónico IC_{17A} . O computador fornece a tensão desejada na forma digital às entradas DO a D_7 do conversor digital/analgico, IC_3 . Assim, dependendo do valor da palavra de dados enviada para o conversor pela interface do computador, no pino 6 do ampop IC_5 aparece uma tensão entre 0 e $-2,55$ V. Com o interruptor IC_{17A} na posição indicada no esquema do circuito, o ampop IC_{6A} recebe na sua entrada (pino 2), através da resistência R_{25} , a tensão de saída do conversor D/A e o amplificador constituído por T_3 e T_4 fornece uma tensão (0 a 20,45 V) entre os terminais ST_3 e ST_5 . Quando IC_{17A} é seleccionado para a outra posição, a tensão de controlo saída do conversor D/A é reduzida pelo divi-
sor de

tensão $R_{27}-R_{28}$. Desta forma, a resolução da tensão de saída em ST_3 é aumentada nas gamas mais baixas. Uma tensão de controlo de $-2,55$ V no pino 6 de IC_5 dá origem a uma tensão de saída de $+3,6$ V em ST_3-ST_5 .

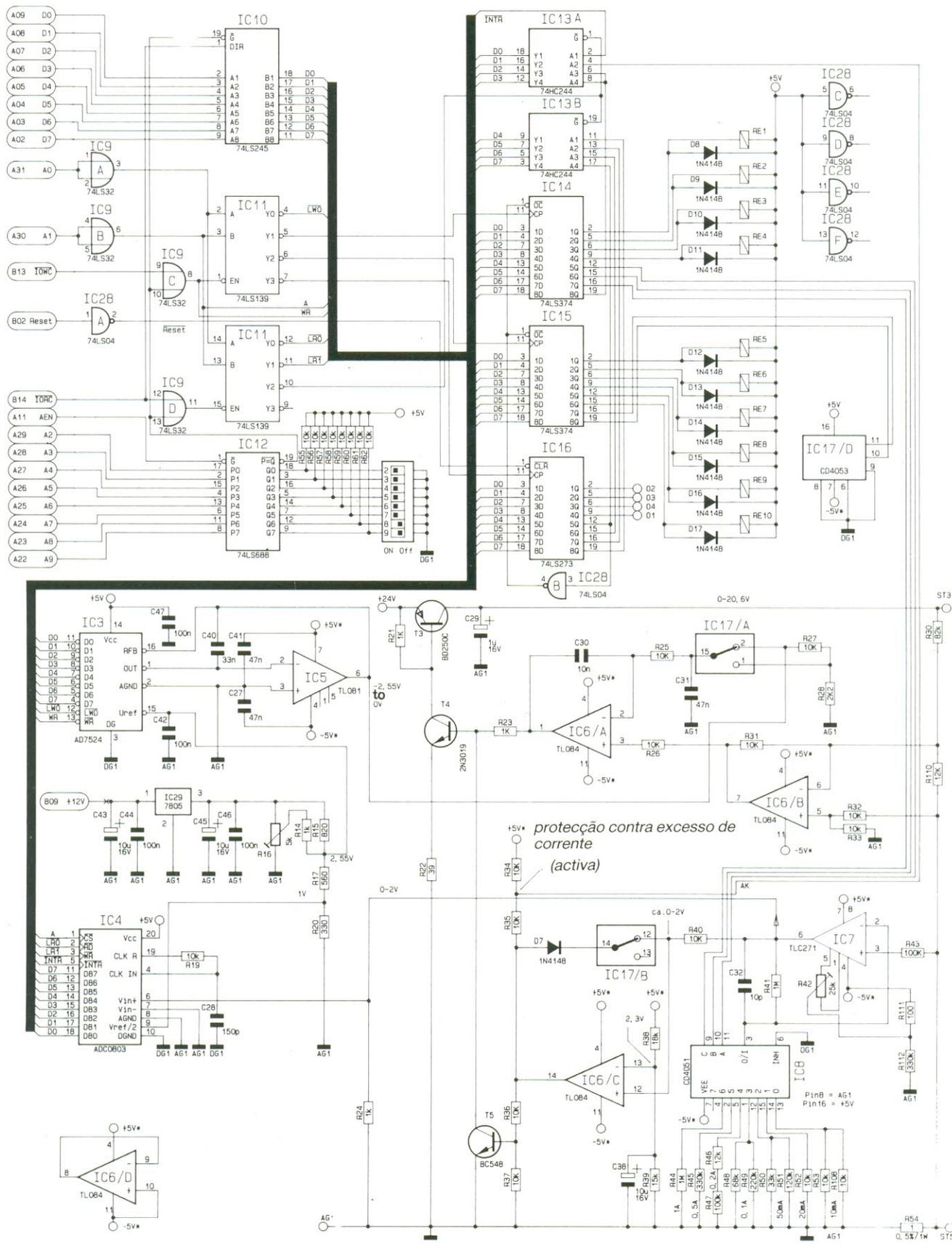
A corrente de collector do componente que está a ser testado é medida com a ajuda da resistência R_{54} , colocada em série com a linha de alimentação. A resistência R_{43} alimenta o pino 3 do amplificador operacional de baixa deriva, IC_7 (TLC271). No circuito de realimentação deste ampop encontra-se, por um lado, a resistência R_{41} e, por outro, o interruptor IC_8 e uma ou duas de 11 resistências (R_{44} a R_{53} , R_{108}). A selecção da resistência apropriada é feita por IC_8 , cuja resistência interna pode ser ignorada, em comparação com o valor das resistências seleccionadas. Desta forma, o ganho do ampop IC_7 pode ser variado, podendo apresentar um valor entre 2 e 200. Os dados de controlo necessários para a selecção do ganho são fornecidos pelo trinco IC_{14} às entradas de controlo, A, B e C de IC_8 .

Com a máxima corrente de saída de 1 A, a resistência R_{54}



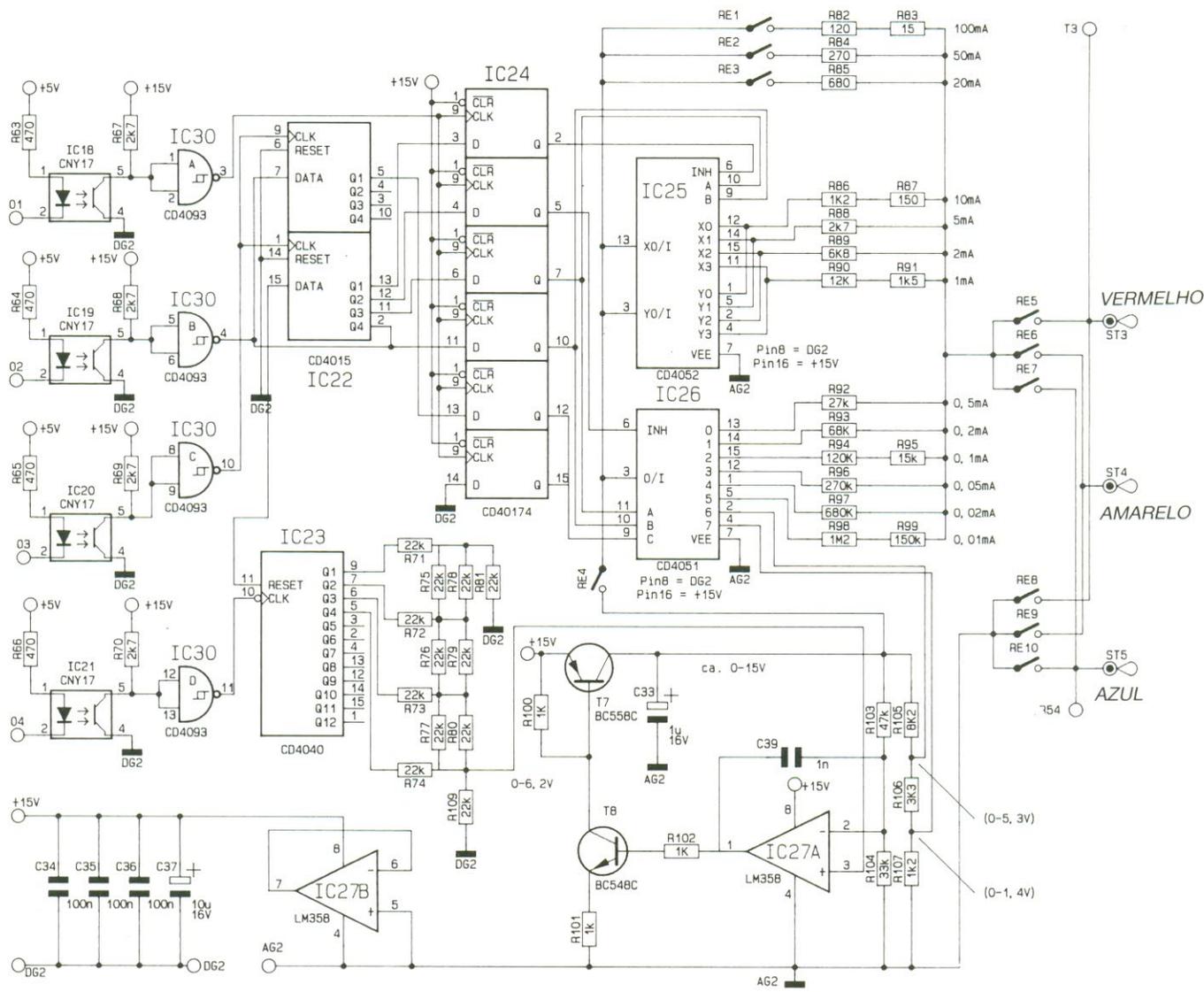
909518 - 27

Fig. 10. Esquema do circuito da fonte de alimentação



909518 - 28

Fig. 20. Esquema do circuito da interface de entrada/saída com o PC; circuito lógico de controle dos relés e amplificador de medida de ganho variável.



909518 - 29

Fig. 21. Esquema do circuito do gerador da corrente de base (controlada pelo PC). Note que a alimentação de 15 V para este circuito flutua com respeito à massa.

dá origem a uma queda de tensão de exactamente 1 V, que por sua vez resulta em 2 V na saída de IC₇ (pino 6). Na gama de medida mais sensível que é de 10 mA, a resistência R₅₄ dá origem a uma queda de tensão de 10 mV. Nesta gama, continua a haver 2 V na saída de IC₇ porque o ganho de IC₇ é neste caso ajustado para 200.

A tensão medida e depois amplificada é passada à entrada do conversor A/D de 8 bits, IC₄ (pino 6), que converte a tensão no intervalo de 0 a 2 V no valor digital correspondente para ser processado pelo PC.

As tensões de referência usadas no circuito são derivadas de um regulador de tensão fixa do tipo 7805, IC₂₉. As resistências R₁₄ a R₁₇ e R₂₀ fornecem uma tensão de referência de 2,55 V para o conversor D/A e 1 V para o conversor A/D.

O circuito de medição de corrente possui um fusível electrónico baseado em IC_{6C}. O pino 13 deste ampop é mantido a uma tensão de referência de 2,25 V enquanto a outra entrada (pino 12) possui uma tensão proporcional à corrente medida. Uma vez que esta tensão é fornecida por IC₇ o seu máximo valor é 2 V. Quando este valor é excedido em cerca de 10%, a saída de IC_{6C} bascula de baixa tensão para alta, dando origem à condução do transistor T₅. Em consequência, o transistor T₄ fica ao corte, cortando também o amplificador de corrente T₃ e interrompendo a corrente de saída e evitando, assim, possíveis danos no componente que está a ser verificado. Depois do fusível electrónico ter actuado, a corrente de saída permanece nula e o diodo D₇ mantém esse

estado até que o computador desbloqueie essa situação, abrindo o interruptor IC_{17B}. O estado de excesso de corrente é assinalado ao computador mediante o divisor de tensão R₃₄, R₃₅ e IC_{13A}.

O gerador da corrente de base

Uma vez que a corrente de base do semiconductor que está a ser analisado pode ser positiva nuns casos e negativa noutros, ela tem de ser fornecida umas vezes em referência ao terminal positivo e outras vezes em referência ao terminal ST₅. Isto quer dizer que a tensão que dá origem à corrente de base deve ser fluente em relação à massa, daí a existência de uma secção separada de 15 V na fonte de alimentação, como já foi referido no início.

Como se pode observar na figura 21, um regulador electrónico constituído por IC_{27A}, T₈ e T₇ fornece uma tensão entre 0 e 15 V, ajustável em 10 passos (1,5 V cada passo). A tensão de saída que em cada caso o regulador deve fornecer é estabelecida por um conversor D/A baseado em IC₂₃ e respectiva malha de resistências (R₇₁ a R₈₁, R₁₀₉). A entrada de relógio de IC₂₃ recebe do computador, na forma digital, através do acoplador óptico IC₂₁, a indicação do valor da tensão de saída que é necessária. A seguir a um reset, recebido pelo pino 11 e vindo de IC₁₉, o primeiro impulso de relógio que chega de IC₂₁ estabelece uma tensão de saída de 1,5 V. Cada novo impulso de relógio aumenta de 1,5 V a tensão na malha de resistências, até que o máximo de 15 V seja alcançado.

O relé R_{64} recebe a tensão requerida do colector de T_7 e passa-a aos interruptores contidos em IC_{25} e IC_{26} e aos relés Re_1 , Re_2 e Re_3 . As resistências R_{82} a R_{99} convertem a tensão de saída do regulador numa corrente de base proporcional. Por exemplo, quando o contacto de Re_1 está fechado, uma tensão de saída do regulador de 15 V corresponde a uma corrente de base de 10 mA e 1,5 V corresponde a 10 μ A. De forma semelhante podem ser geradas correntes de base menores, começando em 1 μ A até 10 μ A. O número total de correntes de base diferentes é de 130.

A selecção do terminal adequado, ST_3 ou ST_5 , é feita com a ajuda de dois conjuntos de relés, Re_5 - Re_6 - Re_7 e Re_8 - Re_9 - Re_{10} .

O gerador das correntes de base também é capaz de gerar tensões de porta para verificar transistores FET. Isso é feito abrindo o contacto de Re_4 , de maneira que a tensão de colector de T_7 , reduzida pelo divisor R_{105} a R_{107} , seja aplicada ao respectivo terminal de teste através do interruptor electrónico IC_{26} (entrada pelos pinos 2 ou 4 e saída pelo pino 3 e relé Re_1).

O computador determina qual é o interruptor (IC_{25} ou IC_{26}) que deve ser actuado. Esta selecção é efectuada através de acopladores ópticos para assegurar que a corrente de base flutue com respeito a

massa. A selecção é feita por meio de impulsos de relógio. Às duas entradas do registo de deslocamento de 8 bits, IC_{22} (tipo 4015), são aplicados 5 impulsos. Cada impulso de relógio origina o carregamento da informação binária existente na entrada de dados (data). Depois do quinto impulso, o integrado IC_{24} recebe de IC_{18} um impulso de relógio que o faz copiar para as suas saídas a palavra de 5 bits existente nas saídas de IC_{22} . As saídas de IC_{24} , pinos 2, 5, 7, 10 e 12, excitam os multiplexadores da saída, IC_{25} e IC_{26} .

Construção

Todos os circuitos que foram descritos são acomodados numa só placa de circuito impresso de dupla face com furo metalizado. A placa mede aproximadamente 337 mm \times 100 mm com uma saliência de cerca de 8 mm para os contactos do barramento.

Antes de proceder à montagem dos componentes, aconselha-se a leitura completa desta secção, pois ela mantém alguns pontos que requerem especial atenção.

Na construção da placa siga o plano da localização dos componentes na figura 22. Comece por montar os componentes de menor altura seguidos depois dos mais altos, e solde-os apenas do lado das pistas. Não

são necessários do lado dos componentes, devido à existência de furos metalizados. Durante a construção preste muita atenção aos seguintes pontos:

- Os transistores T_1 e T_2 e o regulador de tensão IC_{29} ficam encostados à placa sem dissipadores de calor e sem parafusos de fixação.
- O transistor de saída, T_3 (BD250C) e o regulador de tensão positiva, IC_2 (7815), também ficam encostados à placa mas devem ser fixados com um parafuso $M_3 \times 6$ mm e uma porca M_3 . A zona de cobre estanhado por baixo destes componentes não possui película resistente a solda (*solder resist*) e, assim, ajuda a arrefecer estes componentes.
- O transformador com núcleo de ferrite, Tr_1 , é montado com os terminais laterais 1 e 5, apontando para os transistores T_1 e T_2 . Os terminais marcados 6 a 10 apontam para o condensador C_7 . Note que devido à disposição simétrica dos seus terminais é possível montar o transformador numa posição errada; portanto, muita atenção.
- Os condensadores electrolíticos C_6 e C_{10} , embora do tipo radial, devem ficar deitados sobre a placa de circuito impresso.
- As bobinas L_1 e L_2 devem ficar tão encostadas à PCI quanto possível.
- Na PCI existem 5 pontes de ligação. A primeira tem

cerca de 30 mm de comprimento e fica colocada por baixo do integrado IC_{13} (74HC244), como indicado no plano da disposição dos componentes. Use o fio isolado fornecido no *kit* de componentes e tenha muito cuidado para não provocar curtos-circuitos com os pinos do integrado. As restantes quatro pontes de ligação possuem comprimentos entre 180 mm e 210 mm. Tal como mostrado na fotografia da placa completa, uma ponte liga os dois marcados com A e as outras ligam os pontos B, C e D.

7. — Existe na placa uma zona do circuito que deve ser blindada com uma caixa metálica para assegurar um baixo nível de ruído no pré-amplificador. Esta zona inclui a secção do circuito que faz a selecção de tensão, a medição de corrente e a selecção do ganho do amplificador, funções que envolvem os circuitos integrados, IC_6 , IC_7 , IC_8 e IC_{17} . São usadas duas caixas de blindagem com tampa, uma de cada lado da PCI.

