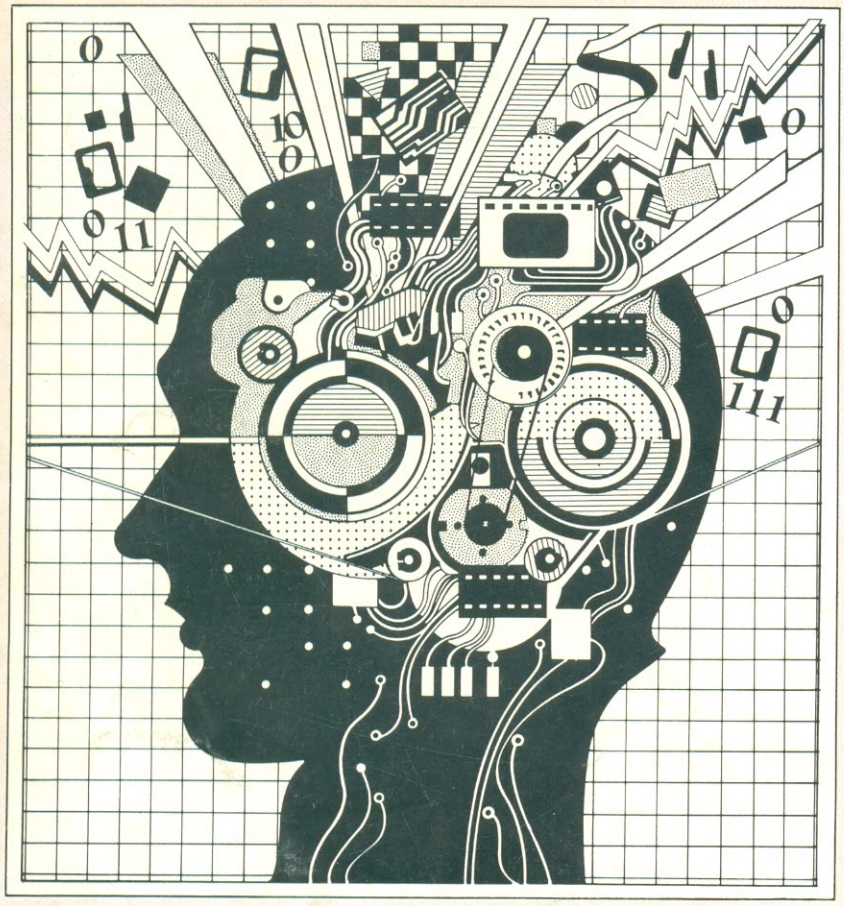
nº 28
novembro
1988

elektor eletrônica

Cz$ 1.150,00

A partir desta edição:

Guia de Compras Santa Ifigênia



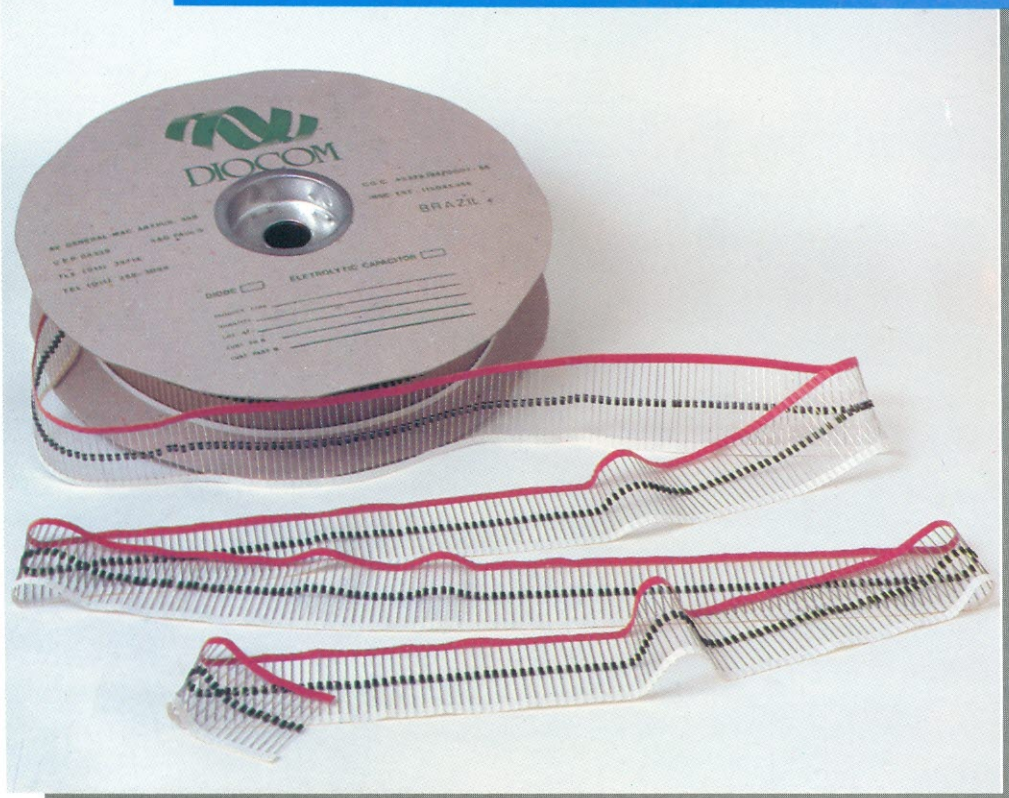
Montagem do *vocoder* Elektor

Termômetro eletrônico linear

Medida de tensão e corrente em fontes de alimentação

Transputers e o processamento paralelo

DIODO RETIFICADOR
DE USO GERAL 1N4001 a 1N4007



CARACTERÍSTICAS GERAIS

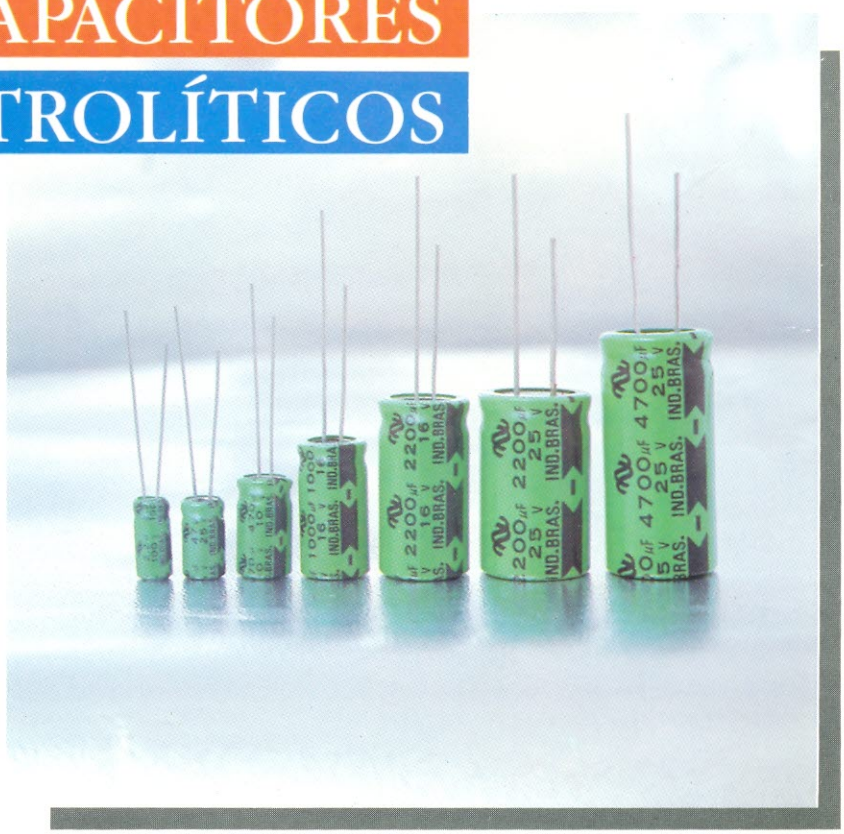
- Moldado em resina epóxi
- Baixo custo
- A junção da pastilha com os terminais é feito pelo processo de fusão
- Baixa corrente de fuga
- **Alta corrente de surto**
- Excelente resistência mecânica
- Fácil limpeza, freon, álcool isopropílico, cloroteno e solventes similares