Comece por dobrar a placa de metal para lhe dar a forma de um quadrado e solde-a no ponto de encontro. Depois coloque a caixa blindagem de 15 mm de altura, na face da placa do lado dos componentes. As pequenas ranhuras destinam-se a evitar que o bordo interior da zona blindada solde o interior da blindagem à face da pista de co-

Lista de componentes:

Resistências

$R_1, R_2, R_6, R_7, R_{80} = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_2, R_3, R_{10}, R_{11} = 100 \Omega$
 $R_4 = 56 \Omega$
 $R_5, R_6 = 33 \Omega$
 $R_7, R_8, R_{11}, R_{19} = 220 \Omega$
 $R_9 = 0 \Omega 13W$
 $R_{13}, R_{14}, R_{17}, R_{21}, R_{23}, R_{24}, R_{100}, R_{102} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{15}, R_{105} = 820 \Omega$
 $R_{16} = 5 \text{ k}\Omega$ preset V
 $R_{19}, R_{20}, R_{25}, R_{27}, R_{31}, R_{37}, R_{40}, R_{52}, R_{53}, R_{55}, R_{62}, R_{108} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{22} = 39 \Omega$
 $R_{28}, R_{17} = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_{30} = 82 \text{ k}\Omega$
 $R_{38} = 18 \text{ k}\Omega$
 $R_{39}, R_{95}, R_{113}, R_{116} = 15 \text{ k}\Omega$
 $R_{41}, R_{44} = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{42} = 25 \text{ k}\Omega$
 $R_{43}, R_{47} = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_{45} = 330 \text{ k}\Omega$
 $R_{46}, R_{90}, R_{110} = 12 \Omega$
 $R_{48}, R_{93} = 68 \text{ k}\Omega$
 $R_{49} = 220 \text{ k}\Omega$
 $R_{50}, R_{104} = 33 \text{ k}\Omega$
 $R_{51}, R_{94} = 120 \text{ k}\Omega$
 $R_{54} = 1 \Omega 0,5\% 1W$
 R_{63} a $R_{66} = 470 \Omega$
 R_{71} a $R_{81}, R_{109} = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_{82}, R_{107} = 120 \Omega$
 $R_{83} = 15 \Omega$
 $R_{84} = 270 \Omega$
 $R_{85} = 680 \Omega$
 $R_{86} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{87} = 150 \Omega$
 $R_{89} = 6 \text{ k}\Omega$
 $R_{91} = 1 \text{ k}\Omega$

$R_{92} = 27 \text{ k}\Omega$
 $R_{96} = 270 \text{ k}\Omega$
 $R_{97} = 680 \text{ k}\Omega$
 $R_{98} = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{99} = 150 \text{ k}\Omega$
 $R_{101} = 4 \text{ k}\Omega$
 $R_{103} = 47 \text{ k}\Omega$
 $R_{106} = 330 \Omega$
 $R_{112} = 56 \text{ k}\Omega$
 $R_{118} = 500 \Omega$ ajust. vert. + V

Condensadores

$C_1 = 4 \text{ nF}$
 $C_2, C_4, C_{29}, C_{42}, C_{44}, C_{46}, C_{47} = 100 \text{ nF}$
 $C_3, C_9 = 10 \mu\text{F} 40 \text{ V}$
 $C_5 = 2 \text{ nF}$
 $C_6, C_{10} = 1,000 \mu\text{F} 40 \text{ V}$
 $C_7, C_{28}, C_{48} = 100 \text{ pF}$
 $C_8 = 47 \mu\text{F} 40 \text{ V}$
 C_{11} a $C_{21}, C_{23}, C_{34}, C_{35}, C_{36} = 100 \text{ nF}$ cerâmica
 $C_{22}, C_{24}, C_{37}, C_{38}, C_{43}, C_{45} = 10 \mu\text{F} 16 \text{ V}$
 $C_{27}, C_{41} = 47 \text{ nF}$
 $C_{30} = 10 \text{ nF}$
 $C_{32} = 10 \text{ pF}$
 $C_{33} = 56 \text{ nF}$
 $C_{39} = 1 \text{ nF}$

Semicondutores

D_1, D_7 a $D_{17} = 1 \text{ N}4148$
 $D_2, D_3 = 1 \text{ N}5822$
 $D_4, D_5 = \text{BYV}958$
 $IC_1 = \text{UC}3524\text{A}$
 $IC_2 = 7815$
 $IC_3 = \text{AD}7524$
 $IC_4 = \text{ADC}0804$
 $IC_5 = \text{TL}081$

$IC_6 = \text{TL}084$
 $IC_7 = \text{TLC}271$
 $IC_8, IC_{26} = \text{CD}4051$
 $IC_9 = 74\text{LS}32$
 $IC_{10} = 74\text{LS}245$
 $IC_{11} = 74\text{LS}139$
 $IC_{12} = 74\text{LS}688$
 $IC_{13} = 74\text{HC}244$
 $IC_{14}, IC_{15} = 74\text{LS}374$
 $IC_{16} = 74\text{LS}273$
 $IC_{17} = \text{CD}4053$
 IC_{18} a $IC_{21} = \text{CNY}17$
 $IC_{22} = \text{CD}4015$
 $IC_{23} = \text{CD}4040$
 $IC_{24} = \text{CD}40174$
 $IC_{25} = \text{CD}4025$
 $IC_{27} = \text{LM}358$
 $IC_{28} = 74\text{LS}04$
 $IC_{29} = 7805$
 $IC_{30} = \text{CD}4093$
 $T_1, T_2 = \text{BUZ}71$
 $T_3 = \text{BD}250\text{C}$
 $T_4 = 2\text{N}3019$
 $T_5 = \text{BC}548$
 $T_7 = \text{BC}327$
 $T_8 = \text{BC}337$

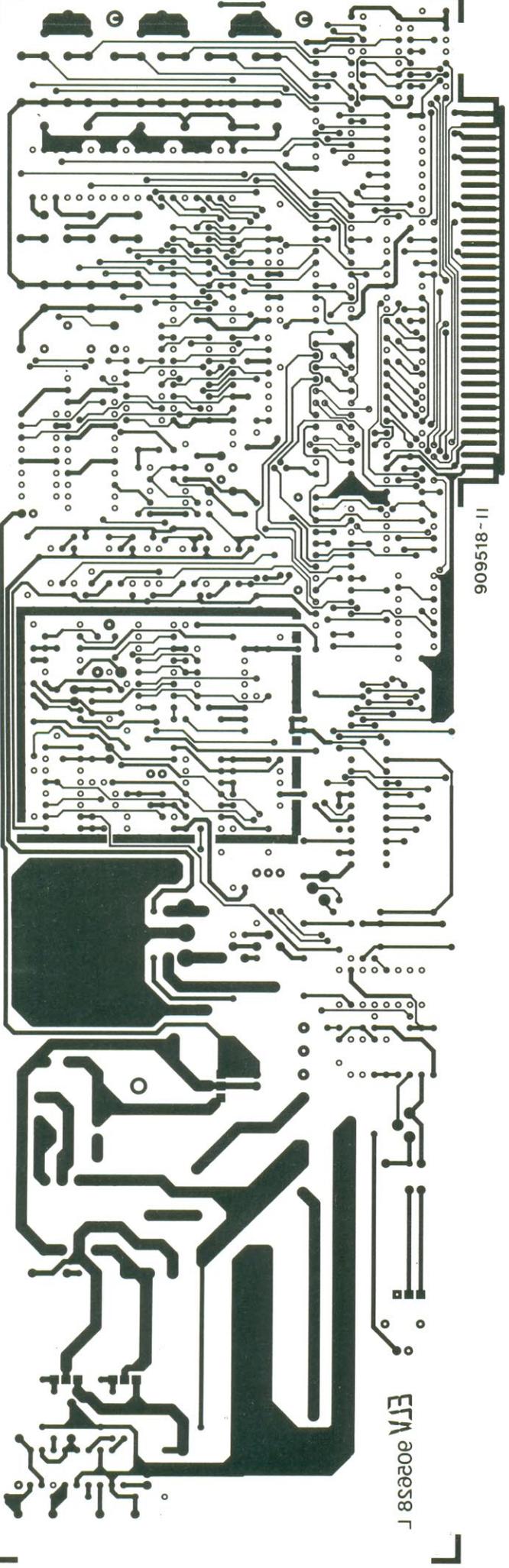
Diversos

10 Relés para PCI
 2 Bobinas 15 μH
 1 Transformador EF20
 2 Blocos de 4 interruptores DIP
 1 Ficha DIN de 4 pinos para PCI
 6 Parafusos $M_3 \times 6$
 4 Porcas M_3

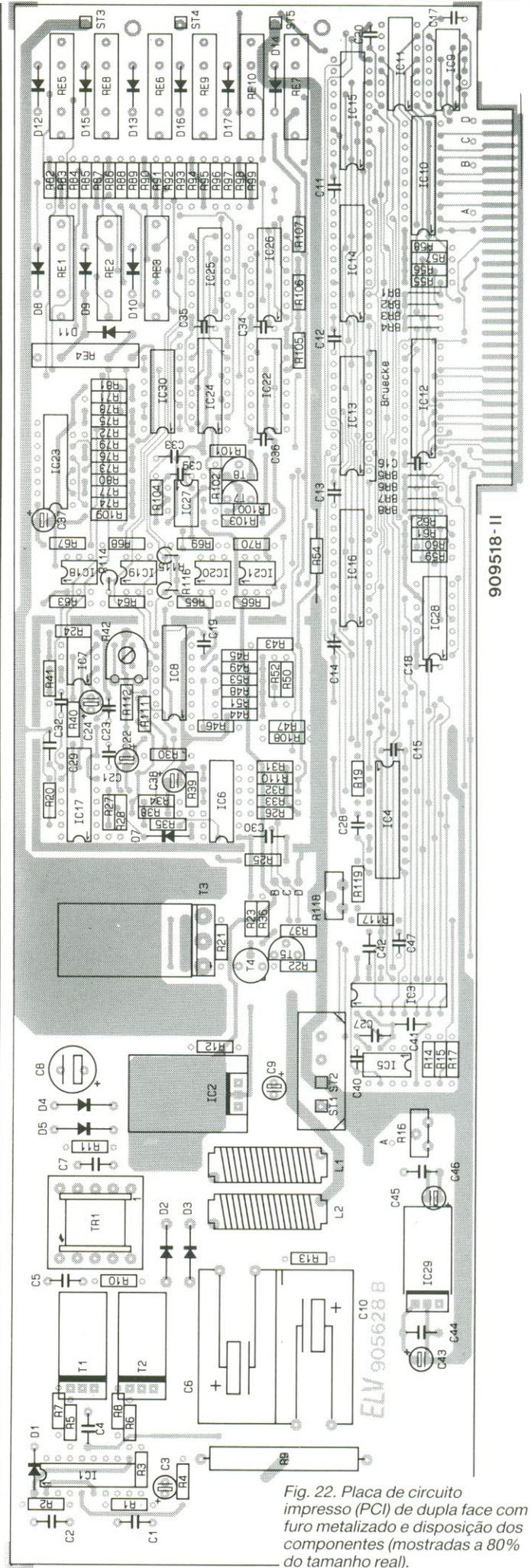
- 1 Caixa blindagem
- 1 Suporte traseiro
- 2 Peças de ligação de alumínio
- 1 Anilha de borracha passa-fios, diam. 4 mm
- 3 Pinos para PCI
- 3 Pinças crocodilo
- 1 metro de fio isolado vermelho, 1 mm²
- 1 metro de fio isolado azul, 1 mm²
- 1 metro de fio isolado amarelo, 1 mm²
- 85 centímetros de fio isolado, 0,22 mm²
- R_{61} a R_{610}
- L_2 ; L_1
- Tr_1

Nota:

Devido a melhoramento do circuito, as resistências R_{117} a R_{120} não constam no esquema do circuito apresentado na figura 20. Os componentes, R_{17} , R_{101} , R_{105} a R_{107} , R_{112} , C_{28} , C_{29} , C_{33} , C_{40} , IC_4 , Tr_7 e T_8 são diferentes dos apresentados no esquema da figura 20.

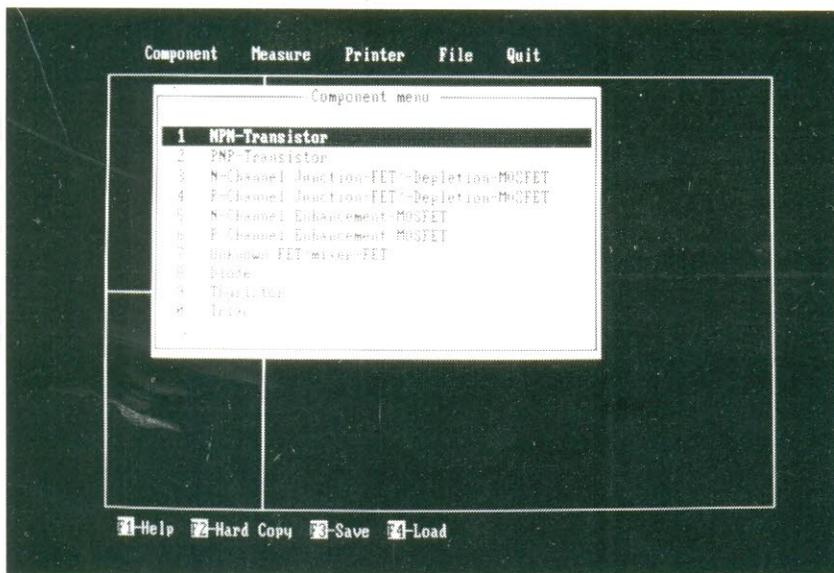


909518 - II



909518 - II

Fig. 22. Placa de circuito impresso (PCI) de dupla face com furo metalizado e disposiçao dos componentes (mostradas a 80% do tamanho real).



bre na qual ela se apoia, excepto nos pontos onde existem ranhuras. Existe uma blindagem semelhante com uma altura de 4 mm para ser aplicada na face da PCI do lado das soldaduras. No lado das soldaduras, os terminais dos componentes no interior da caixa blindagem devem ser aparados a uma altura de 1 ou 2 mm para evitar curtos-circuitos quando a tampa da blindagem for colocada.

Verifique mais uma vez toda a zona blindada, certificando-se de que não existem curtos-circuitos, e coloque então as tampas de ambos os lados da PCI e solde-as às abas da blindagem. A tampa do lado dos componentes é colocada de forma que o orifício para ajustamento da tensão do desvio de zero (*offset*) fique exactamente por cima da resistência ajustável R_{42} .

8. — Fixe as duas peças de alumínio, em ângulo,

à PCI usando dois parafusos $M_3 \times 5$ mm e respectivas porcas. Tal como mostrado na fotografia da placa completa, estas peças servem para segurar o suporte metálico traseiro.

9. — Por fim, torça os 3 fios, com cerca de um metro de comprimento, que constituem o cabo para ligar o componente a testar à placa.

Introduza o cabo através da anilha de borracha passa-fios e faça um nó fixador do lado de dentro. Ligue o fio vermelho a ST_3 , o amarelo a ST_4 e o azul a ST_5 . As outras pontas dos fios são dotadas com pinças tipo crocodilo, isoladas.

Ajustamento e utilização

Desligue o computador, abra-o e remova um suporte metálico traseiro associado com uma ficha de expansão que esteja livre.

Introduza a placa do analisador na ficha de expansão livre e fixe o suporte traseiro ao painel traseiro do PC. Ligue um cabo de alimentação para disco duro ou disquete que não esteja a ser usado à ficha da PCI que se encontra por baixo do condensador C_9 . Esta ligação transporta 12 V com uma corrente relativamente elevada (2,2 A no máximo) necessária à fonte de alimentação comutada da PCI.

Ligue o computador, mas não corra por enquanto o *software* do analisador. Quando se liga o computador, o *hardware* de placa de extensão comuta automaticamente para a gama de medida mais sensível, na qual devem ser executados os 3 ajustamentos abaixo indicados.

Todas as medidas devem ser executadas com um multimetro (de preferência digital), tomando AG_1 como referência ($AG = \text{analogue ground} = \text{massa analógica}$). Ligue a ponta de prova negativa do multimetro ao terminal inferior da resistência R_9 (este terminal está localizado cerca de 6 mm à esquerda do logótipo ELV, por baixo de C_{10}). Ligue a ponta de prova positiva do multimetro ao pino 9 de IC_4 . Depois, ajuste a resistência R_{118} até que a tensão de referência do conversor A/D, IC_4 estabilize em 1,000 V.

Em seguida, ajuste R_{16} até que a tensão de referência no pino 15 de IC_3 seja de +2,55 V.

Para ajustar a tensão de desvio do zero do amplificador de medida ligue a ponta de prova positiva do multimetro ao pino 6 do conversor A/D, IC_4 . Introduza a chave de ajustamento no orifício existente na tampa

O *Kit* completo para a montagem do analisador de semicondutores PC-TT90 pode ser obtido junto do projectista e distribuidor mundial exclusivo:

ELV France.

B.P.40

F-57480 Sierck-les-Bains-França

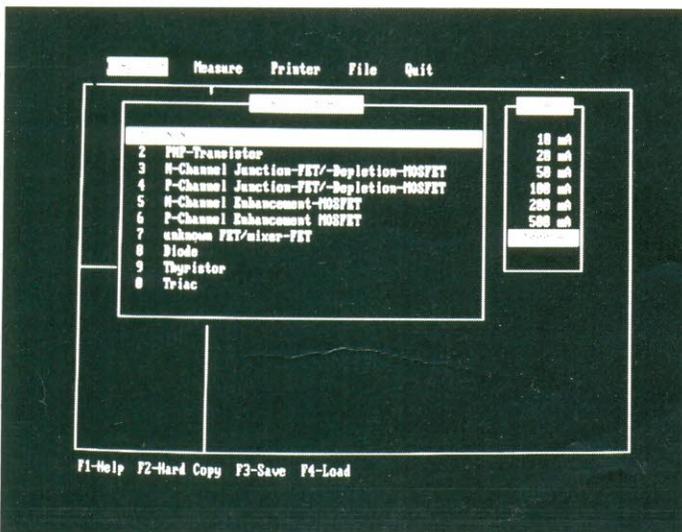
Tel.: +33 82837213

Fax: +33 82838180

da caixa de blindagem e ajuste R_{42} até obter uma leitura de 0,00 V no multimetro. É aceitável uma tolerância de ± 10 mV. Com isto completamos os ajustamentos na placa do analisador.

O *software* fornecido com o *kit* de componentes possui rotinas de verificação semiautomática das funções essenciais do circuito. A instalação do *software* é muito simples e não requer quaisquer indicações especiais. O endereço (*hardware*) da placa é feito com os oito interruptores dos dois blocos DIP, localizados ao lado do integrado IC_{12} (74LS688). O bloco do lado direito contém os contactos marcados 2 a 5 e o bloco do lado esquerdo contém os contactos 6 a 9.