CARACTERÍSTICAS MECÂNICAS

- Encapsulamento: JEDEC DO-41
- Terminais: Axiais estanhados - Cumpre soldabilidade conforme MIL- STD 202 Método 208
- Polaridade: O catodo é indicado pela Banda Branca
- Máxima Temperatura do terminal para propósito de solda: 300°C / 10s / terminal 9,5 mm (3/8") com tensão 2,3 Kg (5 LBs).
- Peso Unitário: 0,3 grama (0,012 onça)

CAPACITORES
MINIATURA UNILATERAL ELETROLÍTICOS

- Terminais radiais
- Espectro de tensão nominal: 6.3 a 100 VCC
- Espectro de capacitância: 0.22 a 10.000 μ F
- Temperatura de operação: -25 a 85°C
- Tolerância da capacitância: ± 20%
- Baixo fator de perdas
- Baixa corrente de fuga
- Diâmetro: ∅5 a ∅25mm



DIOCOM

DIOCOM - IND. E COM. LTDA.
Av. General Mac Arthur, 950 - Jaguaré
CEP - 05338 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 268-3099
Telex: 1181196 DIOM BR - Fax (011) 268-6645

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas ***29***
Selektor ***56***
Mercado ***62***

TECNOLOGIA

Conhecendo o transputer e sua linguagem ***13***
Apresentação de um dos mais poderosos microprocessadores do mercado, que já utiliza o conceito do processamento paralelo, e da OCCAM, linguagem de programação desenvolvida especialmente para ele.

As modernas técnicas de gravação profissional (conclusão) ***56***
Pela primeira vez num artigo, um engenheiro de estúdio ensina várias técnicas para gravar vozes e instrumentos com microfones omnidirecionais de alta qualidade

MONTAGENS

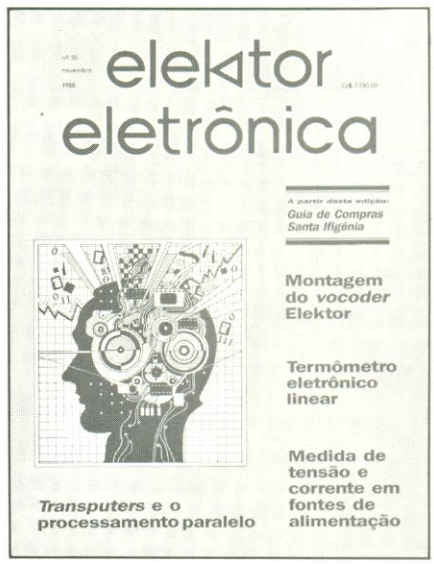
Vocoder Elektor - 2.ª parte ***16***
O codificador de voz iniciado na edição anterior já pode ser montado e posto para funcionar. Esta etapa traz todas as suas placas e os procedimentos de ajuste

Idéias ***37***
Dez sugestões para circuitos digitais, com dicas práticas e circuitos de aplicações variadas

Termômetro eletrônico linear ***49***
Utilizando um simples diodo retificador como sonda, este circuito pode substituir diretamente os tradicionais termômetros domésticos de mercúrio

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Volt-amperímetro para fontes de alimentação ***52***
Como acrescentar, a qualquer fonte estabilizada de qualidade, um estágio digital para medir corrente e tensão de saída, eliminando o velho problema das falsas leituras



A grande novidade desta e das próximas edições é o Guia de Compras Sta. Ifigênia. Ele veio atender uma velha reivindicação de nossos leitores, trazendo, num encarte destacável, anúncios e informações variadas sobre o mercado nacional de eletrônica. Isto permitirá guardar revistas e guias separadamente, evitando que as primeiras sejam danificadas pelo manuseio contínuo. Deixamos claro, porém, que a proposta do guia de compras está apenas começando; pretendemos ampliá-lo e fazê-lo evoluir, a partir de uma realimentação constante dos leitores. Contribua você também, enviando sugestões para aperfeiçoá-lo cada vez mais.

elektor códigos

elektor eletrônica
Elektor Edição Brasileira

Ano III
Número 28,
Novembro/88

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
R. Sta. Ifigênia, 184 - 2º e 3º andares
CEP 01207 - São Paulo-SP

Diretora executiva: Helena Orlinski
Editor: Juliano Barsali
Arte: Carlos Alberto Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann
Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino
Comercial: EVM - Empresa de Serviços e Marketing S/C Ltda.
Rua Xavier de Toledo, 181 - 4º andar,
cj. 41 e 42 - (011) 412-2625
CEP 09000 - Sto. André - S. Paulo
Assistente Administrativa: Marli Mantovani
Assinaturas: Nilza Bueno do Nascimento
Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour
Editor técnico: J. Buiting
Diretor técnico e coordenação internacional: K.K.M. Walraven
Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

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

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

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

Composição: Frilla Artes Gráficas

Fotolito: Scat Fotolito

Impressão: Casa Publicadora Brasileira

Distribuição: Fernando Chinaglia Distribuidora S.A.

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

p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{3}
k (kilo-) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos:
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω

Capacitores:
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

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

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

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.

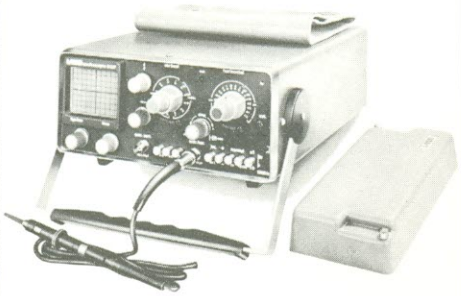
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos na revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.

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

RESOLVEMOS SEUS PROBLEMAS DE INSTRUMENTOS ELETRÔNICOS ONDE MUITOS NÃO CONSEGUEM

ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.

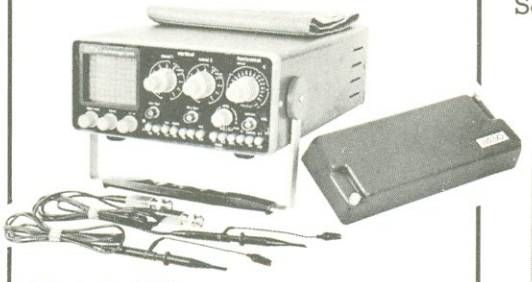
OSCILOSCÓPIOS PANTEC



Modelo 5107
Traço simples
15 MHz portátil
Tubo retangular de 76,2 mm
Sensibilidade de 2mV/div.



Modelo 5205
Traço simples
10 MHz
Tubo de 127 mm
Sensibilidade de 5mV/div.



Modelo 5120
Duplo traço
15 MHz portátil
Tubo retangular de 76,2 mm
Sensibilidade de 2mV/div.



Modelo 5210
Duplo traço
15 MHz
Tubo de 127 mm
Sensibilidade de 5mV/div.

CONSULTE-NOS SOBRE OUTRAS MARCAS.

ESTAÇÃO DE SOLDA WELLER



EC1001
- Temperatura controlada de 150°C a 450°C
- Potenciômetro de controle e sinalizador "LED"
- Tiristores de potência com disparo a zero volt
- Ponta de solda aterrada através da estação
- Terminal terra para manter o equilíbrio de potencial
- Resolução de leitura/ajuste de temperatura: 5°C
- Disponível para 110V ou 220V

EC2001
- Temperatura controlada de 150°C a 450°C
- Indicador digital com resolução e precisão de 1 dígito
- Tiristores de potência com disparo a zero volt
- Ponta de solda aterrada através da estação
- Terminal terra para manter o equilíbrio de potencial
- Resolução de leitura/ajuste de temperatura: 1°C
- Disponível para 110V ou 220V

PREÇOS E PRAZOS SEM CONCORRENCIA

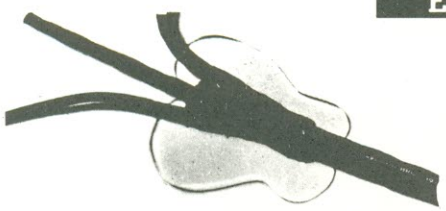
FILCRIL

SÃO PAULO
RUA SANTA EFIGÊNIA, 480
RIO DE JANEIRO
RUA RÉPUBLICA DO LÍBANO, 7

LIGUE: (011) 220-3833 - SP • (021) 224-3399 - RIO

AO COMPRAR NOSSOS COMPONENTES VOCÊ ESTÁ ADQUIRINDO QUALIDADE E CONFIABILIDADE

ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.