Nos casos em que o endereço por omissão (300H) não possa ser usado, os interruptores DIP devem ser seleccionados para o endereço mais conveniente. O ficheiro READ.ME que se encontra na disquete fornecida contém informação adicional do endereçamento em *hardware* e *software*. As placas completas (com os componentes montados) fornecidas pela ELV estão preparadas para trabalhar no endereço 300H.



analisador lógico (III)

K. Nischalke e H. J. Schulz

A placa de controlo

Apesar de as instruções de funcionamento do analisador lógico terem origem no computador, os comandos são inteiramente processados pela placa de controlo. A maneira como o analisador é controlado já foi discutida na primeira parte (figura 2). O que ainda não foi referido é a forma como a placa de controlo é comandada pelo computador, matéria que vamos abordar agora (figura 2).

A comunicação entre o computador e a placa de controlo é feita através de uma interface que serve não só como posto armazenador dos dados mas também como detector de diferenças entre computadores IBM e ATARI ou compatíveis.

Os dados do computador são armazenados nos quatro registos de oito bits existentes na placa de controlo. Os registos 1 e 4 são utilizados exclusivamente para fornecer dados aos dois contadores de disparo, enquanto os registos 2 e 3 fornecem dados ao contador de janela e os circuitos lógicos. Note, contudo, que quando o contador de janela se encontra activo no modo de 100 MHz, as funções lógicas controladas pelo registo 2 não estão activas, e vice-versa.

Lógica de controlo

Embora o circuito lógico de controlo consista apenas num circuito integrado GAL (Gate Array Logic = malha de portas lógicas) ele está envolvido em todas as operações lógicas da placa. A utilização de um circuito GAL reduz as capacidades parasitas, o que é particularmente importante quando a frequência do relógio é de 100 MHz. É claro que o sinal de 100 MHz não passa pelo circuito GAL, mas os flancos dos sinais processados pelo GAL e a saída deste circuito devem permanecer sincronos com o sinal de relógio.

Uma outra vantagem do circuito GAL é a de poder ser reprogramado electricamente: não é necessário apagamento com radiação ultra-violeta.

Os circuitos GAL, selecção de relógio e contador de pós-

-disparo, encontram-se na figura 13. Internamente, o circuito GAL assemelha-se a um circuito PAL (Programmable Array Logic = malha lógica programável). Possui uma matriz semelhante na qual as funções desejadas são programadas. Contudo, a função de casa saída (OLMC = Output Logic Macro Cell = saída lógica de macrocélula) pode ser programada como saída, entrada ou saída de registo, seja ela inversora, não inversora ou de alta impedância (três estados). Na placa de controlo, a maioria das OLMC são utilizadas como entradas; apenas quatro são usadas como saídas.

O relógio interno de 1 MHz é ligado ao pino 1. Os outros dois relógios internos (25 MHz e 100 MHz) não estão ligados ao circuito GAL porque este circuito não tem entradas e

saídas suficientes. Passando previamente estes sinais através de um circuito de selecção de relógio (IC_{55}) deixa de ser necessário um circuito GAL maior e mais dispendioso.

Se os três relógios internos não forem suficientes, poderá ser ligado um relógio externo ao pino 2.

As duas entradas qualificadoras são ligadas aos pinos 3 e 4. Estas entradas formam uma espécie de linha externa de iniciar/parar (*start/stop*), a qual permite ao analisador aceitar dados apenas quando o nível nela existente corresponder ao nível lógico seleccionado (alto, baixo ou indiferente). Isto torna possível restringir a leitura de dados somente aos que têm interesse para o utilizador.

Os sinais nos pinos 2, 3 e 4 podem ser activados ou desacti-

vados através dos pinos de validação 5, 6 e 7. Contudo, isso não é suficiente, dado também ser necessário indicar se os sinais de entrada são activos no nível lógico alto ou baixo. Isto é feito com as entradas de polaridade, pinos 8, 9 e 11. As entradas de validação e polaridade são controladas directamente pelo computador, isto é, através dos registos da placa de controlo e da interface com o computador. Existe ainda uma entrada que está sob o controlo directo do computador; a entrada *single-step* (um só passo). Através desta entrada o computador controla a leitura dos dados das placas de RAM. Uma vez que o *software* do computador determina a taxa de leitura dos dados através desta entrada, não existem quaisquer problemas de temporização (isto é, a

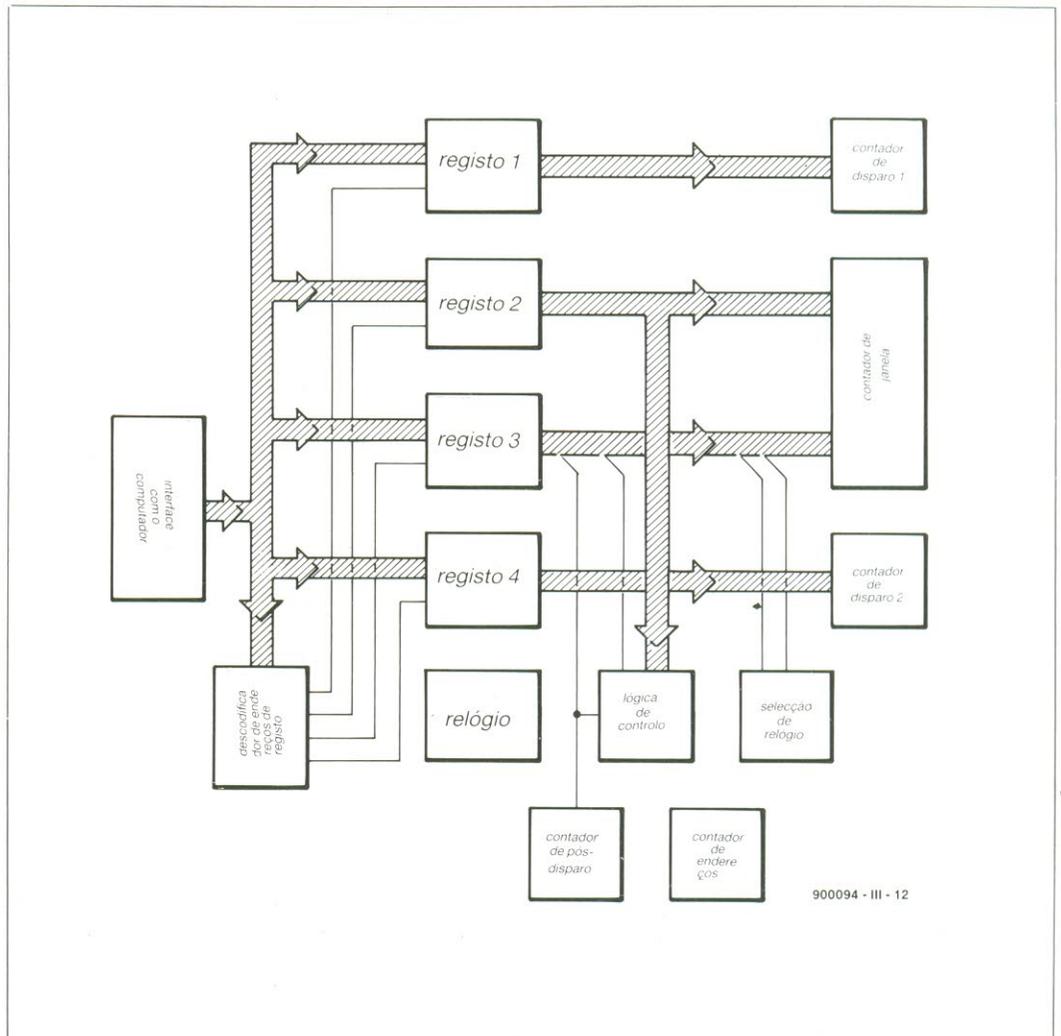
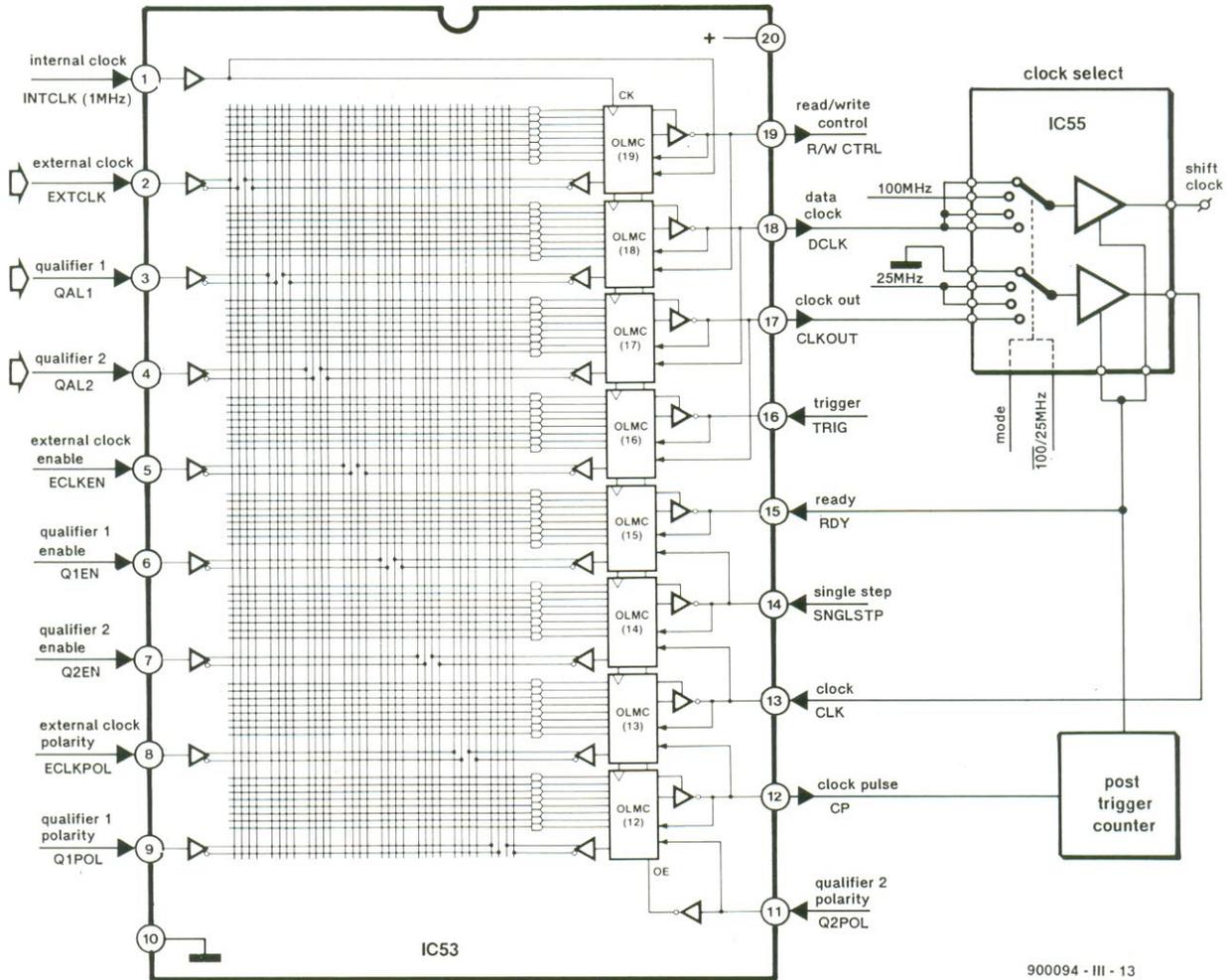


Fig. 12 — Esquema de blocos mostrando as ligações entre a placa de controlo e o computador.



900094 - III - 13

Fig. 13 — O circuito integrado GAL (Gate Array Logic), pré-programado, tem um papel importante na placa de controle.

velocidade do computador é irrelevante).

As restantes três entradas e quatro saídas estão directamente associadas ao funcionamento do analisador.

O contador de disparo 1 indica, através do pino 6, a ocorrência de um disparo. O circuito GAL começa então a transmitir impulsos de relógio para o contador de pós-disparo, através do pino 12. O contador assinala ao circuito GAL quando a segunda metade da RAM está completa. Quando isso acontece, as saídas de IC₅₅ vão ao nível lógico baixo e as saídas *clock-pulse* (impulso de relógio), *read/write control* (controlo de leitura/escrita) e *data-clock* (relógio de dados) são desactivadas através da entrada rea-

dy (pronto), pino 15.

A função do relógio de dados torna-se mais clara quando consideramos os vários estados do circuito de selecção de relógio IC55. O circuito tem quatro estados sequenciais: desligado (tal como desenhado na figura 13); o modo de 100 MHz; o modo de 25 MHz e o modo de 1 MHz/relógio externo. O estado é seleccionado por duas linhas; modo e 100/25 MHz que são controladas pelo computador. Quando o circuito selector de relógio está desligado o computador lê os integrados da RAM, byte a byte. O sinal *single-step* permite ao circuito GAL transmitir os impulsos apropriados à saída *data-clock* que controla o contador de endereços dos integrados RAM, e manter a li-

nha R/WCTRL no nível lógico alto (os integrados RAM são lidos).

Quando o circuito selector de relógio está no estado correspondente ao modo de 100 MHz, o sinal de 100 MHz é passado directamente aos registos de deslocamento das placas de RAM. No entanto, a escrita de dados na memória e a contagem do contador de pós-disparo têm lugar à frequência de 25 MHz. A metade inferior de IC55 envia um sinal com esta frequência para a entrada de relógio (pino 13) do circuito GAL. Este circuito, em seguida, produz os sinais apropriados para o contador de pós-disparo (*clock-pulse* = impulso de relógio), para o contador de endereços da memória (*data clock* = relógio de

dados) e para os integrados da RAM (*read/write control* = controlo leitura/escrita).

Quando o circuito selector de relógio está no modo de 25 MHz, é aplicado um sinal de 25 MHz à entrada de relógio do circuito GAL. Uma vez que os registos de deslocamento estão neste caso a ser utilizados no modo de carregamento paralelo, eles podem ser comandados a essa frequência, estando, por esse motivo, ligados ao relógio de dados do circuito GAL. Existe uma disposição semelhante para o relógio interno de 1 MHz e para o relógio externo, um dos quais está ligado ao circuito selector de relógio através da saída de relógio (pino 17), dependendo do sinal na entrada de validação do relógio ex-

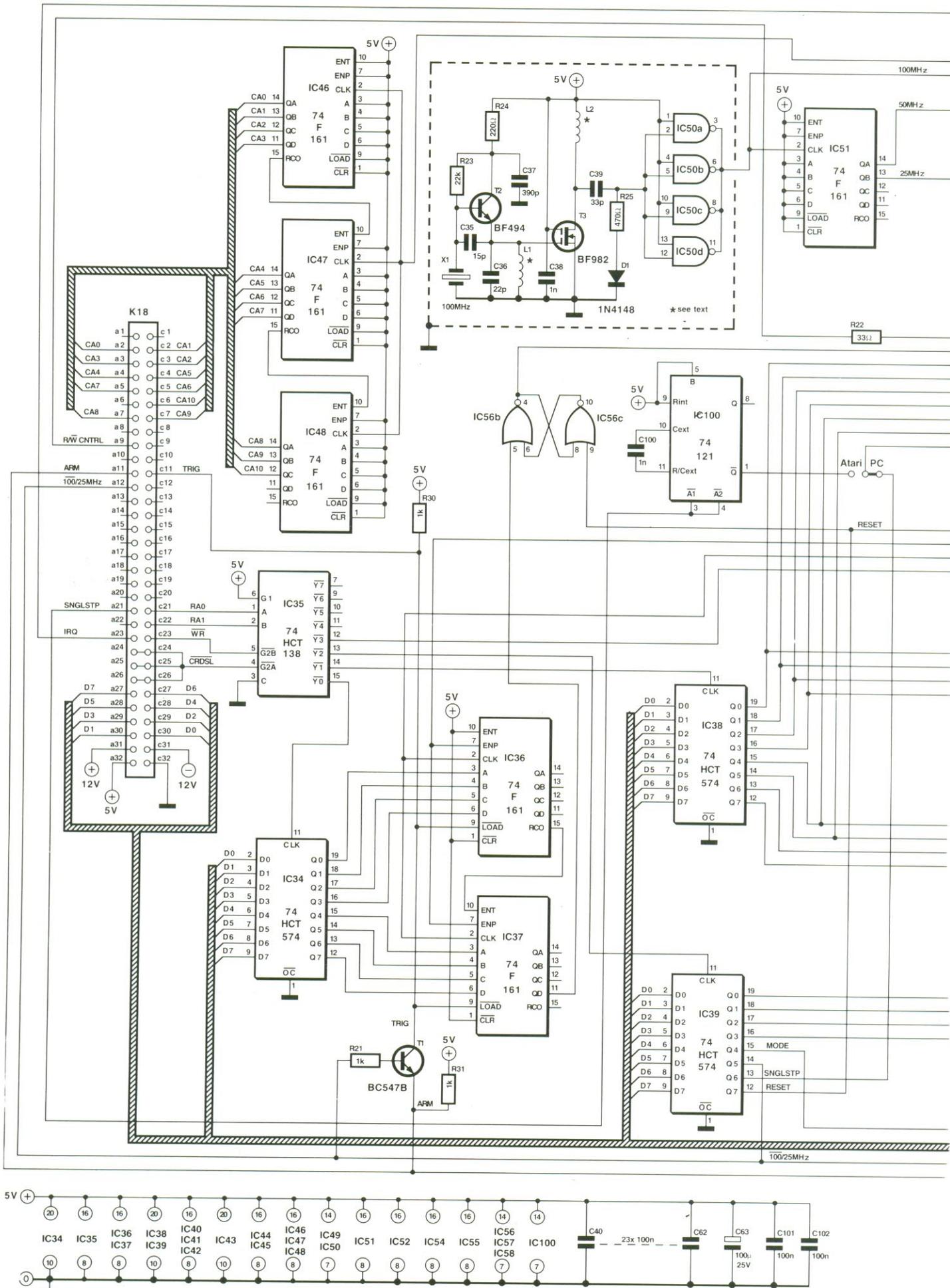
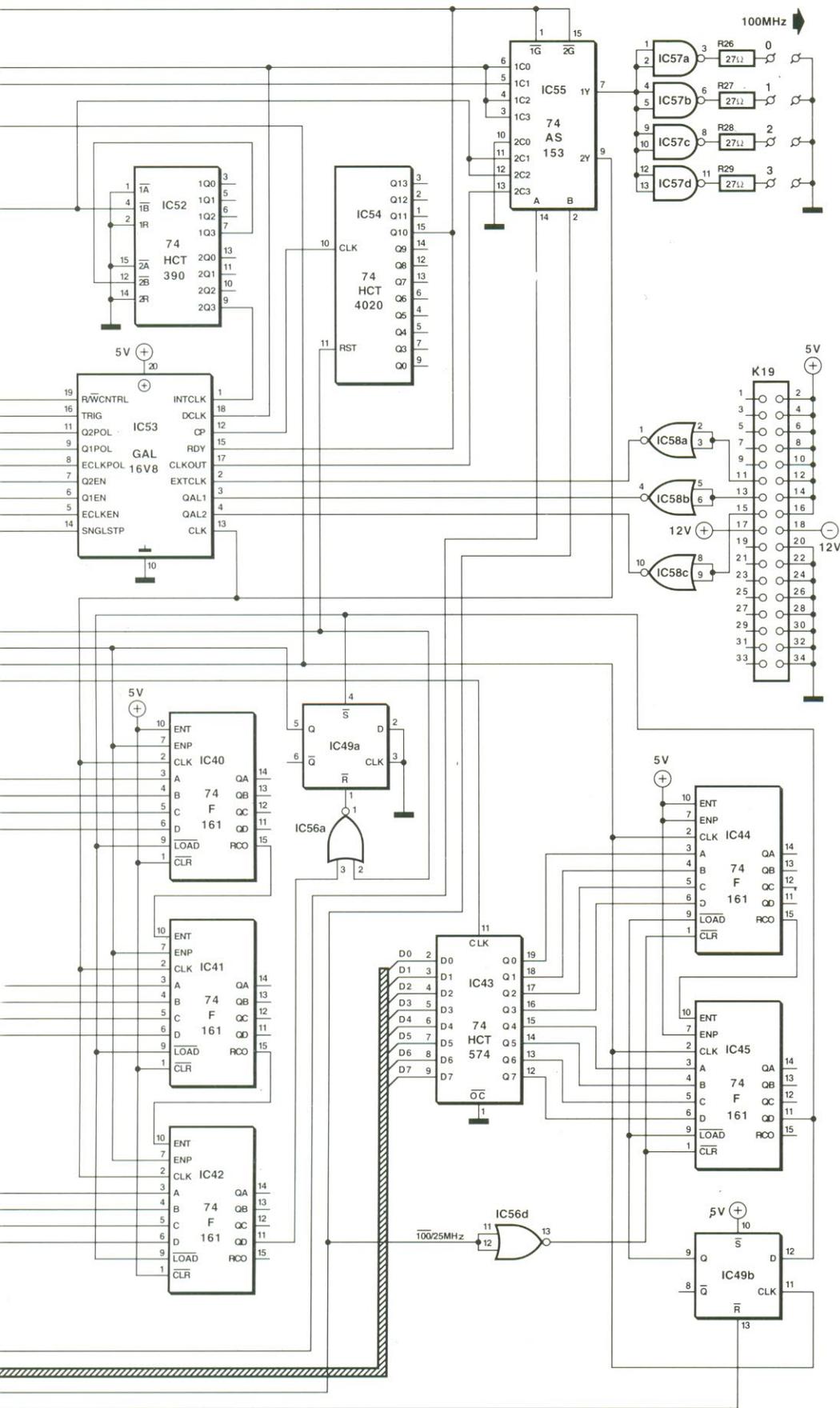
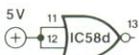


Fig. 14 — Esquema do circuito da placa de controle.



IC49 = 74F74
 IC50 = 74AS00
 IC56 = 74F02
 IC57 = 74AS00
 IC58 = 74AS02



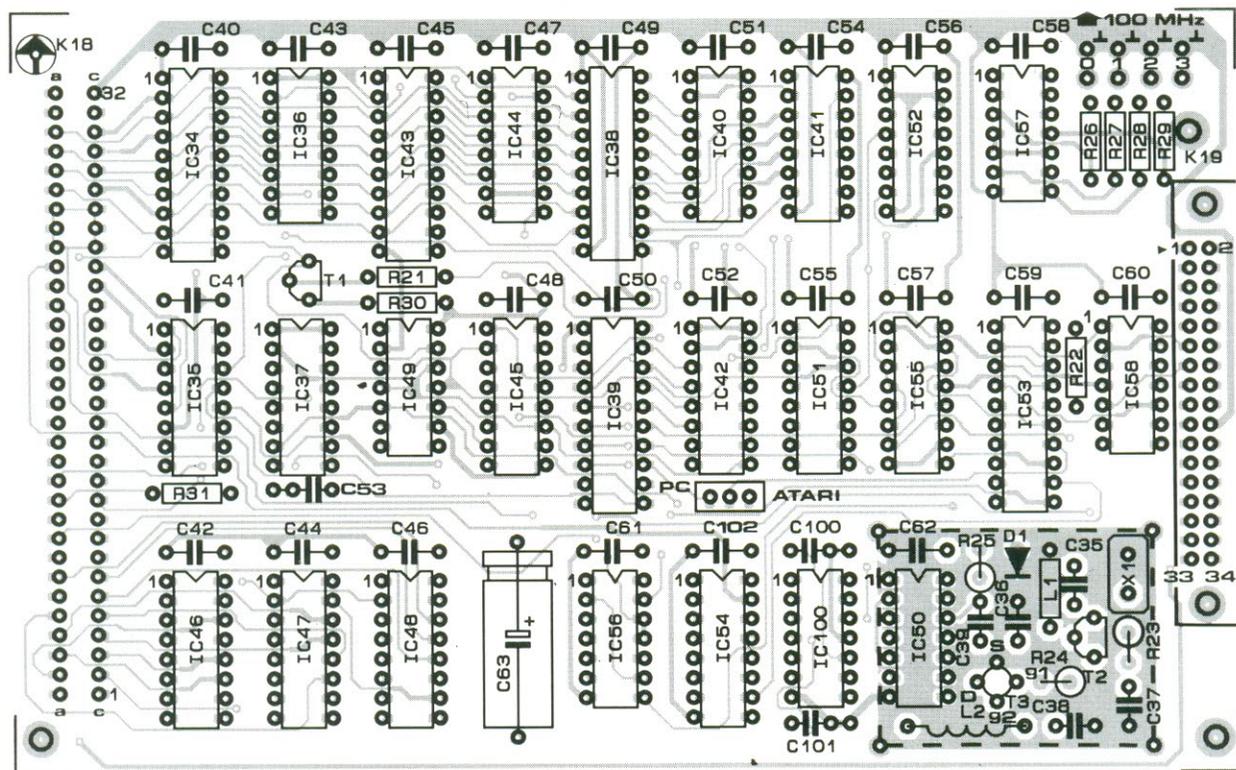


Fig. 15 — Disposição dos componentes na placa de circuito impresso de face dupla e furo metalizado para os circuitos de controlo.

terno (pino 5). Qualquer que seja o sinal de relógio seleccionado, ele é aplicado à entrada de relógio (pino 13) através do circuito selector de relógio, de forma que o circuito GAL possa assegurar que os sinais nos pinos 12, 18 e 19 permaneçam em sincronismo com ele.

Descrição do circuito

O gerador de relógio é formado por T_2 e T_3 (ver figura 14). O sinal de saída do gerador é isolado por T_3 , após o que é convertido para o nível TTL e isolado novamente por IC50a-d. O sinal de 100 MHz, à saída de IC50, é processado por IC55 (selecção de relógio) e por dois divisores de frequência, IC51 e IC42. Estes divisores fornecem os relógios de 1 MHz, 25 MHz e 50 MHz. O sinal de 50 MHz é apenas utilizado para controlar os contadores de disparo IC36-IC37 e IC44-IC45. O período de tempo que pode ser contado por estes circuitos pode ser ajustado entre 20 ns e 5,1 μ s, em passos de 20 ns.

O contador de janela, IC40-IC42, que é apenas utilizado no modo de 100 MHz, trabalha com uma frequência de relógio

de 25 MHz, fornecida por IC55. Este integrado também fornece a frequência de relógio para as placas de RAM (quatro placas no máximo). Cada placa de RAM recebe a sua própria frequência de relógio, que primeiro é isolada pelas portas IC57 e depois é transmitida através de um pedaço curto de cabo coaxial. Note que as indicações de 100 MHz nas ligações funcionam apenas como guia; a frequência real aí presente é a correspondente ao relógio seleccionado. As resistências existentes nas saídas das portas suprimem quaisquer reflexões nas linhas de transmissão.

As três entradas externas da placa e controlo podem ser ligadas a circuitos externos através da ficha K19, cuja disposição é idêntica à da ficha de entrada das placas de RAM, estas placas-sonda evitam os problemas associados a capacidades parasitas e reflexões. Para comandar a placa de controlo o computador tem disponíveis as seguintes linhas: CRDSL (Card Select = selecção de placa); WR (Write = escrita); RA0, RA1 (endereço de registo); D0 a D7 (da-

dos) e, no caso de computadores ATARI, SNGL (Single Step = um só passo). Se o computador não for um ATARI esta linha é comandada indirectamente através de um registo e das linhas de dados.

Através das linhas de selecção de placa, escrita e registo de endereços, o computador indica se os dados são destinados à placa de controlo, e, caso afirmativo, qual o registo (IC34, IC38, IC39 ou IC43). Estas linhas são levadas ao decodificador de endereços IC35, o qual converte os sinais do computador em sinais de controlo para os registos. Os dados escritos em IC34 e IC43 são conduzidos directamente para os contadores de disparo IC36-IC37 e IC44-IC45, respectivamente.

As saídas de IC38 e IC39 são divididas entre IC53 e o contador de janela IC40-IC42. Assim, as saídas Q0-Q5 de IC38 têm uma dupla função: elas comandam quer o IC53 quer o contador de janela. Isto é possível porque o contador está activo apenas no modo de 100 MHz, situação em que não é possível trabalhar com um relógio externo e qualificadores. As entradas associadas com IC53 são então desactivadas, podendo ser utilizadas

no contador de janela. Em todos os outros modos a situação é inversa; o contador de janela está inactivo e as linhas são utilizadas para controlar IC53.

Ciclo de medida

Antes de uma medida poder ser feita, a placa de controlo deve ser ajustada para um determinado modo: 100 MHz, 25 MHz, 1 MHz ou relógio externo, sendo estes últimos três modos idênticos, à excepção de frequência do relógio. Por conseguinte, sempre que a seguir se faça referência ao modo de 25 MHz, os modos de 1 MHz e relógio externo estão também incluídos. Por exemplo, na linha Q5 de IC39, onde se vê a indicação 100 MHz/25 MHz, a expressão 25 MHz significa, na verdade, não 100 MHz.

Além da linha 100 MHz/25 MHz, a linha mode (Q4 de IC39) determina qual é a frequência de relógio que está seleccionada. Uma vez seleccionado o modo, o controlador é posto em estado de espera por um impulso de reset (Q7 de IC39). Depois do reset, a placa de controlo envia impulsos de relógio aos registos de deslocamento para as entradas das placas de RAM, e

impulsos de escrita (através da linha R/W-CNTRL) para os integrados de memória RAM. Depois de cada impulso de escrita, o contador de endereços IC_{46} - IC_{48} é incrementado de uma unidade, de forma que os dados lidos para as placas de RAM, no impulso de relógio subsequente, sejam armazenados na próxima posição de memória.

Este ciclo de escrita e armazenamento de dados repete-se continuamente. Quando todas as posições de memória tiverem sido utilizadas, os dados mais antigos começam a ser substituídos por dados novos. Isto continua até os identificadores de palavras, nas placas de RAM, reconhecerem a condição de disparo. No modo de 100 MHz existem duas linhas de disparo, TRIG e ARM, cada uma das quais com a sua própria função. Nos outros modos estas duas linhas encontram-se interligadas através de T_1 (isto é possível devido a serem comandadas por saídas em coletor aberto).

Quando é seleccionado um modo diferente de 100 MHz, as entradas de carregamento do contador de disparo IC_{36} - IC_{37} vão ao nível lógico alto, após o que o contador começa a contar a partir da posição escrita no registo IC_{34} . Se o sinal de disparo tiver uma duração suficiente, o contador conta até à posição máxima, altura em que o *flip-flop* IC_{56b} - IC_{56c} bascula. No entanto, se o sinal de disparo for ao nível lógico baixo antes de a posição máxima de contagem ter sido alcançada, o contador é carregado novamente com o valor contido no registo e o impulso de disparo não é aceite como válido.

Assumindo que o *flip-flop* está ao nível lógico alto, IC_{53} recebe o sinal TRIG (disparo aceitável). A escrita dos dados continua ao mesmo ritmo e IC_{53} faz arrancar o contador de pós-disparo

IC_{54} . Este integrado assegura que a escrita termina, quando o número de dados escritos em memória depois do impulso de disparo for exactamente igual a metade das posições de memória disponíveis. Portanto, a memória contém um bloco de dados que indica o que aconteceu antes do impulso de disparo e outro bloco que indica o que aconteceu depois do impulso de disparo.

A operação termina quando a saída Q_{10} de IC_{54} vai ao nível lógico alto, altura em que IC_{53} recebe o sinal ready (pronto), IC_{55} é desactivado (as suas saídas vão ao nível lógico baixo) e a interface com o computador recebe um sinal de ready (pronto) através da linha IRQ. A placa de controlo fica então totalmente sob o controlo do computador, que vai ler, em primeiro lugar, todos os dados contidos nas memórias RAM. Isto é feito através da linha SINGLSTP (*single-step* = um só passo), que contém um sinal ligeiramente diferente, se o computador utilizado for um ATARI, em vez de um IBM ou compatível. Para cada impulso nesta linha o contador de endereços é incrementado de uma unidade. Se este contador parar no endereço da última amostra, na próxima amostragem o endereço será o da amostra com os dados mais antigos. A partir daí, todas as 2048 posições de memória podem ser lidas, byte a byte. Uma vez lidos e processados todos os dados existentes, o analisador pode arrancar novamente com um sinal de reset.

Basicamente, o funcionamento do circuito de controlo no modo de 100 MHz é pouco diferente dos outros modos; apenas o disparo é um pouco mais complexo. As linhas TRIG e ARM estão separadas e têm as suas próprias funções. A linha de ARM fornece uma espécie de sinal de aviso, altura em

que o circuito de disparo é posto em espera durante um curto período. O verdadeiro sinal de disparo, TRIG, deve chegar dentro desse espaço de tempo, para assegurar que o disparo é aceite. Portanto, o processo de disparo começa com o sinal ARM. Quando este vai ao nível lógico alto, o contador de disparo 2, IC_{44} - IC_{45} , começa a contar. Se este contador conseguir contar até à posição máxima (tal como o contador 1), o disparo ARM é aceite e o contador de janela começa a funcionar. Este contador verifica o tempo durante o qual um sinal de disparo válido deve ser dado, através da linha de TRIG e do contador 1. Se isso não acontecer, o *flip-flop* IC_{49a} sofre um reset que origina a desactivação do contador de disparo 1 e o contador de janela sofre um reset em antecipação a um novo disparo ARM. Contudo, desde que o contador de janela conte, o disparo é possível. Se o impulso TRIG for suficientemente longo, o *flip-flop* de começo (IC_{56b} - IC_{56c}) bascula e o analisador pode recomeçar as amostragens.

Construção

A disposição dos componentes na placa de circuito impresso do controlador é apresentada na figura 15. A colocação dos componentes é simples, embora neste caso seja ainda mais importante do que noutros projectos levar a cabo um trabalho muito cuidadoso, e intervalado com verificações frequentes. É melhor fazer verificações frequentes que apenas uma verificação final, pois a detecção de erros numa fase mais avançada não é muito fácil.

Note que é preferível não montar IC_{50} num suporte, dado isso resultar em capacidades parasitas adicionais no circuito do oscilador. No protótipo todos os outros circuitos integrados

foram montados em suportes, sem que se tivesse notado alguma deterioração dos sinais. Um dos principais benefícios da utilização de suportes é a redução do risco de danificação dos integrados, alguns dos quais não são nada baratos.

As bobinas são enroladas em torno de um núcleo de 3 mm de diâmetro, podendo utilizar, por exemplo, uma broca desse diâmetro para o efeito; e com o fio de cobre esmaltado especificado na lista de componentes. É aconselhável blindar o circuito do oscilador, não para melhorar o seu funcionamento mas para impedir que ele radie energia para fora do analisador. É igualmente aconselhável, mais uma vez por causa de radiação para o exterior, montar o analisador numa caixa metálica.