TUBOS TERMOCONTRÁTEIS BRC/BRT

Preenchem os requisitos mais rigorosos da norma UL para resistência a combustão.
Não são afetados pelos fluidos e solventes comumente usados.



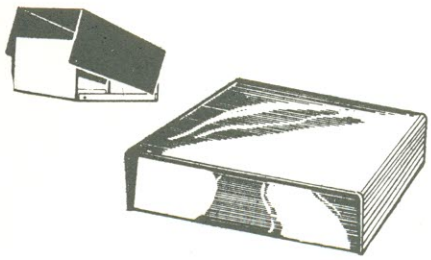
SONALARME

Transdutor de alto rendimento eletroacústico de sinais de freqüência de 2.800 Hz e reduzidas dimensões, particularmente indicada para qualquer tipo de alarme.

Nos modelos:

Sinal Contínuo Sinal Intermitente
Sinal Bitonal

CONSULTE-NOS SOBRE OUTRAS MARCAS.



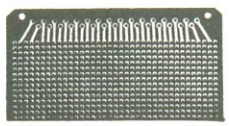
CAIXAS PLÁSTICAS

Para montagem de instrumentos, kits, fonte de alimentação, etc.
Em plástico alto impacto.



FLAT CABLE

O FLAT CABLE é um Cabo Plano extrusado de 1,27 mm.
É ideal para interligar, a nível de áudio, aparelhos eletrônicos, circuitos e estágios dentro de um mesmo equipamento e sempre que você precisar acoplar um número muito grande de informações entre dispositivos.



PLACAS PADRÃO

Permitem a execução de projetos e circuitos.



SOLDAS

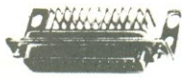
As mais indicadas para delicados componentes eletrônicos e circuito impresso.



SOQUETES

SPT SPL SPI
SPJ SPH SPS





CONECTORES

Trapezoidal	HD-20	CPC
MDW	Latch	Taston
Dip-Plug	Edge	Tastin
KRE	Card Edge	
SV KFV	Euro	
Minimodul	Modu	

JUMPER SMK

Conector EDGE Série S400 (3,96 mm)
Conecotr EDGE Série S500 (2,54 mm)
Chaves para teclado - Séries JM 0404/JJ0019
Chaves para teclado - Séries JM 0200/IM 0201

TRADIÇÃO E PIONEIRISMO NO RAMO

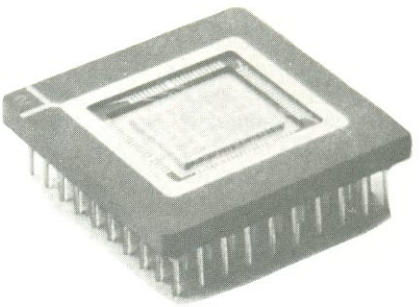
FILCRIL

SÃO PAULO
RUA SANTA EFIGÊNIA, 480
RIO DE JANEIRO
RUA RÉPUBLICA DO LÍBANO, 7

LIGUE: (011) 220-3833 - SP • (021) 224-3399 - RIO

Uma breve introdução à OCCAM, linguagem de programação desenvolvida especialmente para administrar os conceitos de concorrência e processamento paralelo de um microprocessador muito especial: o *transputer*

Conhecendo o transputer e sua linguagem



A tradição manda que os computadores sigam o modelo de John Von Neumann, no qual um processador central é programado para buscar instruções em uma memória e manipular os dados de acordo com elas. Quaisquer que sejam a velocidade e a arquitetura interna desse processador, porém, ele só é capaz de lidar com uma instrução por vez. E isto vale também para sistemas multiusuários e multitarefas, tal como o UNIX e o MS-DOS concorrente, onde o processador parece estar envolvido com mais de uma tarefa ao mesmo tempo, mas na verdade designa faixas de tempo a parcelas de cada tarefa. Claro que, nesses casos, quanto mais rápido o processador, menos perceptível será o processo de partilha de tempo para os usuários.

A introdução do *transputer* representa um rompimento drástico com o conceito de Von Neumann. Esse microprocessador foi desenvolvido para trabalhar em concorrência real, ou seja, para executar mais de uma tarefa simultaneamente. Ele efetua o processamento paralelo de dados e instruções através de canais de comunicação ponto a ponto, sincronizados e muito rápidos, tanto entre processos como entre módulos individuais. Em princípio, não há limite para o número de módulos *transputer* que podem ser interligados para formar um computador. Ao contrário dos outros processadores, os *transputers* permitem definir a velocidade do sistema simplesmente pelo acréscimo de tantos módulos quantos forem necessários.

Atualmente, o modelo IMS T800, da Inmos, é o mais rápido microcomputador de um só CI que se pode encontrar. No chamado *"benchmark"* de Wheatstone", a versão de 20 MHz superou em desempenho todos os seus competidores de 32 bits, incluindo aí o *Clipper* da Fairchild, o par NS32332/32081, da National, e a dupla MC68020/68881, da Motorola. Note que os últimos dois casos são combinações de microprocessadores com seus coprocessadores aritméticos de ponto flutuante; o *transputer* inclui ambas as funções na mesma pastilha.

1

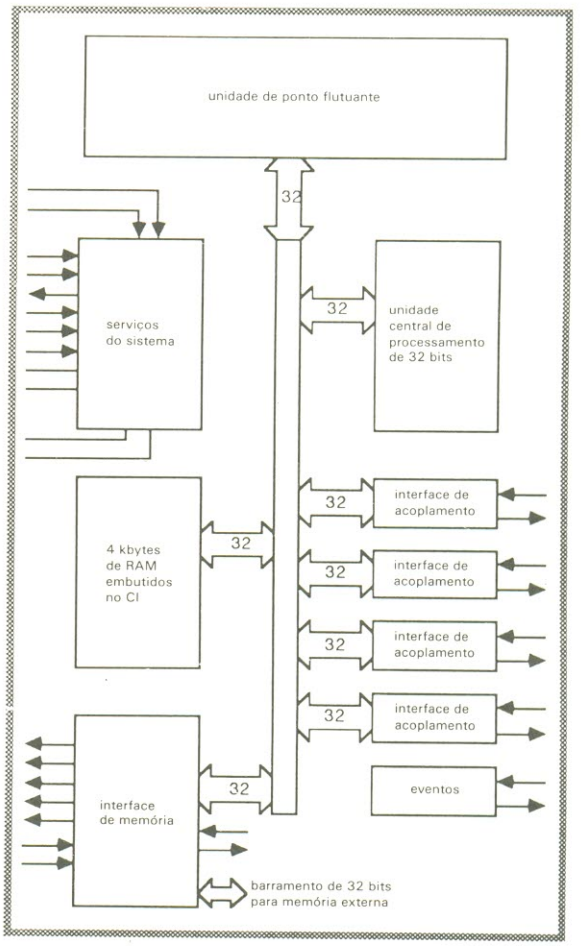


Figura 1 - Diagrama de blocos do módulo *transputer* IMS T800, da empresa Inmos.

As possibilidades de cálculo do IMS T800 equivalem às do computador científico VAX 8600, da DEC, ao passo que uma rede formada por dez deles proporciona a velocidade e o poder de processamento do Cyber 205, o supercomputador da Control Data. É óbvio, por outro lado, que se o conceito de *hardware* responsável pelo processamento paralelo do *transputer* propicia um poder de computação inédito, ao mesmo tempo exige um *software* de suporte que permita explorar a simultaneidade de tarefas. A solução foi dada pela própria Inmos, sob a forma de uma linguagem avançada de programação batizada de OCCAM.