As próximas secções deste artigo tratarão da fonte de alimentação; da interface com computadores IBM, ou compatíveis; da interface com computadores ATARI ST; de considerações sobre as várias interligações; da construção do analisador numa caixa apropriada e do software. É nossa intenção poder fornecer o software juntamente com um circuito integrado GAL, pré-programado. ■

Lista de componentes

Resistências:

$R_{21}, R_{30}, R_{31} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{22} = 33 \Omega$
 $R_{23} = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_{24} = 220 \Omega$
 $R_{25} = 470 \Omega$
 $R_{26} - R_{29} = 27 \Omega$

Condensadores:

$C_{35} = 15 \text{ pF}$
 $C_{36} = 22 \text{ pF}$
 $C_{37} = 390 \text{ pF}$
 $C_{38}, C_{100} = 1 \text{ nF}$
 $C_{39} = 33 \text{ pF}$
 $C_{40} - C_{62}, C_{102} = 100 \text{ nF}$
 $C_{63} = 100 \mu\text{F}; 25 \text{ V}$

Semicondutores:

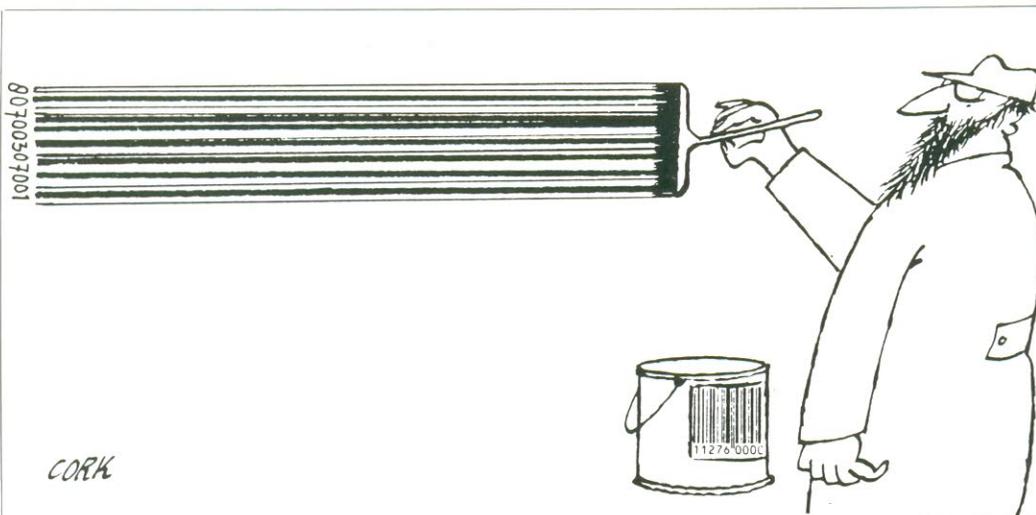
$D_1 = 1 \text{ N4148}$
 $IC_{34}, IC_{38}, IC_{39}, IC_{43} = 74 \text{ HCT } 574$
 $IC_{35} = 74 \text{ HCT } 138$
 $IC_{36}, IC_{37}, IC_{40} \text{ a } IC_{42}, IC_{44} \text{ a } IC_{48}, IC_{51} = 74 \text{ F161}$
 $IC_{49} = 74 \text{ F74}$
 $IC_{50}, IC_{57} = 74 \text{ AS00}$
 $IC_{52} = 74 \text{ HCR } 390$
 $IC_{53} = \text{GAL } 16 \text{ V8-10 pré-programado}$
 $IC_{54} = 74 \text{ HCT } 4020$
 $IC_{55} = 74 \text{ AS } 153$
 $IC_{56} = 74 \text{ F02}$
 $IC_{58} = 74 \text{ A02}$
 $IC_{100} = 74 \text{ I21}$

Bobinas:

$L_1 = 10$ espiras de fio de cobre esmaltado de 0,5 mm de diâmetro, em torno de um núcleo de ar de 3 mm de diâmetro
 $L_2 = 25$ espiras de fio de cobre esmaltado de 0,5 mm de diâmetro, em torno de um núcleo de ar de 3 mm de diâmetro.

Diversos:

$K_{18} =$ ficha macho de 64 vias para PCI, com pinos dobrados a 90° (DIN 1612)
 $K_{19} =$ ficha macho de 34 vias para PCI, com pinos dobrados a 90°
 $X_1 =$ cristal de 5ª harmónica (100 MHz), da série HC49
 PCB do tipo 900094-5



antena de quadro QTC

A procura de antenas de HF eficientes, de dimensões cada vez mais pequenas, é uma prática obrigatória da qual temos grande dificuldade em desistir, uma vez que sejamos mordidos pelo «bichinho da electrónica». A antena hoje descrita constitui um novo desafio: é uma antena interior de quadro, direccionada, compacta, com uma excelente eficiência na gama dos 80 m.

Richard Q. Marris, G2BZQ

Quanto mais baixa for a frequência de HF tanto maior será o desafio para utilizar uma antena pequena. Por exemplo, na banda de amadores dos 80 m (3,5 MHz), uma antena dipolo terá cerca de 42 m de comprimento. Muitos de nós não possuem espaço para instalarem um tal dipolo, além de eventuais dificuldades na obtenção de autorizações ou de problemas com os vizinhos. Para os que residem em apartamentos, torna-se invariavelmente impossível a utilização duma antena exterior. Para equipamentos não-amadores existe por vezes a necessidade de antenas portáteis. Como resultado, uma antena interior compacta, como se descreve a seguir, em muitos casos, mais atraente.

Pequena e eficaz

Ao longo dos anos, conceberam-se, construíram-se e foram experimentadas um certo número de antenas HF, pequenas. A melhor, de longe, foi uma antena de quadro em espiral que cobre a banda de amadores (3,5 MHz a 3,8 MHz). Foi um modelo experimental muito simples constituído por um quadro octagonal de 23 polegadas (aproximadamente 59 cm) de diâmetro que no ano passado eu utilizei com um transmissor em CW com 7 watts de potência. Durante as minhas experiên-

cias foi útil e feliz que tivesse havido um período de comunicação nos dois sentidos, entre as 06.00/05.30 da manhã, na frequência de $3,560 \pm 5$ kHz, com um amigo em Estugarda, na Alemanha. Ele assimilou o «espírito» com que estas experiências estavam sendo feitas, facto que provou ser essencial, apesar de, como é evidente, se terem atingido distâncias muito maiores. O seu emissor tem uma potência de saída de cerca de 100 watts, que alimenta uma antena dipolo exterior. Ao contrário, eu tenho usado uma antena de quadro em espiral, de mesa, em conjunto com o meu emissor de baixa potência. Estranhamente, olhando para os meses passados, verificaram-se pequenas diferenças na força dos sinais recebidos em ambos os lados.

A pequena quantidade de informação escrita sobre antenas de quadro em espiral (Ref. 1) trata da sua utilização na determinação de azimutes (*DF = Direction Finding*) e não com emissores. É reconhecido que, com a antena de quadro em espiral, aplicada à recepção, em comparação com a vulgar antena de quadro, com os enrolamentos justapostos, as vantagens são, principalmente, maior sensibilidade/ganho, e um diagrama polar direccionado mais estreito. Com base nas experiências com a antena de qua-

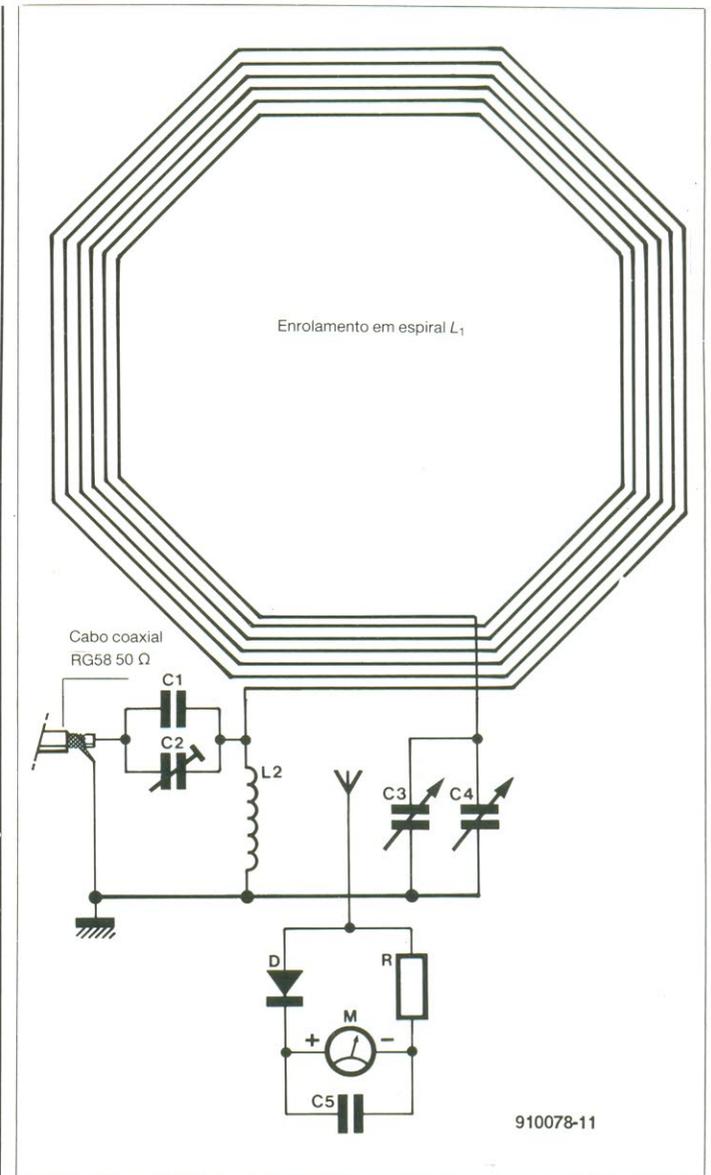


Fig. 1: Circuito eléctrico da antena de Quadro e medidor da intensidade relativa de campo.

dro de 23 polegadas de diâmetro, e na busca dum maior rendimento e alcance da emissão, experiências posteriores conduziram à muito mais sofisticada e eficiente antena de quadro em espiral QTC. No caso de o leitor não se recordar do código dos «Q»: QTC significa «Tenho uma mensagem para si».

A concepção

A nova antena de quadro tem uma configuração octogonal de 30 polegadas (aproximadamente 76 cm), o que, apesar de apresentar um aumento de 50% na área ocupada pelo enrolamento, ainda se adapta ao

espaço disponível no tampo da mesa.

O circuito (fig. 1) mostra uma antena de quadro de 5 1/8 voltas, L_1 , além da bobina de igualização de impedância, L_2 . As bobinas entram em ressonância com os condensadores variáveis C_3 e C_4 . C_3 ajusta o segmento da banda a ser usado, e C_4 permite a sintonia fina.

Um cabo coaxial RG58 com 48 polegadas (aproximadamente 122 cm) de comprimento fornece a energia através de C_1 e C_2 , em paralelo, à união de L_1 e L_2 . O condensador C_2 é do tipo ajustável, permitindo um ajustamento óptimo da ligação.

A radiação máxima verifica-se

910078-11

nas espiras exteriores de L_1 , e a mínima radiação nas espiras interiores. O diagrama polar de radiação é mostrado na figura 2. Deve ter-se em conta que o lóbulo grande tem de estar apontado para a estação a ser contactada. O autor utiliza normalmente a antena colocada numa placa giratória accionada manualmente.

A antena possui um medidor de sintonia incorporado que se pode ver na parte inferior do circuito. Basicamente, é um circuito sonda de RF cuja sensibilidade foi reduzida ao mínimo absoluto, por forma a que uma amostragem do sinal transmitido possa ser obtida a partir da espiral exterior de L_1 . A sensibilidade da sonda é controlada pelo valor da resistência R , bem como pelo comprimento e posição da miniantena.

Todos os componentes estão instalados numa caixa de plástico, como se mostra nas figuras 3 e 4. O circuito do medidor de RF está montado na parte superior da caixa, com o diodo, a resistência e o condensador C_5 ligados na parte de trás do medidor. Adoptou-se este método para permitir utilizar o medidor com outros modelos experimentais de antena.

O conjunto total da antena de quadro mostra-se na figura 4. Quando se constrói uma antena deste tipo, é essencial evitar a utilização de partes metálicas, o que significa que, ao longo de toda a construção, temos de usar madeira e plástico.

Construção

Como se mostra na figura 4, a estrutura da antena consiste de oito «varetas». Estas são constituídas por quatro ripas de madeira dura, cada uma com 30 polegadas de comprimento, 5/8 de polegada de largura e 1/4 de polegada de es-

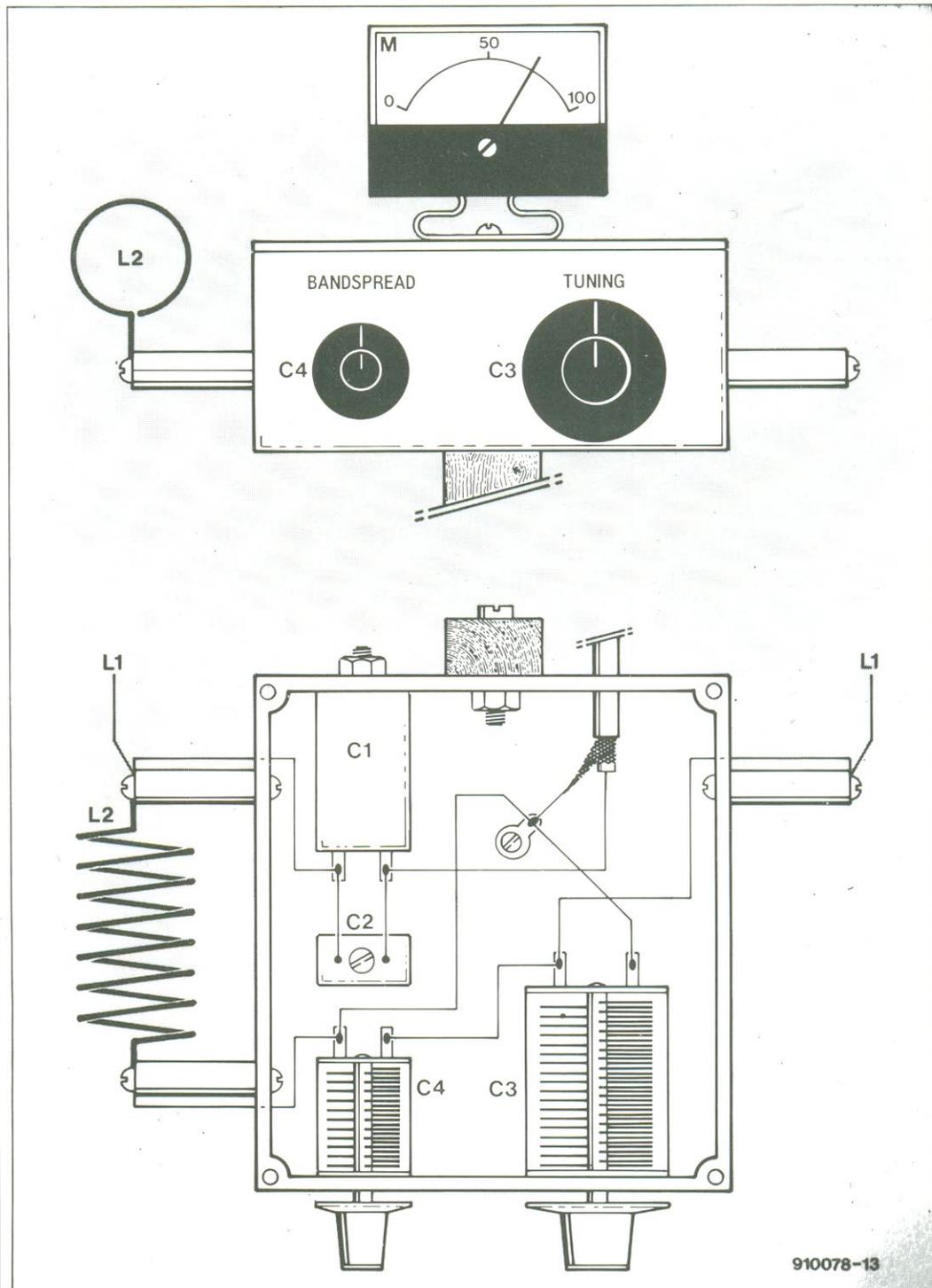


Fig. 3: Esquema mecânico da unidade de sintonia de antena e do indicador de intensidade de campo.

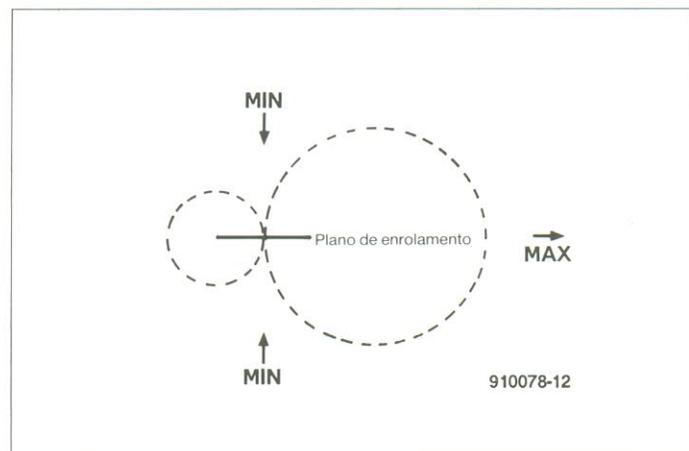


Fig. 2: Diagrama teórico de radiação polar da antena de Quadro QTC.

pesura (aproximadamente 76,2×1,6×0,6 cm). Um orifício com 5 mm de diâmetro é perfurado na parte central de cada ripa, e, depois duma aplicação de cola, as ripas são fixadas por meio dum parafuso 2BA, sobrepondo-se umas às outras pela ordem que se indica. O conjunto da estrutura é pintado com um verniz de poliuretano. À extremidade de cada vareta é aparafusada uma barra de terminais de plástico de 6 vias. Estas barras permitem conseguir o espaçamento e o isolamento necessário entre as espiras do fio. Um suporte vertical de madei-

ra com as dimensões de 23×0,8×0,8 polegadas (aproximadamente, 58,4×2 cm) é colocado e encastrado numa base de madeira apropriada, sendo o conjunto de teca envernizada. A estrutura da antena de quadro é depois grudada e aparafusada à parte superior do suporte atrás citado. As espiras da bobina, L_1 , utilizam condutor multifilar (7×0,2 mm), com um diâmetro exterior de 1,2 mm, recoberto a PVC e com as características de 1 kV/1,5A. Depois de se aliviarem todos os parafusos das barras de terminais, o fio é então enfiado e enrolado, volta a

Lista de componentes

C_1 = Condensador de mica prateada 3750 pF 500 V.
 C_2 = Condensador ajustável 100 pF (Jackson C803).
 C_3 = Condensador variável 75 pF (Jackson C809), com botão.
 C_4 = Condensador variável 12,7 pF (Jackson C16), com botão.
 C_5 = Condensador de mica 22 nF.
 M = Indicador de bobina móvel 250 μ A; 40 \times 40 mm (Maplin LB808).
 D = Diodo de silício HF.
 R = Resistência de 1 k Ω (ver texto).
 L_1 = 5 1/8 espiras de fio multifilar (7 \times 0,2 mm) recoberto a PVC. Diâmetro exterior 1,2 mm; 1 kV/1,5 A (ver texto).
 L_2 = 13 espiras de fio de cobre estanhado 16SWG, 1 polegada de diâmetro interno (ver texto).

Linha de alimentação = Cabo coaxial RG58 com 48 polegadas, com ficha compatível com o emissor.
 Caixa = Caixa ABS tipo MB3, com 118 \times 96 \times 45 mm. Referência Maplin LH2.
 Bloco de terminais = 8 barras de 6 vias. Referência Maplin FE78.
 Espaçadores = 3 espaçadores isolados, tipo M3, de 30 mm de comprimento. Referência Maplin FS40T.
 Ripas = 4 unidades, de 8 pés de comprimento com 5,8 \times 1/4 de polegada de madeira dura.
 Suporte vertical = De madeira dura com 23 \times 0,8 \times 0,8 polegadas.
 Base de madeira = De contraplacado ou semelhante, com 12 \times 8 \times 0,5 polegadas.

volta, até perfazer 5 1/8 espiras, começando na parte exterior da ripa inferior esquerda, e prosseguindo enfiando em todas as barras uma espira de diâmetro decrescente e no sentido contrário ao movimento dos ponteiros do relógio. As espiras da antena terminam na parte interior da ripa inferior direita, como se mostra na figura 4. Nas extremidades do enrolamento deixam-se pontas de fio para posterior ligação e acerto final. Depois de esticar bem as espiras, os parafusos das barras de terminais são apertados de forma a que o fio se mantenha tenso.

Depois de instalar na caixa os condensadores variáveis e suportes isoladores (figura 3), a caixa é aparafusada ao suporte vertical. O conjunto do medidor é ligado à parte da frente da tampa da caixa, por meio dum suporte apropriado. O cabo coaxial de alimentação RG58 entra na caixa pela parte posterior (fig. 3) e é abraçado ao suporte vertical, ao longo da madeira.

A bobina L_2 é soldada a anilhas de patilha montadas nos dois suportes isoladores situados no lado esquerdo. Ela é constituída por 13 espiras de fio de cobre estanhado 16SWG (16AWG, aproximadamente 0,6 mm de diâmetro), enroladas num núcleo de 1 polegada (2,54 cm) de diâmetro. As espiras são espaçadas a uma vez e meia a espessura do fio. A montagem final das várias secções da antena é então feita como mostram as figuras 1, 3 e 4.

Verificação e operação

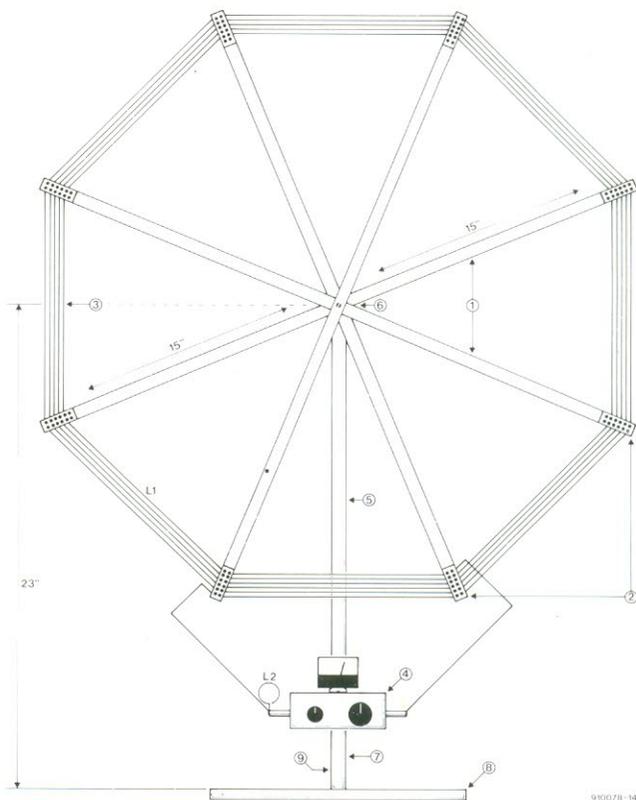
Os testes iniciais são feitos com um receptor. No protótipo, com o condensador variável, C_4 , ajustado para meio curso, verificou-se que ao variar C_3 a frequência de

2500 kHz a 4500 kHz, o que cobre, de forma adequada, a banda dos 80 m (3500 kHz e 3800 kHz) com alguma margem. Nos EUA e noutros países, a banda dos 80 m estende-se até 4000 kHz. A ressonância é indicada por um pico de ruído e um pico na intensidade do sinal no receptor. O diagrama de radiação pode ser verificado rodando a antena até se conseguir uma intensidade de sinal máxima. Na figura 2, pode ver-se que esta situação coincide com o lóbulo maior do diagrama. A rotação da antena, ao longo de 360°, dá origem ao diagrama de radiação que se indica na figura 2. Na prática, o condensador C_4 é ajustado para a capacidade mínima, e C_3 é ajustado para o início do segmento desejado da banda. Por exemplo, se a banda escolhida for a de 3500 kHz a 3800 kHz (com C_4 na posição de capacidade mínima), C_4 é então utilizado para obter a sintonia fina da antena, entre 3500 kHz e 3600 kHz.

O ajustamento do emissor faz-se como se segue:

1. Ligue o emissor a uma carga fictícia de 50 Ω . Sintonize o emissor na frequência desejada e ajuste-o até obter uma carga óptima.
2. Remova a carga fictícia e substitua-a pela antena.
3. Ajuste C_4 para a frequência do emissor, e ajuste C_2 para o pico no medidor.
4. É possível utilizar o emissor dentro dos limites de ± 20 kHz da frequência seleccionada, sem proceder a qualquer resintonia da antena com C_4 . Pequenos ajustamentos de C_4 permitem efectuar facilmente a resintonia da antena fora daqueles limites, conforme se desejar.

Passa depois ao ajustamento do medidor de sintonia. A miniantena é constituída por algumas espiras de fio rígido enroladas à volta dum lápis. Retire o enrolamento do lápis



Lista de materiais

1. 4 ripas de madeira dura com 30 \times 35/8 \times 1/4 polegadas. Envernizadas. Orifícios 2BA feitos no centro. Coladas e aparafusadas umas às outras.
2. 8 blocos de terminais de 6 vias, de plástico, utilizados como separadores e isoladores dos fios.
3. 5 1/8 espiras de fio multifilar recoberto a PVC (ver a lista de componentes para especificações).
4. Ver fig. 3.
5. Suporte vertical de madeira envernizada, com 23 \times 0,8 \times 0,8 polegadas.
6. Parafuso 2BA de 2 polegadas.
7. Suporte vertical da caixa, de madeira envernizada, com 4 1/2 \times 1/2 \times 3/4 polegadas.
8. Base de madeira envernizada, com 12 \times 8 \times 1/2 polegadas.
9. Suporte de 2 1/2 polegadas, na parte de trás do suporte vertical de madeira.

Fig. 4: A construção da antena baseia-se em componentes e materiais acessíveis. As ripas são aparafusadas e coladas umas às outras, no centro.

e coloque a sua extremidade directamente por baixo de L_1 . A miniantena é então desviada para baixo e para cima por forma a que o medidor indique cerca de 3,4 da escala, quando o emissor está correctamente carregado. Quando, durante a operação, se procede a nova sintonia do emissor, o medidor deve então indicar um pico por volta daquela posição, desde que a potência do emissor não tenha variado. Note-se, porém, que a sensibilidade do instrumento depende também do valor da resistência R e da potência do emissor. O valor indicado (1 k Ω) é satisfatório para uma potência de emissão de cerca de 5 W a 10 W. Para potências de emissão maiores ou menores, o valor de R é encontrado experimentalmente.

Quando se opera com a antena, ela deve estar afastada das paredes, canalizações e fios eléctricos, numa distância

igual ao diâmetro da antena. Note-se que devido à directividade da antena o nível de interferência recebido é muito mais baixo que numa antena normal. Os melhores resultados serão obtidos quando o grande lóbulo de radiação estiver directamente apontado para a estação a ser contactada.

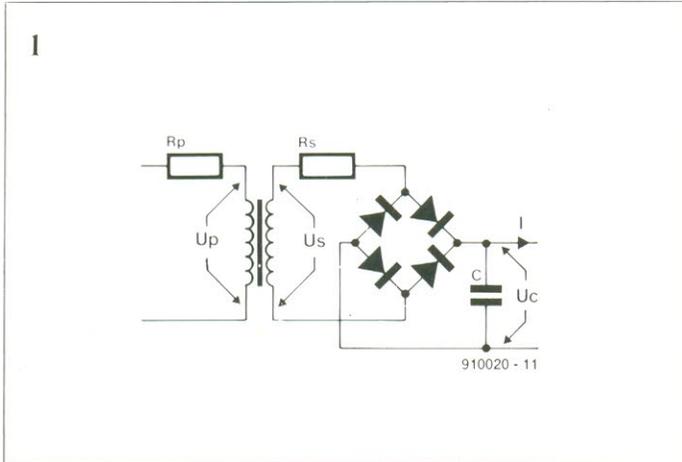
Finalmente, registre-se que a antena de Quadro é concebida como um recurso de baixa potência, para uso caseiro. Para maior segurança, não deve ser excedida uma potência de emissão de 20 W. Não haja dúvida que o projecto pode ser feito para permitir maior potência e ser utilizado no exterior.

Referências:

1. *The Admiralty handbook of Wireless Telegraphy*, volume 2, 1938.
2. *The ARRL Antenna Book*, 14.ª edição.
3. *Antenas* (2.ª edição), 1988, por John D. Kraus (McGraw-Hill).

cálculo de rectificadores

Qual é a tensão de ondulação (ripple) de saída da fonte de alimentação? Qual é a amplitude da corrente de pico que percorre os diodos rectificadores? Estes valores, além de outros, são normalmente calculados com fórmulas simplificadas. Mas como são obtidas essas fórmulas? Este artigo procura responder à questão.



A figura 1 mostra uma fonte de alimentação típica. Nesta figura, U_p é a tensão do primário do transformador; R_p representa as perdas do lado do primário; U_s é a tensão do secundário; R_s representa as perdas do lado do secundário e U_c é a tensão de saída da fonte.

Na maior parte dos cálculos é vantajoso representar por R o conjunto total das perdas do transformador referidas ao secundário, isto é: combinar R_p e R_s num só valor. O valor de R (em Ω) é dado por:

$$R = [(U_s/U_p)^2 \times R_p] + R_s \quad [1]$$

Neste caso, o transformador não precisa mais de fazer parte de quaisquer cálculos; o circuito passa assim a ser alimentado por uma fonte que fornece uma tensão U_s e possui uma resistência interna de saída R . Para as cargas normais pode considerar-se que a fonte possui uma indutância insignificante.

Infelizmente, R não pode ser calculada devido a falta de elementos e também não mede as perdas devidas à dispersão do campo magnético. A resistência de condução dos diodos rectificadores também não pode ser medida com realismo.

Para fazer uma medição aceitável, é necessário ligar um transformador variável (*variatic*) no primário do transformador e começar com

$U_p=0$. O condensador C é então curto-circuitado com um amperímetro. Começa-se por aumentar a tensão do variac até que o enrolamento secundário debite a corrente nominal do transformador especificada pelo fabricante. A tensão do primário necessária para atingir este valor de corrente depende das características do variac, do transformador, dos diodos rectificadores e do amperímetro. A corrente lida no amperímetro é a corrente eficaz de curto-circuito I_{sc} .

Agora, R (em Ω) pode ser calculada pela fórmula:

$$R = U_s / I_{sc} \quad [2]$$

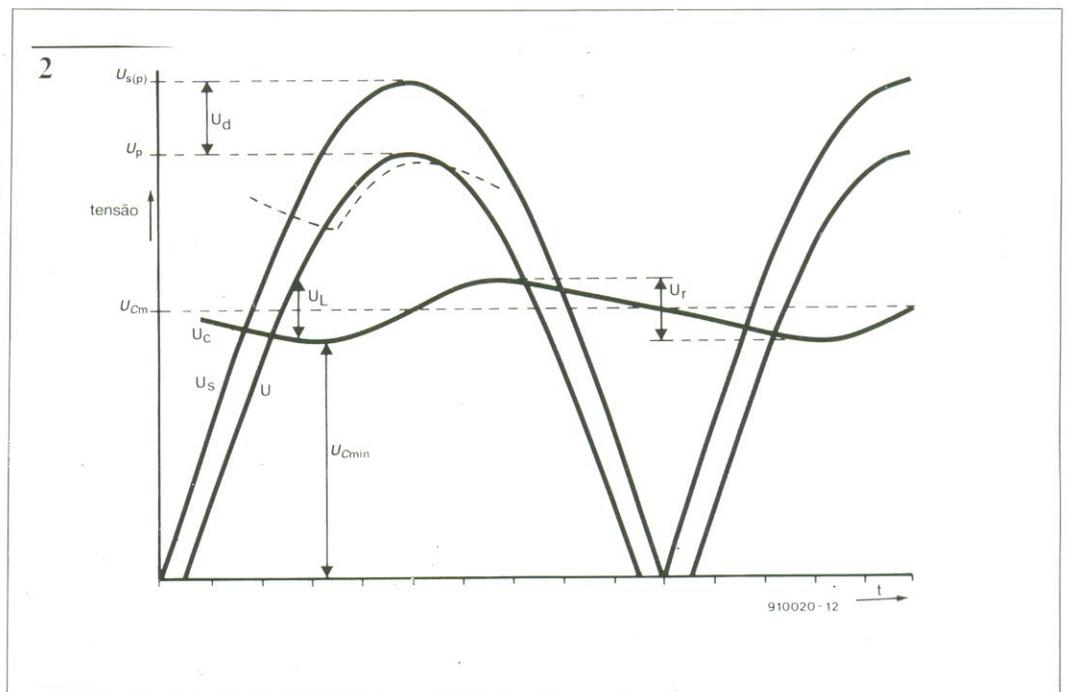
A figura 2 mostra algumas das tensões envolvidas no cálculo de rectificadores. Se os diodos rectificadores fossem componentes ideais, a forma da onda U_s seria como representado na figura mas como os diodos ideais não existem a tensão que carrega o condensador de armazenamento (C) é algo inferior a U_s . Será a tensão U_s subtraída da tensão de condução dos diodos rectificadores (U_d). O valor de U_d depende do número de diodos utilizados e da corrente que os percorre. A ponte rectificadora da figura 1 roubará cerca de 2 V à tensão U_s . A tensão existente a seguir aos diodos será, portanto:

$$U = U_s - U_d \quad [3]$$

Em muitos livros técnicos, a forma desta tensão é desenhada de forma ligeiramente diferente; mais ou menos como a curva a tracejado apresentada na figura 2, logo abaixo do pico de U . Na realidade, a tensão terá uma forma entre a

curva tracejada e a curva a cheio de U_c , dependendo da razão entre a corrente de carga e de descarga do condensador.

A forma da curva (a cheio) de U_c explica-se como segue. Quando U se torna maior que U_c , a corrente flui desde o secundário do transformador para o condensador C através da Resistência R . O valor da corrente é determinado pela diferença entre U e U_c que é, ao fim e ao cabo, U_r e pelo valor de R que dá origem àquela diferença de tensão. Inicialmente, U_r é fraca e a corrente de carga do condensador (I_{ch}) é inferior à corrente de descarga (I_{dis}); em consequência, U_c vai baixando de valor até U_{cmin} . A partir deste ponto, U_c começa a aumentar uma vez que U aumenta (I_{ch} é maior que I_{dis}) e continuará a aumentar mesmo depois de U começar novamente a diminuir (desde que I_{ch} seja maior que I_{dis}). O decréscimo de U_c depende do valor da corrente I_c que o condensador tem de fornecer à carga e da duração da corrente de descarga (t_{dis}). O valor da corrente na carga é



conhecido das especificações da fonte de alimentação. A duração da corrente de descarga é igual ao período da tensão rectificadora menos o tempo necessário para carregar o condensador. O tempo de carga é desconhecido mas na maior parte das fontes de alimentação tem uma duração desprezível em comparação com o tempo de descarga. Isto quer dizer que, em geral, podemos considerar o tempo de descarga igual ao período (T_r) da tensão rectificadora.

Note que T_r depende da frequência da tensão da rede e do tipo de rectificador usado (meia onda ou completa). Numa rectificação de onda completa, o condensador é carregado a uma razão dupla em relação a uma rectificação de meia onda. Ou seja, numa rectificação de meia onda, $T_r = 1/f$ e numa rectificação de onda completa $T_r = 1/2f$. A carga eléctrica (Q) que o condensador pode fornecer durante o tempo T_r é:

$$Q = I \times T_r \quad [4]$$

A tensão de ondulação (ripple), U_r , pode ser calculada a partir da seguinte equação:

$$U_r = Q/C = I/2fC \quad [5]$$

Além da tensão de ondulação também é importante conhecer a tensão média do condensador, U_{Cm} , ou a tensão mínima, U_{Cmin} , no caso de se estar a utilizar um regulador de tensão. Infelizmente, o cálculo preciso destas tensões é relativamente complexo e por isso neste artigo apenas vamos fornecer dois métodos de cálculo aproximado baseados nas quantidades de que temos vindo a falar. A escolha do método a utilizar depende da razão R/R_L , onde R representa o total da resistência do transformador adicionada à resistência dos diodos rectificadores e R é a resistência de carga através da qual a corrente de carga I_L flui. Se R_L é grande em comparação com R (caso mais vulgar), I_L é pequena em comparação com a máxima corrente de carga do condensador. Isto quer dizer que o condensador pode ser carregado até ao valor do pico (U_p) da tensão disponível. Neste caso, a tensão média do condensador será:

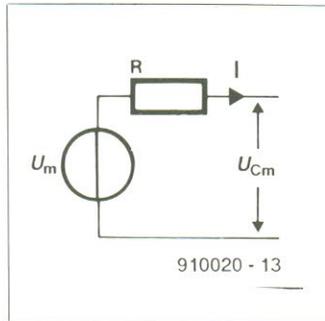
$$U_{Cm} = U_p - 1/2U_r \quad [6]$$

e a tensão mínima do condensador será:

$$U_{Cmin} = U_p - U_r \quad [7]$$

Se R_L não for muito maior que R então o condensador não tem tempo para se carregar até U_p e as equações [6] e [7]

não são válidas neste caso. No entanto, U_{Cm} pode ser calculada com a ajuda da figura 3. A fonte de tensão que representa o transformador e diodos rectificadores fornece uma tensão contínua que é igual ao valor médio da tensão contínua ondulante fornecida pelo transformador mais diodos. A resistência interna



desta fonte de tensão é representada por R . Se for pedida à fonte uma corrente I (corrente de carga) a tensão de saída da fonte será reduzida pela queda de tensão em R , ou seja:

$$U_C = U - IR$$

O valor de U depende do tipo de rectificador utilizado: numa rectificação de onda completa é igual a $2 U_p/\pi$ e numa rectificação de meia onda é igual a U_p/π .