A concorrência em software

Antes de apresentar essa nova e interessante linguagem, é conveniente ressaltar que os *transputers* também aceitam outras linguagens científicas, tais como C, Fortran e Pascal, graças à existência de compiladores adequados. Algumas *software-houses*, aliás, têm aplicado as estruturas de processamento paralelo disponíveis na OCCAM em implementações de outras linguagens avançadas, com a finalidade de otimizar seu desempenho e velocidade.

Para começar, seria bom deixar claro que a OCCAM não é apenas outra linguagem de programação, mas toda a base para se projetar sistemas concorrentes, baseados em *transputers*,. Nesse sentido, ela pode ser considerada semelhante à álgebra booleana, que fornece as ferramentas para o projeto de portas lógicas. Assim, numa primeira etapa tais ferramentas permitem construir funções lógicas abstratas, usando as portas disponíveis, enquanto a função de uma série delas pode ser analisada, por sua vez, pelas notações booleanas correspondentes.

Da mesma forma, o processo interno de um computador pode ser imaginado como uma caixa preta, com entradas e saídas. Os processos, por seu turno, podem ser interligados através de canais, para dar origem a sistemas mais complexos, operando de forma concorrente. O conjunto de processos é ele próprio um processo maior, dotado de concorrência interna e externa. Todo processador do tipo *transputer* dispõe de um registrador que permite executar ao mesmo tempo qualquer número de processos concorrentes (= simultâneos). partilhando o tempo de processamento. A linguagem OCCAM prevê todo o suporte possível a essa concorrência de *hardware* e dispensa até mesmo o uso de linguagem *assembly*.

Quanto ao processador central do *transputer,* é tão rápido que as chamadas de procedimentos, a comutação de processos e a latência de interrupções duram apenas frações de microssegundo. Os processos que aguardam comunicação ou alguma função de temporização não consomem tempo da CPU; a unidade de ponto flutuante incluída no T800 é um modelo de 64 bits, operando simultaneamente com o processador, a mais de 1,5 Mflops (milhões de operações em ponto flutuante por segundo).

Os dados são transferidos de um processo para outro por meio de enlaces ou acoplamentos, que podem ser uni ou bidirecionais. Os 4 enlaces disponíveis no T800 são mecanismos sincronizados para a transferência de blocos em DMA, operando a uma velocidade de 20 Mbits/s (e com valores alternativos de 5 e 10 Mbits/s, prevendo a compatibilidade com outros *transputers* da Inmos, como o IMS T212 e o IMS T414). Pode-se ter acesso à memória interna de 4 kbytes a um ritmo de 120 Mbytes/s e diretamente a uma área externa de 4 Gbytes a 40 Mbytes/s (na versão T800-30). O diagrama de blocos simplificado do *transputer* IMS T800 aparece na figura 1.

Existe uma estreita relação arquitetônica entre a linguagem OCCAM e os *transputers*. Com a introdução dessa linguagem a Inmos conseguiu, mais do que qualquer outro fabricante de microprocessadores, "engrenar" perfeitamente o *software* com o

2
```
CHAN OF INT comm1, comm2:
PAR
  INT x:
  SEQ
    comm1 ! 2
    comm2 ? x
  INT y:
  SEQ
    comm1 ? y
    comm2 ! 3
```

Figura 2 - Exemplo de como a linguagem OCCAM faz distinção entre construções paralelas e sequenciais.

3
```
VAL maximum IS 100 :
VAL minimum IS 0 :
BOOL active :
INT volume, any :
SEQ
  active := TRUE
  volume := minimum
  amplifier ! volume
  WHILE active
    ALT
      (volume < maximum) & louder ? any
        SEQ
          volume := volume + 1
          amplifier ! volume
      (volume > minimum) & softer ? any
        SEQ
          volume := volume - 1
          amplifier ! volume
      off ? any
        active := FALSE
```

Figura 3 - Este programa em OCCAM controla a entrada digital de volume em um amplificador de áudio hipotético.

hardware. Na OCCAM existem três processos fundamentais, que são entrada, saída e designação; cada um deles pode ser executado por três modos diferentes: sequencial, paralelo e alternativamente (este último termo significa apenas que os dados que estiverem disponíveis são processados em primeiro lugar). Os processos paralelos, por sua vez, são efetuados pela definição de canais por onde os dados devem ser direcionados.

À primeira vista, os programas em OCCAM parecem muito similares, por exemplo, aos estruturados em C ou mesmo Forth. Isto porque o processo de escrever instruções no papel é, na verdade, sequencial; não podemos expressar concorrência escrevendo duas ou mais instruções uma sobre a outra, pois o texto se tornaria ilegível. Assim, embora os programas continuem sendo formados por linhas de instruções, eles não precisam necessariamente ser executados na ordem indicada, ou mesmo na ordem determinada pelas próprias instruções (como é o caso, digamos, de GOSUB, ONERR ou GOTO, em Basic). Repare também na total ausência de numeração das linhas.

Concluindo, a estrutura dos programas em OCCAM reflete o conceito de paralelismo do *hardware*, mas o programador não precisa se preocupar onde e como os verdadeiros processos são executados no *transputer*. É preciso admitir, no entanto, que os programas concorrentes não são fáceis de escrever e depurar; mesmo assim, a linguagem OCCAM pode ser aprendida facilmente, uma vez conhecida sua descrição formal.

Os princípios

Vamos apresentar dois exemplos de programas hipotéticos em OCCAM, ambos reproduzidos da referência (1). No primeiro deles (figura 2), o protocolo dos canais comm1 e comm2 é definido como transferência integral, mediante o auxílio da expressão CHAN OF INT. A expressão PAR, por seu lado, define o processamento paralelo, ou seja, os dados do primeiro processo de comunicação encerrado são os primeiros a ser manipulados pelo processador. Os próprios processos de comunicação são definidos como sequenciais pela instrução SEQ; as variáveis "x" e "y" representam números inteiros.

Pode-se observar os níveis de escalonamento *(indentation)* introduzidos no programa, que determinam quais as expressões que pertencem a SEQ e a PAR. O programa ilustra ainda o princípio central da programação em OCCAM: a expressão PAR estabelece que a ordem em que os processos foram escritos é irrelevante, já que são todos executados ao mesmo tempo, isto é, de forma concorrente. A idéia de várias coisas acontecendo simultaneamente, em programas de computador, deve ser nova para muitos programadores; mas não é preciso se preocupar com isso, pois com a introdução de PAR os processos têm início no mesmo instante, sem qualquer interferência externa.

O ponto de exclamação (!) identifica uma saída, enquanto o de interrogação (?) denota uma entrada. Vê-se, no exemplo, que o número inteiro 2 é liberado em comm1, antes que comm2 possa receber a variável x. Ao mesmo tempo, no entanto, comm1 recebe a variável y antes que comm2 possa enviar o número inteiro 3. Na prática, ocorre que os dois processos trocam valores entre si — em outras palavras, x torna-se 3 e y torna-se 2. Observe, porém, que a ordem dos "!" e "?", em cada processo SEQ, é importante para evitar que um espere indefinidamente pela saída do outro.

O segundo exemplo envolve um programa para controlar digitalmente o volume de um amplificador de áudio (figura 3). Assumiu-se aí a existência de três comandos, denominados *"louder"* (mais alto), *"softer"* (mais baixo) e *"off"* (desligado), dispostos de modo a passar seu status de corrente a um canal OCCAM. Um quarto canal, com o nome de *"amplifier"*, encarrega-se de transmitir o valor requerido para o CI de controle de volume.

O programa da figura 3 é de fácil compreensão. Em primeiro lugar, os valores mínimo e máximo do volume são declarados como 0 e 100, respectivamente, e as variáveis *"volume"* e *"any"* são definidas como números inteiros. A expressão ALT indica processamento alternativo, enquanto outra expressão, WHILE, for verdadeira. Nesse exemplo, cada um dos processos colocados sob ALT é "varrido", isto é, há uma ação imediata por parte do programa e do *hardware* pertencente ao *transputer*, sempre que o comando *louder, softer* ou *off* é ativado. Assim, caso o botão *softer* seja acionado, tem início o processo sequencial de reduzir o valor designado a *volume;* mas isto não significa que os outros processos de ALT não continuem a ser interrogados continuamente. O programa termina sua atuação quando o botão *off* é pressionado, pois isto tem o efeito de encerrar a validade da expressão WHILE.