A máxima corrente que percorre os diodos rectificadores é:

$$I_{d(p)} = U_p/R \quad [9]$$

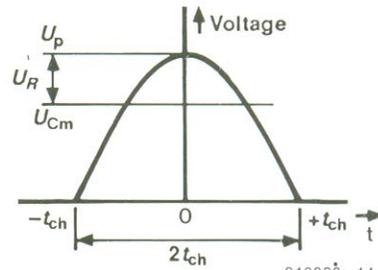
Este valor de corrente normalmente só flui quando a fonte de alimentação é ligada à rede, uma vez que nesta ocasião o condensador de armazenamento está completamente descarregado. No entanto, também poderá ocorrer noutras circunstâncias quando a resistência de carga é extraordinariamente baixa. Por norma, contudo, a tensão do condensador é relativamente elevada e a corrente que então flui é igual à tensão através de R (aproximadamente $U - U_C$) a dividir por R , ou seja:

$$I_d = (U - U_C)/R \quad [10]$$

Os diodos rectificadores devem poder suportar continuamente este valor de corrente e devem também poder suportar por períodos curtos a máxima corrente $I_{d(p)}$.

As considerações feitas neste artigo permitem o cálculo prático da secção rectificadora de uma fonte de alimentação. As fórmulas fornecidas não são cem por cento precisas; por exemplo, não entram em consideração com a constante de tempo (T) da resistência R e do condensador C .

Mais um pouco de matemática



910020 - 14

O condensador de armazenamento carrega-se através da resistência R durante o tempo $-t_L$ até $+t_L$. A carga eléctrica, Q , armazenada no condensador durante este tempo depende da corrente média de carga, I_{ch} e do tempo de carga, $t = 2t_{ch}$:

$$Q = I_{ch}t \quad [11]$$

A corrente média de carga depende do valor de R e da tensão média, R_r , desenvolvida nos seus terminais:

$$Q = U_R 2t_{ch}/R \quad [12]$$

De forma que:

$$U_R 2t_{ch} = 2U_p \int_{-t_{ch}}^{+t_{ch}} \cos(\omega t) dt = 2U_p \text{sen}(\omega t_{ch}) \quad [13]$$

e

$$Q = \frac{2U_p \text{sen } t_{ch}}{\omega R} = \frac{2 I_p \text{sen } t_{ch}}{\omega} \quad [14]$$

onde I_p é o valor de pico da corrente que a fonte pode fornecer por períodos curtos de tempo, ou seja, U_p/R .

Para que a tensão média do condensador seja constante, a carga eléctrica retirada do condensador tem de ser igual à carga eléctrica fornecida, ou seja:

$$I_{ch} 2t_{ch} = I_{dis} T_r \quad [15]$$

onde I_{dis} é a corrente de descarga e T_r é o período da onda alterna da rede rectificadora (como foi explicado no texto, $T_r = 1/f$ nos rectificadores de meia onda e $T_r = 1/2f$ nos rectificadores de onda completa). Se a carga que entra no condensador for igual à carga que sai, temos:

$$\text{sen}(\omega t_{ch}) = \omega I_{dis} T_r / 2I_p \quad [16]$$

de forma que

$$t_{ch} = \frac{1}{\omega} \arcsen \left(\frac{\omega I_{dis} T_r}{2I_p} \right) \quad [17]$$

Conforme o método de rectificação utilizado, $\omega T_r = \pi$ (nas rectificações de meia onda) ou $\omega T_r = 2$ (nas rectificações de onda completa). Se assumirmos que I_p é várias vezes

maior que I_{dis} podemos considerar verdadeiras as seguintes fórmulas simplificadas:

$$t_{ch} = \frac{\pi U_{ch}}{2\omega I_p} = \frac{I_{ch}}{4f I_p} \quad [18]$$

ou

$$t_{ch} = \frac{2\pi U_{ch}}{2\omega I_p} = \frac{I_{ch}}{2f I_p} \quad [19]$$

onde se assume que

$$\arcsen(x) \approx x \text{ se } x \leq 0,5$$

O valor da tensão de ondulação, U_r , depende da quantidade de carga eléctrica retirada do condensador durante o período de tempo em que o condensador não está a ser carregado. Este tempo é $T_r - 2t_{ch}$, portanto:

$$U_r = Q/C = I_{dis} (T_r - 2t_{ch})/C \quad [20]$$

Numa fonte de tensão bem calculada, o condensador é carregado rapidamente e t_{ch} é muito menor que T_r , de forma que se pode simplificar o cálculo:

$$U_r = I_{dis} T_r / C \quad [21]$$

ou

$$U_r = I_{dis} / 2fC \text{ (rectificação de meia onda)} \quad [22]$$

ou

$$U_r = I_{dis} / fC \text{ (rectificação de onda completa)} \quad [23]$$

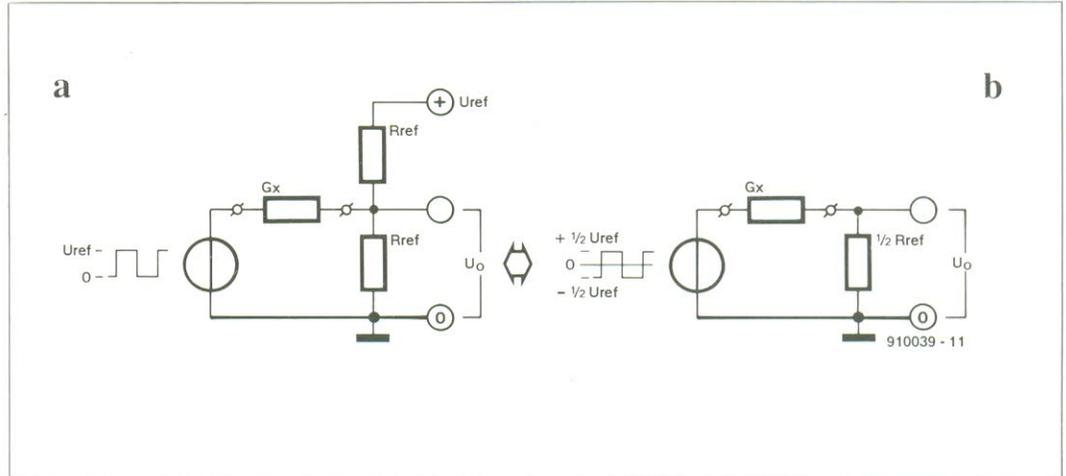
medidor de condutância

Ideia original de J. Vaessen

A condutância, sendo o inverso ou recíproco da resistência, não é uma grandeza que muitos de nós meça todos os dias; normalmente, mede-se a resistência. No entanto, em alguns casos, como por exemplo nos líquidos, é mais fácil medir a condutância do que a resistência.

Geralmente, medir condutâncias não é mais difícil que medir resistências. De facto, no caso de um ohmímetro analógico (com ponteiro), basta inscrever na escala o inverso dos valores que lá estão impressos para converter o instrumento num medidor de condutância. Contudo, a maior parte dos ohmímetros trabalha com uma tensão ou corrente contínua e se forem utilizados num líquido darão invariavelmente origem ao fenómeno da electrólise que irá distorcer o valor da medida.

Para evitar a electrólise, o medidor deve funcionar com uma tensão ou corrente alterna de frequência suficientemente elevada. O princípio de funcionamento de um tal instrumento é mostrado na figura 1a.



Um gerador de onda quadrada fornece uma tensão que varia entre 0 V e uma tensão de referência U_{ref} . Esta tensão

é aplicada a uma extremidade da condutância desconhecida G_x e a outra extremidade é mantida a $1/2 U_{ref}$. Isto significa

que a queda de tensão em G_x é uma tensão quadrada que varia entre $\pm 1/2 U_{ref}$, ou seja, uma tensão verdadeiramente

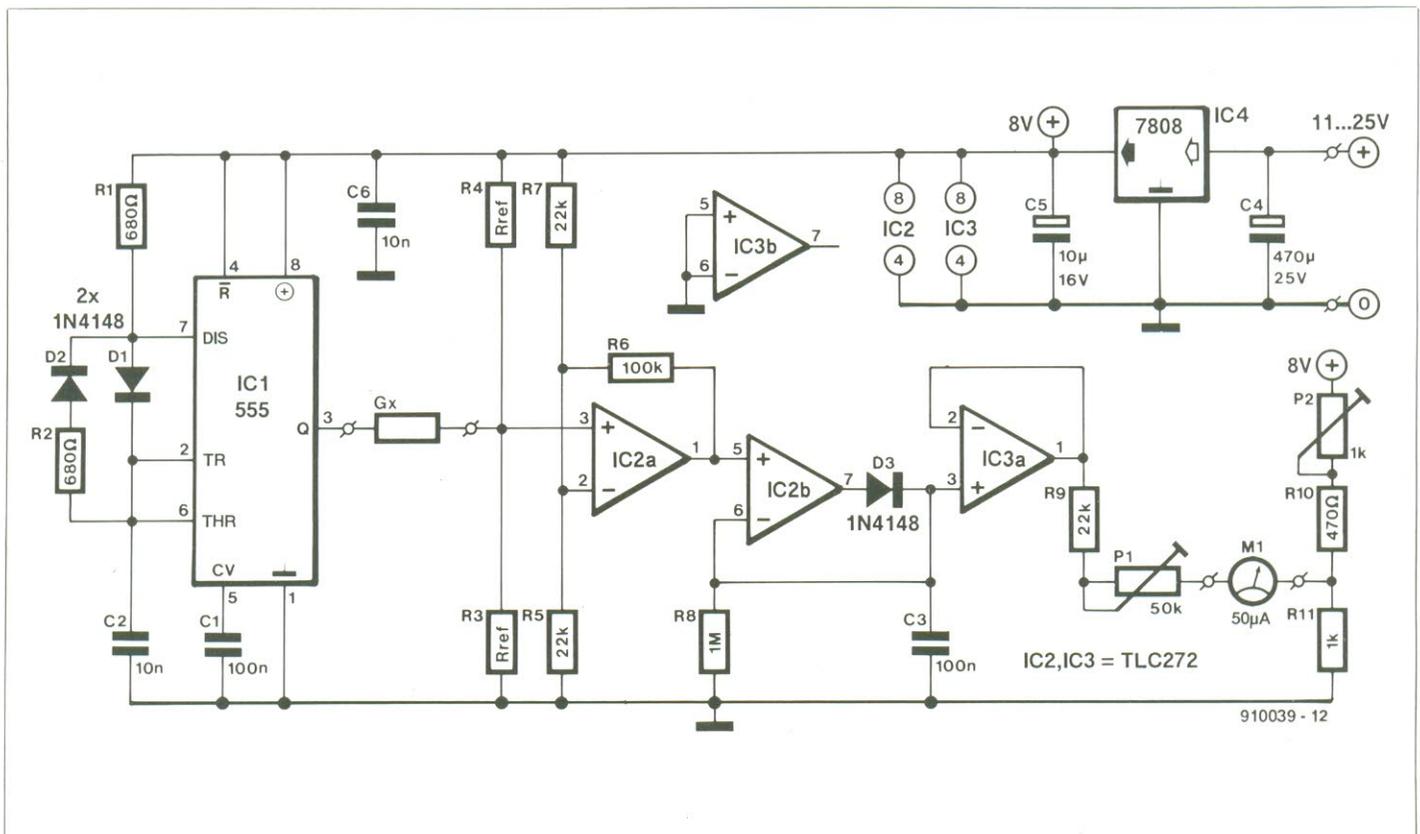


Fig. 2. Esquema do circuito do medidor de condutância.

alternada. Para determinar a condutância basta medir a queda de tensão numa das resistências R_{ref} .

A relação entre G_x (condutância) e a tensão de saída U_o é dada pelo Teorema de Thevenin e Princípio da sobreposição de correntes. Por conveniência, vamos ignorar daqui para a frente a tensão contínua $1/2 U_{ref}$. Nesse caso o circuito da figura 1b é o equivalente interno do circuito da figura 1a. Daqui:

$$U_o = \frac{1}{2} U_{ref} \frac{1}{\frac{1}{G_x} + \frac{1}{2} R_{ref}} \frac{1}{2} R_{ref}$$

Se fizermos o termo $1/2 R_{ref}$ do denominador, muito menor que $1/G_x$, poderemos desprezá-lo e a fórmula poderá ser escrita na forma:

$$U_o = 1/4 U_{ref} G_x$$

No entanto, esta aproximação tem vantagens e desvantagens. As vantagens são o medidor ter uma escala linear e R_{ref} ser pequena apesar do facto de a medição de condutância ser normalmente feita em circuitos de alta impedância. Apesar de tudo, R_{ref} seria impraticavelmente alta para algumas escalas do medidor. Também é possível desenhar uma nova escala no medidor que permita ter em conta a aproximação feita. As desvantagens são, por um lado, a aproximação causar alguma degradação da precisão e, por outro, a maior precisão se obter quando $1/G_x = R_{ref}$.

O circuito

O esquema do circuito do medidor de condutâncias é mostrado na figura 2.

O oscilador de onda quadrada é baseado em IC_1 , um integrado bem conhecido do tipo 555. A sua frequência é de 10 kHz, suficientemente elevada para impedir a electrolise do líquido. A saída do oscilador é aplicada ao circuito de medida, G_x, R_3, R_4 , segundo o princípio indicado na figura 1. A saída do circuito de medida é isolada pelo ampop IC_{2a} e amplificada cerca de 10 vezes. Este valor surge devido a tanto R_3 como R_4 deverem ter um valor de $0,2 / G_{max}$, onde G_{max} é o valor da condutância máxima que pode ser medida.

O amplificador é seguido de um circuito rectificador de alta qualidade baseado em IC_{2b} . O condensador C_3 é carregado regularmente e com precisão através de D_3 , até ao valor de pico da tensão existente na entrada não-inversora do ampop, enquanto se descarrega lentamente por R_8 .

A queda de potencial em C_3 é aplicada à entrada não-inversora do ampop separador IC_{3a} , o qual excita o medidor. A malha R_9-P_1 serve para ajustar o valor de fim de escala do medidor. O divisor de tensão $R_{10}-R_{11}-P_2$ serve para ajustar o zero do medidor.

O circuito é alimentado pelo regulador de tensão IC_4 . Este regulador permite que a tensão de alimentação seja utilizada como tensão de referência.

Para a medição da condutância de líquidos é necessário fabricar uma sonda apropriada enquanto para a medição em sólidos bastam as vulgares pontas de crocodilo. A sonda para líquidos pode ser fabricada com dois pinos metálicos — de preferência dourados — mantidos a uma distância fixa um do outro por um material isolador e resistente ao líquido. A ligação entre os pinos e os fios condutores deverá também ser à prova de água (líquido), usando resina epoxy de dois componentes ou outra pasta isolante semelhante.

Calibração

Dependendo da aplicação, o medidor pode ser calibrado de duas maneiras. Se for destinado apenas a medições da condutância de sólidos, a condutância padrão poderá ser uma resistência de alto valor e o medidor é ajustado com P_1 e P_2 , da forma que mais adiante se descreve.

Se o medidor for utilizado para medidas em líquidos, a forma da sonda, isto é, a distância entre os dois eléctrodos, é importante. As medidas são expressas em $\mu S/cm$ (micro Siemens por centímetro) e o termo *por centímetro* mostra que a distância entre os eléctrodos é um factor a ter em conta.

Para calibrar com precisão o medidor mais a sonda, é necessário um líquido cuja condutância seja conhecida. Uma solução saturada de sulfato de

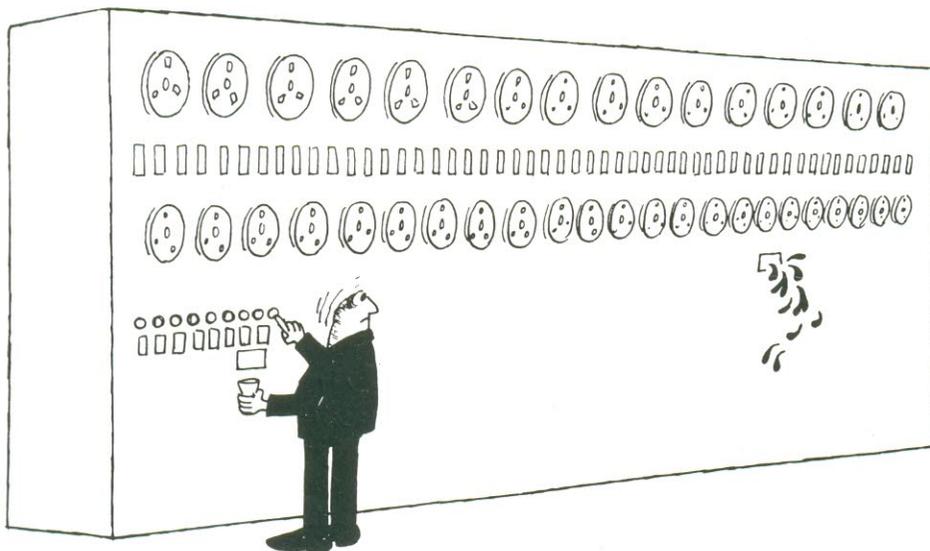
cálcio ($CaSO_4$) é adequada para este fim: a $20^\circ C$ possui uma condutância de $1976 \mu S/cm$ ($\mu S/cm$). A solução é preparada dissolvendo sulfato de cálcio em água destilada até esta não aceitar mais $CaSO_4$. Note contudo que o sulfato de cálcio se dissolve lentamente na água.

Adicionando um volume idêntico de água destilada à solução obtida, a condutância reduz-se para metade. Duplicando novamente o volume, com a adição de água destilada, a condutância reduz-se novamente para metade. Quando diluir a solução certifique-se de que esta permanece a $20^\circ C$, pois a condutância varia com a temperatura.