Conclusão

Os programas apresentados ilustram apenas algumas das inúmeras instruções e expressões disponíveis em OCCAM. Não há dúvidas de que essa linguagem é a única, por enquanto, a tirar proveito do conceito de processamento paralelo em uma rede de *transputers*. A Inmos, empresa que concebeu todo o sistema, dispõe de uma vasta gama de produtos que permitem aprender a trabalhar com esses processadores.

Na parte de *hardware*, por exemplo, existem módulos de expansão de memória, um CI com uma rápida tabela de verificação de cores, chaves de enlace e módulos adaptadores, sem falar no mais importante, que são os sistemas de desenvolvimento e avaliação. Existem versões de tais sistemas para vários computadores, incluindo o VAX/VMS e o PC-XT ou AT. A Inmos oferece ainda módulos completos de avaliação, constituídos por bastidores, barramentos e fontes de alimentação, além de placas opcionais para se instalar uma série de *transputers* tipo T414 ou T800.

É caso de se dar parabéns à Inmos, pelo fato de oferecer, ao contrário de seus competidores, não só o *hardware* mas também todo o suporte de *software* necessário à introdução de um novo conceito de computação, bem mais próximo da vida real (já que está baseado no processamento concorrente e não sequencial).

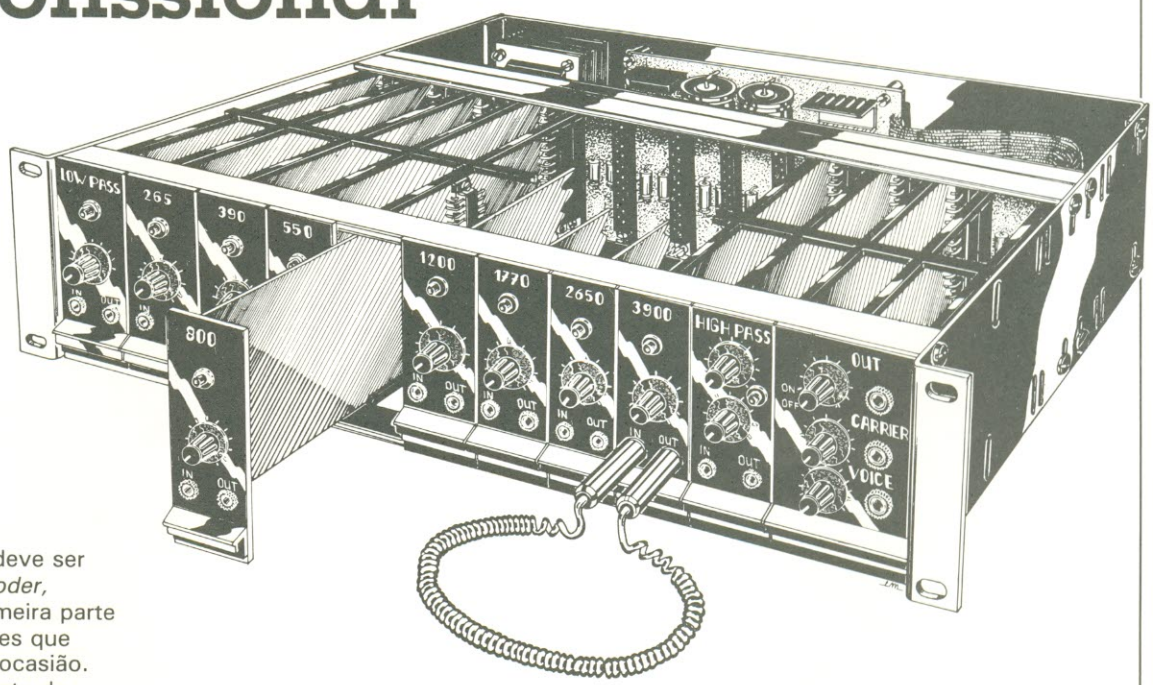
Referências

(1) *A tutorial introduction to OCCAM programming,* por Dick Pountain.
(2) *The transputer family: Product Information,* Inmos.
(3) *Inmos Spectrum*
(4) *IMS T800 Architecture,* Inmos.

Concluindo a versão básica de nosso codificador, são apresentadas aqui todas as informações essenciais de montagem e ajuste. O aparelho já pode ser posto para funcionar, mesmo sem a inclusão do detector de sons surdos e sonoros, que será visto na próxima etapa.

VOCODER ELEKTOR: um codificador de voz semiprofissional

2ª parte



Antes de explicar como deve ser montado e calibrado o *vocoder*, vamos complementar a primeira parte da matéria com dois detalhes que foram deixados de lado na ocasião. Um deles é o circuito da fonte de alimentação, que aparece na figura 1.

Como não foi preciso usar de muita sofisticação nessa parte, as tensões de ±15 V foram obtidas da forma mais clássica possível, através de dois CIs reguladores (IC19, IC20). E já que o consumo total do sistema não passa de 200 mA, o transformador de 400 mA sugerido na lista de componentes seria mais que suficiente. Entretanto, com a inclusão do detector de sons surdos e sonoros esse consumo vai subir; para evitar o aquecimento da fonte (lembre-se que nossos transformadores não têm a mesma qualidade dos estrangeiros...), melhor seguir o conselho da figura 1 e adotar um modelo de 800 mA ou mesmo de 1 A.

Essa fonte básica deve receber uma pequena extensão, especificamente para a alimentação dos operacionais de transcondutância (CA 3080). Ela também é simétrica, fornecendo ±5 V por intermédio de outro par de reguladores integrados (IC21, IC22), estes com menor capacidade de corrente. Os dois capacitores de tântalo (C86 e C87), assim como os de 100 nF (C84 e C85), são essenciais para esse tipo de regulador, pois combatem sua tendência de oscilar espontaneamente.

A placa de circuito impresso destinada à fonte está representada na figura 2. Como se pode ver, ela acomoda apenas os componentes do circuito básico; a pequena extensão de ±5 V será montada na placa-barramento.

O segundo detalhe diz respeito a um pequeno mas importante artifício introduzido no circuito do filtro passa-altas e que deixou de ser comentado no artigo anterior. Para explicá-lo melhor, reproduzimos novamente uma parte desse filtro na figura 3 (que corresponde à fig. 5 da 1ª parte). Ele se resume a um potenciômetro e um resistor (P17 e R117); este último foi ligado em série com o cursor do primeiro e com uma das entradas (''k'') do amplificador somador (veja a fig. 6 da 1ª parte).

Nessas condições, uma parcela do sinal que deixa o filtro passa-altas (A11/A12) é ''desviada'' por P17 e adicionada à saída final, sem o tratamento codificador. Consegue-se camuflar assim, até certo ponto, a ausência do detector de sons surdos e sonoros e do gerador de ruído associado. O ''até certo ponto'', no caso, não significa apenas ''razoável'', pois os resultados chegam a ser surpreendentes; uma boa opção, portanto, para os que não pretendem incluir esse detector em seu *vocoder*.

O mecanismo por trás desse artifício é bastante simples: quando há falta de componentes de alta frequência no sinal portador, deixa de haver sinal substituto em nível suficiente para os sons sibilantes da fala (tal como o ''s'', por exemplo); essa deficiência é compensada pelas altas frequências do sinal original de voz, introduzidas e dosadas por P17.

1

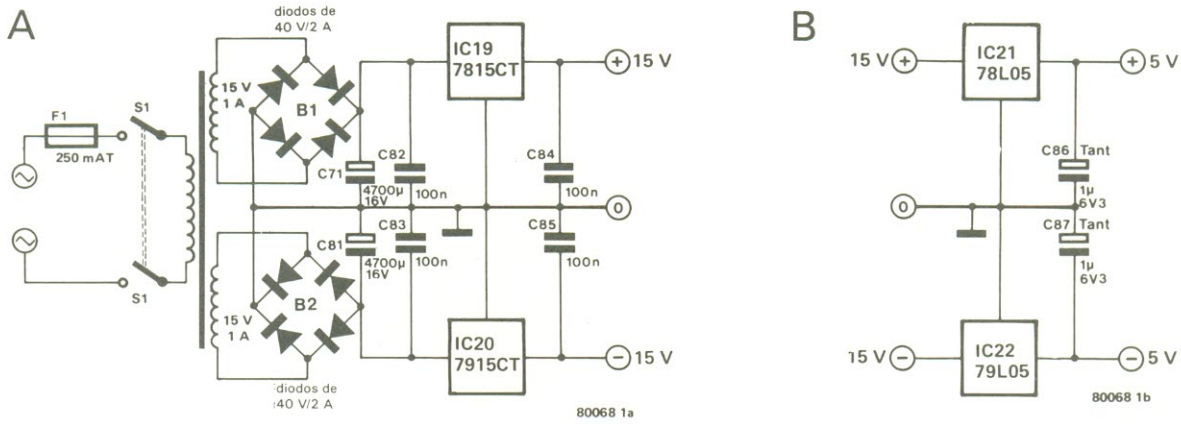


Figura 1 — Fonte de alimentação destinada ao *vocoder*, que é de um tipo bastante convencional. Embora seja mais que adequada para o momento, não há mal em utilizar um transformador de maior potência, prevendo futuras ampliações.

Na maioria dos casos, isto melhora drasticamente a inteligibilidade do sinal codificado.

Embora P17 e R117 não tenham sido citados na apresentação do sistema, foi previsto lugar para ambos nas placas de circuito impresso. Assim, o lado ''vivo'' do potenciômetro vai ligado a uma ilha assinalada com ''P17'', bem ao lado do resistor R44 (a junção ''x'' da figura 3), na placa do FPA; o outro lado, que vai à terra, e o cursor (ponto ''f'') devem ser acoplados na borda de conexões dessa mesma placa. Quanto a R117, foi ''encaixado'' na placa-barramento; a ligação entre a extremidade inferior desse resistor e a entrada do amplificador somador está prevista sob a forma de uma trilha nessa placa.

TABELA 1

nº do filtro passa-faixa	frequência central	gama de frequências	C1 . . . C8	C9	C10	C11
FPF 1	265 Hz	210 - 320	82 n	220 n	33 n	330 n
FPF 2	390 Hz	320 - 460	56 n	150 n	22 n	220 n
FPF 3	550 Hz	460 - 640	39 n	100 n	15 n	150 n
FPF 4	800 Hz	640 - 960	27 n	68 n	10 n	100 n
FPF 5	1200 Hz	960 - 1440	18 n	47 n	6n8	68 n
FPF 6	1770 Hz	1440 - 2100	12 n	47 n	6n8	68 n
FPF 7	2650 Hz	2100 - 3200	8n2	47 n	6n8	68 n
FPF 8	3900 Hz	3200 - 4600	5n6	47 n	6n8	68 n

Tabela 1 — Os valores de C1...C11, destinados aos oito filtros passa-faixa, devem ser selecionados a partir desta relação.

Placas de entrada/saída e filtragem

Para seguir em frente, foi necessário optar entre duas alternativas: repetir todos os circuitos da primeira parte ou pedir que os leitores nos acompanhassem com a edição de setembro ao alcance das mãos. A segunda nos pareceu bem mais prática e esperamos que todos estejam de acordo.

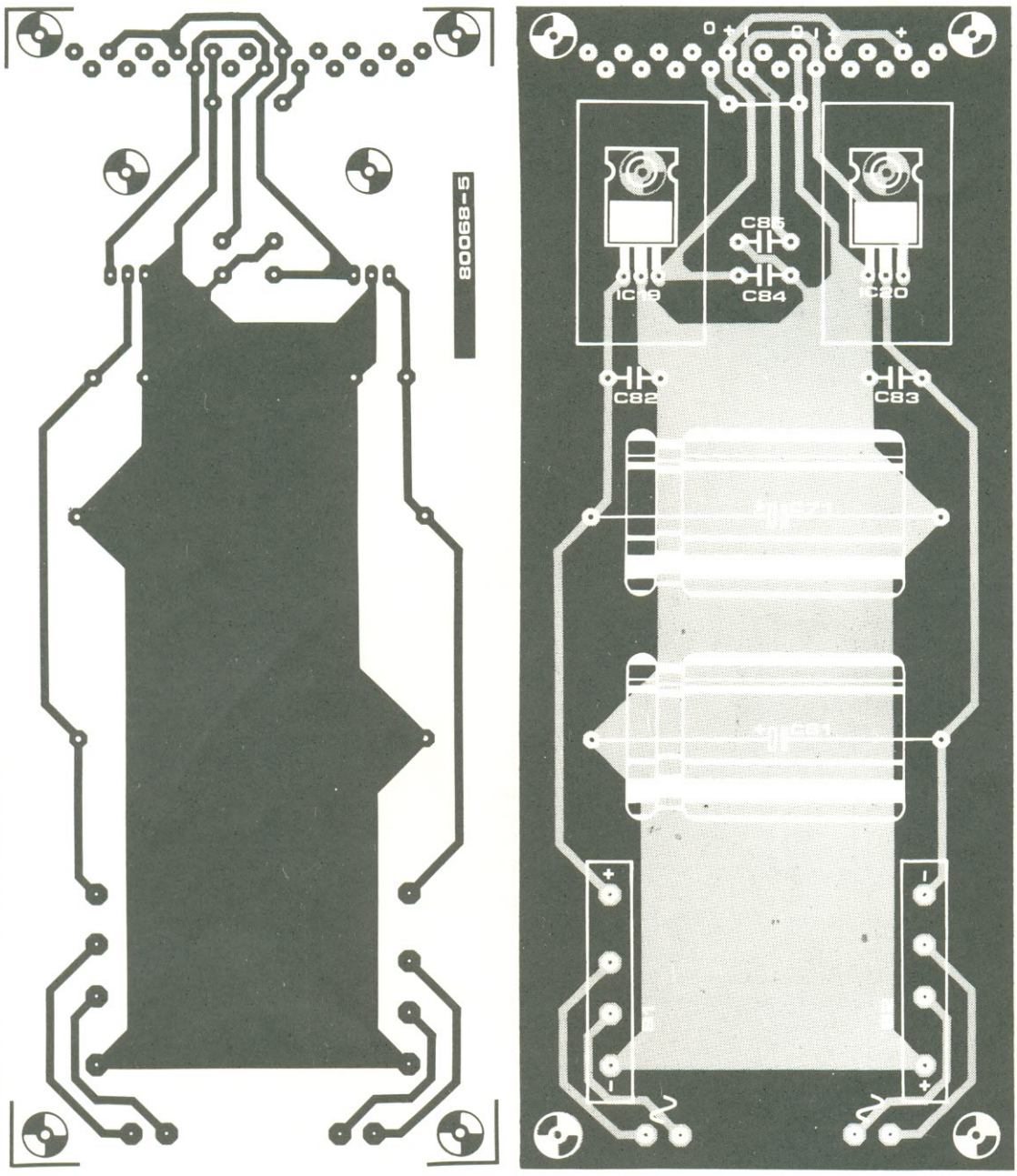
Relembrando então o artigo anterior, o diagrama geral de blocos apareceu na fig. 2, enquanto os circuitos dos filtros passa-faixa, passa-baixas e passa-altas estão nas figs. 3, 4 e 5, respectivamente.

Comentamos também que o aparelho iria ser totalmente modular, com uma placa para cada estágio; esta parte foi cumprida, com a simplificação adicional de uma placa única, padronizada, para todos os filtros. O traçado dessa placa universal pode ser visto na figura 4a, enquanto em 4b, 4c e 4d temos, respectivamente, a disposição dos componentes dos filtros passa-faixa, passa baixas e passa-altas (não esquecendo que o primeiro deve ser repetido oito vezes no sistema).

Os capacitores C1...C11, dos oito filtros passa-faixa, tiveram seus valores listados na tabela 1 — que estava na 1ª parte da matéria, mas aqui aparece novamente, ao lado das outras relações de componentes. Os mais observadores já devem ter notado que os capacitores de desacoplamento da alimentação (C73...C76, 8 × C77 e 8 × C78) estão ausentes nas placas da figura 4. Eles devem ser procurados, na verdade, entre os componentes da placa-barramento.