Antes de ligar a alimentação comece a calibração ajustando manualmente o ponteiro do medidor de quadro-móvel a zero.

Em seguida ligue a fonte de alimentação e deixe o aparelho aquecer por alguns minutos após os quais o microamperímetro é ajustado a zero por intermédio de P_2 . Nesta fase nada deverá estar ligado entre eléctrodos de medida.

Finalmente, ligue a resistência de calibração (sólidos) ou introduza a sonda no líquido de calibração e ajuste P_1 até o microamperímetro indicar o valor correcto. Como isto vai alterar ligeiramente o ajuste de P_2 , execute sucessivamente várias calibrações.



CORK

relé temporizado de estado sólido

Pelo Dr. K. A. Nigim

O relé temporizado de estado sólido descrito neste artigo serve bem a finalidade de ligar ou desligar, em momentos predeterminados, cargas de corrente alterna com uma potência até 5 kW. O circuito electrónico é isolado opticamente da rede de energia eléctrica e incorpora a técnica de comutação activada pela passagem da tensão por zero.

As vantagens dum relé de estado sólido sobre os tipos mecânicos convencionais são:

- não tem partes mecânicas ou móveis sujeitas a desgaste;
- não provoca ruídos audíveis;
- é resistente ao choque e à vibração;
- livre de ressaltos de contactos;
- actua rapidamente, o que reduz a interferência electro-magnética (EMI).

O esquema de blocos do temporizador é apresentado na figura 1. A saída do temporizador muda de estado (de baixa para alta tensão), muito pouco tempo após ter sido premido o botão de arranque. O intervalo de tempo é determinado pela constante de tempo, t , (resistência ajustável- C_1).

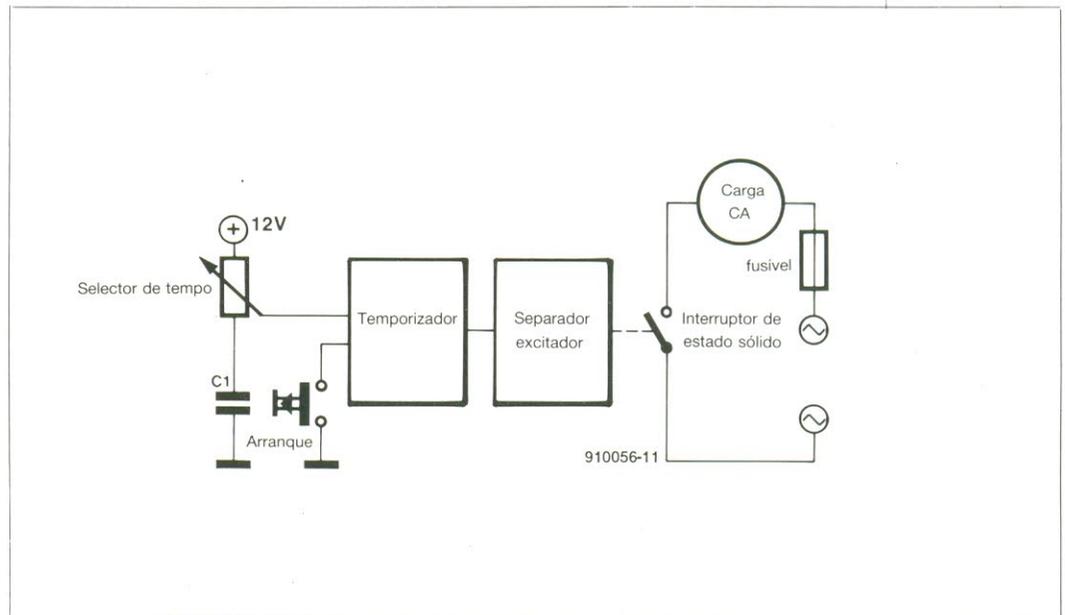


Fig. 1 — Esquema de blocos do temporizador.

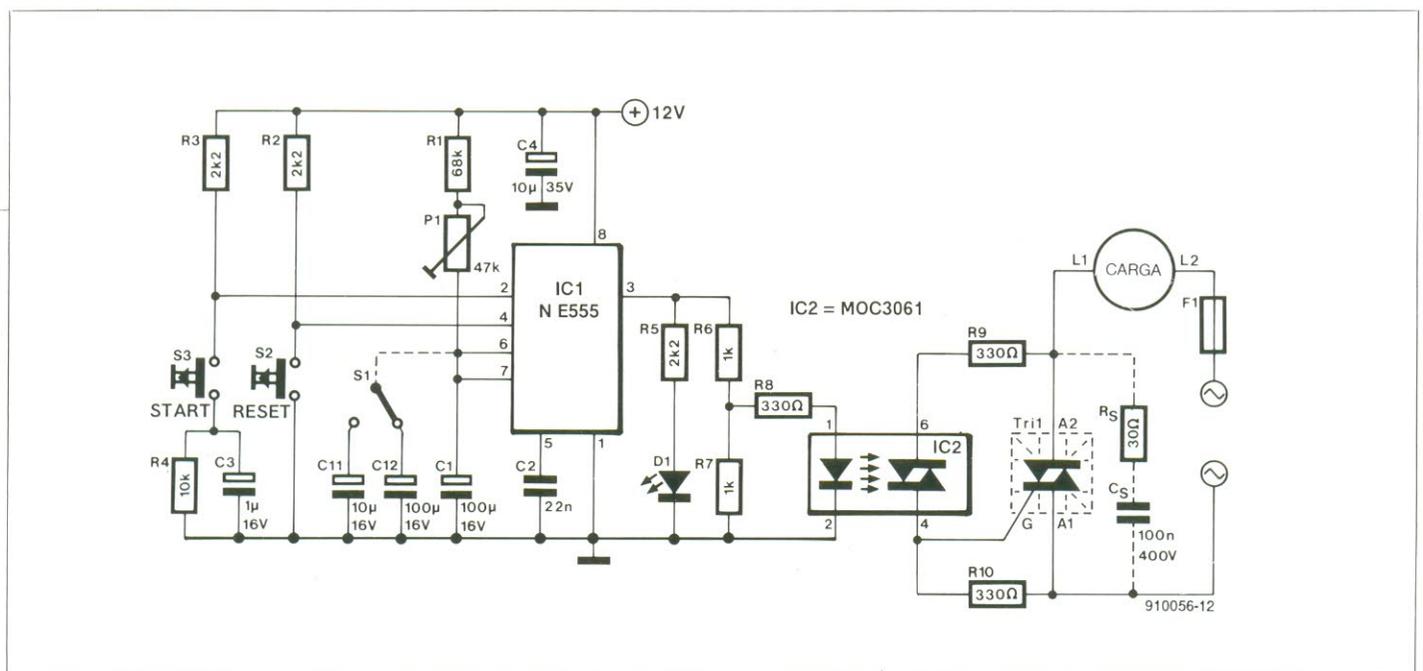


Fig. 2 — Esquema do circuito do relé temporizado de estado sólido.

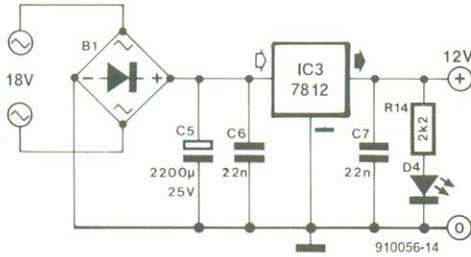


Fig. 3 — Esquema dum circuito de alimentação de corrente contínua, adequado ao temporizador.

O sinal de saída do temporizador aplica-se a um interruptor de estado sólido bidireccional, um triac. A carga alterna é ligada à rede através do triac. Quando decorre o período de tempo seleccionado, a saída do temporizador cai para um nível baixo e o triac é desligado, cortando a carga.

Descrição do circuito

O circuito completo mostra-se na figura 2. A secção do temporizador baseia-se em IC₁, o bem conhecido 555. O período de tempo inicia-se carregando momentaneamente no botão S₃. Porém, se este botão se mantiver premido, o arranque não se faz, pois C₃ manterá uma alta tensão no pino 2 de IC₁. O condensador descarrega através de R₄ quando S₃ deixa de ser premido. O temporizador pode ser reposto a zero em qualquer momento, carregando no botão S₂. O sinal de saída no pino 3 de IC₁ fica a nível alto depois de S₃ ter sido premido, o que provoca a iluminação de D₁, indicando que tem início um período activo.

O período, em segundos, durante o qual, no pino 3, a tensão se conserva no nível alto, é definido pela constante de tempo,

$$t = 1,1 C (R_1 + P_1)$$

onde R₁ e P₁ se exprimem em kΩ e C₁ em µF. Com os valores indicados para os componentes, podem obter-se períodos de tempo entre 10 segundos e 20 segundos. Esta gama pode ser alargada substituindo C₁ por um comutador que pode seleccionar entre dois condensadores, C₁₁ e C₁₂. Quando se pretenderem temporizações da ordem de minutos, R₁ e P₁ devem ter, pelo

menos, o valor de 100 kΩ. O circuito do temporizador e o excitador do triac são alimentados por uma vulgar fonte de + 12 V, corrente contínua, de que a figura 3 mostra um exemplo adequado.

Isolamento da tensão da rede

Para isolar o circuito do temporizador da tensão da rede utiliza-se um acoplador óptico com triac (IC₂). IC₂ excita o triac principal (Tri₁) quando a tensão da rede passa por zero. A corrente que entra pelo pino 1 do IC₂ é limitada a 15 mA pelo divisor de tensão R₆-R₇-R₈, de acordo com a folha de características do fabricante (Ref. 1). Correntes de avalanche da saída, no pino 6, são limitadas

por R₆. O valor mínimo desta resistência para uma tensão de rede de 240 V é dado por:

$$R_{9(\min)} = U_{in(\text{pico})} / 1,2 = 330 \Omega.$$

A carga é ligada à rede por meio do Tri₁. O tipo de triac usado depende do valor da corrente eficaz na carga a que se adiciona um factor de segurança de 50%. O triac deve ser montado num dissipador de calor, especialmente com cargas elevadas. Para grandes cargas indutivas, tais como motores universais, liga-se em paralelo com o triac, uma rede desparasitadora composta de R_s e C_s, para limitar a razão de crescimento da tensão (dv/dt). Valores práticos aceitáveis destes componentes são: R_s=30 Ω, 3 W e C_s=0,1 µF, 400 V.

A eficácia do circuito com uma elevada razão dv/dt é consideravelmente melhorada quando o triac é substituído por dois tiristores ligados em antiparalelo; esta modificação também diminui a dissipação de energia. A secção modificada do circuito mostra-se na figura 4.

$$\frac{dv}{dt}$$

$$\frac{dv}{dt}$$

Construção

Como parte do circuito está ligado à rede, deve ter-se muito cuidado no manuseamento do triac e da carga. Recomendase insistentemente se coloque o triac no seu dissipador

de calor, afastado do circuito do temporizador, durante os ensaios iniciais.

O temporizador é montado numa placa *vero board*. Comece por montar os suportes dos integrados e os componentes do temporizador.

Os períodos de tempo mínimos e máximos podem ser acertados com o auxílio dum cronómetro ou dum relógio de pulso com ponteiro de segundos e ajustando P₁ para os seus valores mínimo e máximo. Podem fazer-se marcações para várias posições referidas a segundos ou minutos, conforme se desejar.

O diodo D₁ deve acender-se sempre que S₃ é premido, e manter-se-á aceso até que tenha decorrido o período de tempo seleccionado.

Depois de se ter testado o circuito do temporizador, monte-se o circuito do excitador do triac. Ligue-se o terminal A₂ do Tri₁ à rede, com fio apropriado. Comece por carregar o triac com uma lâmpada de 40 W a 60 W. Se os resultados forem satisfatórios, ligue então a carga.

Aplicações

O circuito pode substituir qualquer temporizador com relé mecânico. Dois exemplos de utilização nas nossas casas são o depósito de água quente e o forno eléctrico. Nas oficinas, ele pode ser aplicado em equipamentos de soldadura de plásticos, bem como no controlo (tudo-nada) de motores eléctricos, e no controlo da soldadura por pontos.

Referências

Motorola Thyristor Data Book, 2.ª edição, 1988.

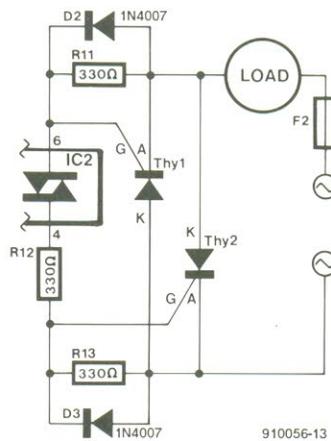


Fig. 4 — Quando o temporizador é usado com grandes cargas indutivas, é vantajoso substituir o triac por dois tiristores ligados em antiparalelo.

Lista de componentes

- Resistências:
 R₁ = 68 kΩ
 R₂, R₃, R₅, R₁₄ = 2.2 kΩ
 R₄ = 10 kΩ
 R₆, R₇ = 1 kΩ
 R₈, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃ = 330 Ω
 R₅ = 30 Ω, 3 W
 P₁ = 47 kΩ

- Condensadores:
 C₁, C₁₂ = 100 µF, 16 V
 C₂, C₆, C₇ = 22 nF, cerâmica
 C₃ = 1 µF, 16 V
 C₄ = 10 µF, 35 V, tântalo
 C₅ = 2200 µF, 25 V
 C₁₁ = 10 µF, 16 V
 C₈ = 1 µF, 400 V, polipropileno

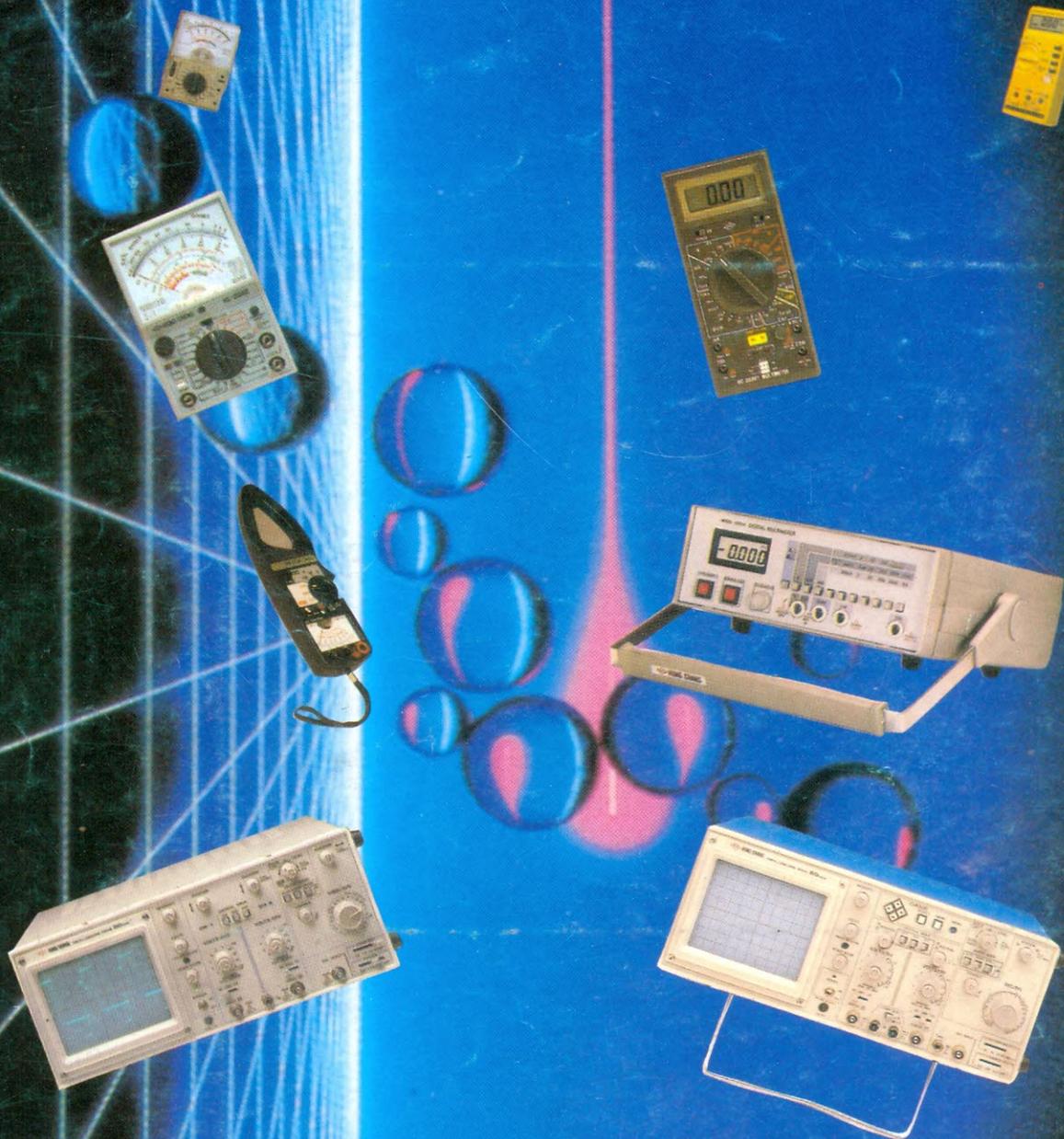
- Semicondutores:
 B₁ = W04 M rectificador
 D₂, D₃ = 1N4007
 D₄ = LED verde
 IC₁ = NIE555 P
 IC₂ = MOC3061
 IC₃ = 7812
 Thy₁, Thy₂ = de acordo com a carga
 Tri₁ = de acordo com a carga



★ QUALIDADE ★
PRECISÃO ★ ROBUSTEZ

A BAIXO PREÇO
tem um nome

HUNG CHANG



REPRESENTANTE EXCLUSIVO

DIMOFEL

Av. da Liberdade, 85 - Praça da Alegria, 3c/ AUTO PARQUE
End. Teleg. DIMOFEL - Telef. 346 15 45 (Busca automática, 6 linhas)
Apartado 2621 - 1116 LISBOA CODEX • Telex 15834 DIMOFEL P • Fax 346 93 16/347 48 04

SUPERTÉCNICA

Rua de Santa Catarina, 504 - 4000 PORTO
Telef. (02) 200 76 10 • Fax (02) 208 24 07