Em seguida, temos a placa referente ao módulo de entrada/saída (cujo circuito está na fig. 6 da 1ª parte), representada na figura 5. Ela tem exatamente as mesmas dimensões da placa de filtragem (70 × 168 mm), já que o sistema é modular e todas são montadas lado a lado, encaixadas na placa-barramento. Exceção feita, é claro, à placa da fonte, muito embora ela também exiba essas dimensões, na eventualidade de algum montador desejar fazer uma disposição diferente da sugerida. Os capacitores de desacoplamento desse estágio (C79 e C80) também foram parar na placa-barramento, como os demais.

2



Lista de componentes
(fonte de alimentação; fig. 1a/2)

Capacitores
C71, C81 - 4700 µF/40 V
C82...C85 - 100 nF

Semicondutores
B1, B2 - pontes retificadoras de 40 V/2 A ou diodos equivalentes
IC19 - 7815
IC20 - 7915

Diversos
Trafo de 2×15 V ou 2×20 V, 400 mA (ou 1 A)
S1 - chave principal de 2 pólos
F1 - fusível lento de 250 mA
Placa nº 80068-5

Figura 2 — Placa de circuito impresso para a fonte de alimentação. Como está explicado no texto, somente a parte de ±15 V (fig. 1a) é montada nesta placa; o circuito de ±5 V deve ser alojado na placa barramento.

A montagem propriamente dita dos componentes não deverá oferecer dificuldades — desde que não se faça confusão entre as três modalidades de placas de filtragem. Convém não esquecer também das pontes de fio existentes em algumas placas; elas não aparecem nas listas de materiais, mas desempenham um papel importante no circuito. Repare ainda que as ligações das placas com o restante do sistema foram concentradas em suas extremidades; numa delas estão aquelas relacionadas com os elementos do painel frontal enquanto na outra fica o conector de 21 pinos.

Nas placas de filtragem, isto significa que a parte ''frontal'' contém as ligações para as tensões de controle (Uc_{out} e UC_{in}, nos pontos ''d'' e ''e'' dos circuitos), a saída para o LED e o acoplamento com o controle de nível de Uc_{in} (8×P3, P7 e P11). Quanto à parte ''traseira'' das mesmas, exibe todas as chamadas conexões ''internas'', ou seja: entradas de fala e sinal portador (pontos ''a'' e ''b''), saída codificada (ponto ''c''), ligações com a fonte e,

Lista combinada do vocoder completo
(em unidades de cada valor)

Resistores (Ohms)

150	→	21
560	→	16
680	→	16
1 k	→	13
3,3 k	→	30
4,7 k	→	10
8,2 k	→	16
10 k	→	26
15 k	→	10
22 k	→	21
27 k	→	7
33 k	→	27
39 k	→	4
47 k	→	73
56 k	→	2
68 k	→	10
82 k	→	8
100 k	→	7
120 k	→	12
150 k	→	4
180 k	→	2
220 k	→	2
1 M	→	11

Capacitores (farads)

33 pF	→	24
1 nF	→	8
5,6 nF	→	8
6,8 nF	→	5
8,2 nF	→	2
10 nF	→	1
12 nF	→	8
15 nF	→	1
18 nF	→	8
22 nF	→	11
27 nF	→	8
33 nF	→	9
39 nF	→	10
47 nF	→	6
56 nF	→	8
68 nF	→	6
82 nF	→	8
100 nF	→	7
150 nF	→	2
180 nF	→	10
220 nF	→	5
330 nF	→	1
390 nF	→	1
470 nF	→	1
1 µF/6,3 V (tânt.)	→	2
10 µF/16 V	→	26
22 µF/16 V (tânt.)	→	1
4700 µF/40 V	→	2

Potenciômetros

lineares:

10 k	→	10

logarítmicos:

10 k	→	3
100 k	→	1

trimpots:

100 k	→	10
25 k	→	10
10 k	→	10
1 M	→	1

Semicondutores

BC 547B	→	10
BC 557B	→	10
1N4148	→	30
LEDs	→	10
ponte 40V/2A	→	2
TL 084	→	20
741	→	10
CA 3080	→	10
TDA 1034NB,N	→	1
TDA 1034	→	4
LM 301	→	1
7815	→	1
78L05	→	1
7915	→	1
79L05	→	1

Diversos

transformador 2 × 15 V, 400 mA	→	1
chave de 2 pólos p/ fonte	→	1
jaques + soquetes 3 mm	→	20
jaques + soquetes 6,3 mm	→	3
conectores-macho de 21 pinos	→	11
conectores-fêmea de 21 pinos	→	11
fusível lento de 250 mA	→	1

Placas de circuito impresso

Placa barramento	→	80068-1, 80068-2
Filtros	→	10 × 80068-3
Entrada/saída	→	80068-4
Fonte de alimentação	→	80068-5

para alguma aplicação especial (que será descrita oportunamente), um segundo jogo de acoplamentos para as tensões de controle Uc_{out} e Uc_{in}.

Da mesma forma, a placa de entrada/saída concentra todas as ligações pertinentes ao painel frontal em uma das pontas; aqui elas se resumem aos jaques de entrada e saída, com os controles de nível associados (P13, P14 e P15). A outra ponta, ocupada pelo conector, foi reservada para as tensões de alimentação e para as entradas e saídas internas (''a'', ''b'', ''c'' e ''k'').

Com esse tipo de configuração, cada placa torna-se um módulo à parte, que pode ser encaixado, através do conector de 21 pinos, a um conector fêmea correspondente na placa-barramento. Assim, esse conector fica sempre em uma das pontas de todas as placas (com exceção daquela que abriga a fonte, como vimos), enquanto o painel frontal, que também é modular, deve ser montado na outra ponta, com os controles, os jaques e o LED. A figura 6 dá uma boa idéia do aspecto final desses módulos; o pequeno jaque para fone de ouvido é a melhor solução para se fazer as conexões de entrada.

Caso a rede de ''mistura'' de altas frequências, mostrada na figura 3, vá ser incluída na unidade passa-altas, será preciso prever espaço para um

3

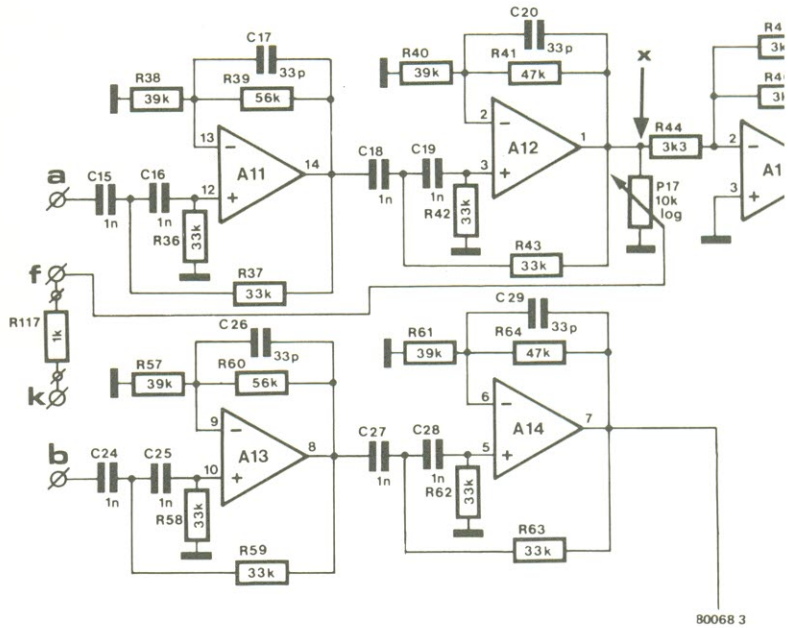
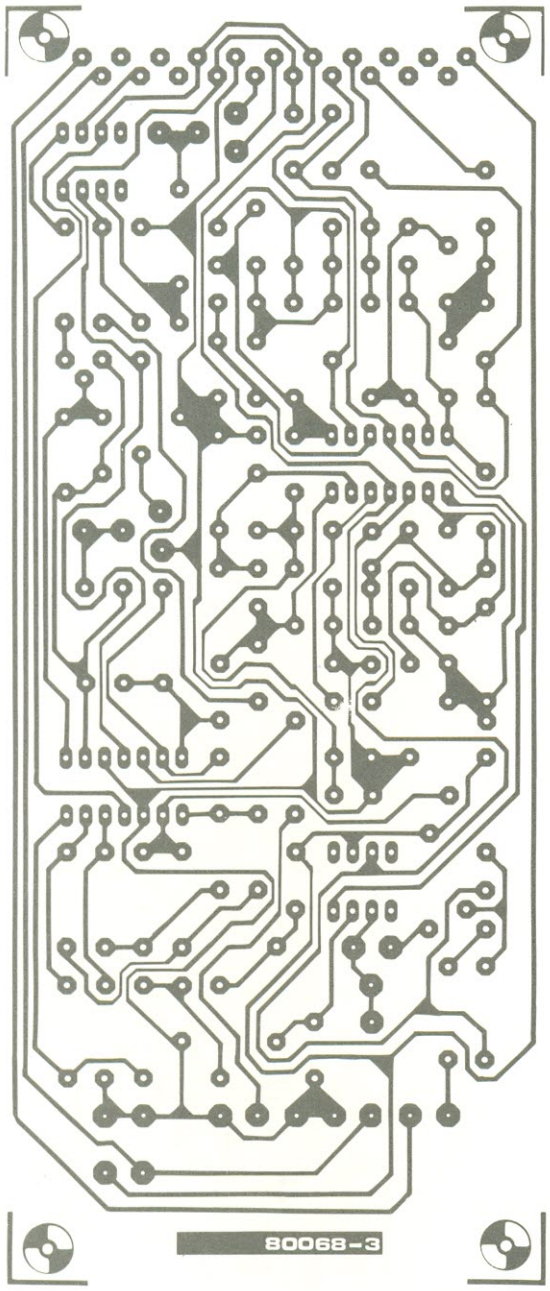


Figura 3 — Parte do filtro passa-altas reproduzida para ilustrar a função de P17 e R117. Esses dois componentes foram incluídos para que uma pequena parcela do sinal original possa ser adicionada à saída final. Essa ''mistura de altas frequências'' pode mostrar-se particularmente útil quando o portador tem falta de agudos.

4 A



B

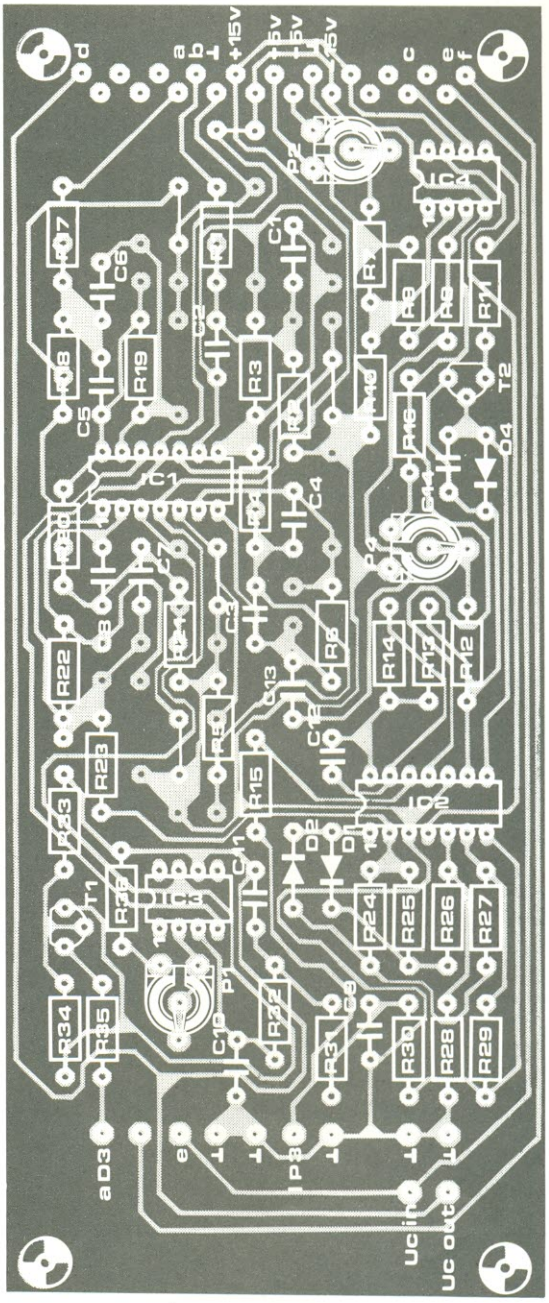


Figura 4 — Traçado da placa universal de filtragem (a) e disposição dos componentes relativa aos filtros passa-faixa (b), passa-baixas (c) e passa-altas (c).

Lista de componentes
(FPFs; fig. 4b)

Resistores
R1,R17,R30 - 10 k
R2,R18 - 680
R3,R7,R19 - 100 k
R4,R20 - 8,2 k
R5,R21 - 560
R6,R22 - 82 k
R8,R26...R29,
R31,R32 - 47 k
R9,R10 - 150
R11 - 4,7 k
R12 - 1 M
R13,R33 - 22 k
R14,R15 - 33 k
R16 - 15 k
R23...R25 - 3,3 k
R34 - 120 k
R35 - 1 k
R36 - 68 k
Todos os valores em ohms

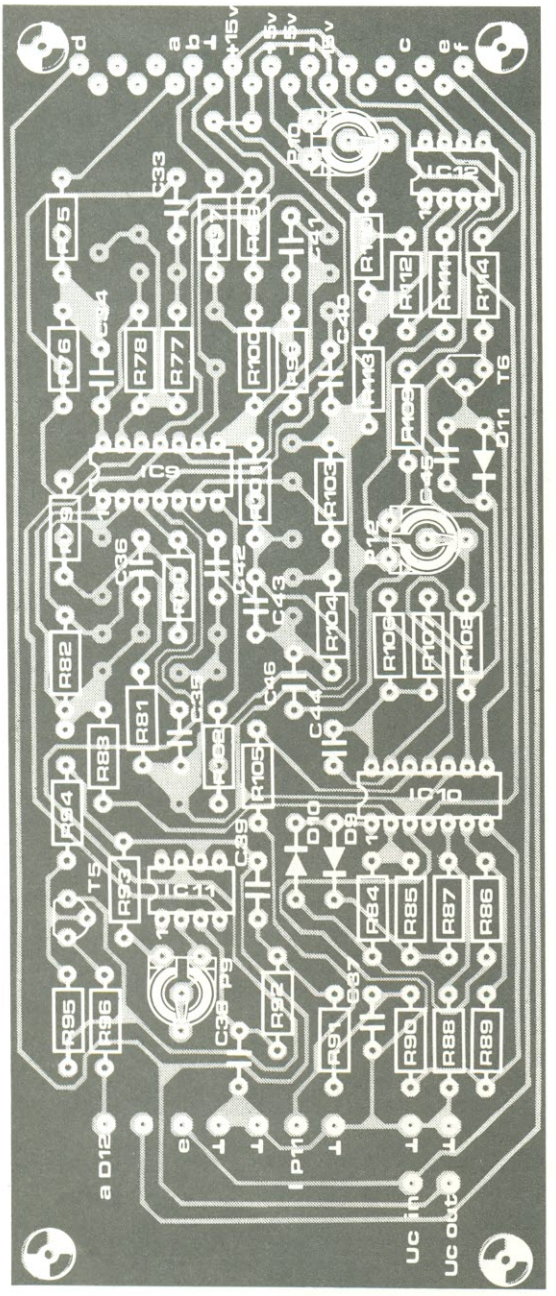
Potenciômetros
P1 - trimpot de 100 k
P2 - trimpot de 25 k
P3 - pot. linear de 10 k
P4 - trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1...C11 - veja a tabela 1
C12 - 33 pF
C13 - 180 nF
C14 - 22 nF

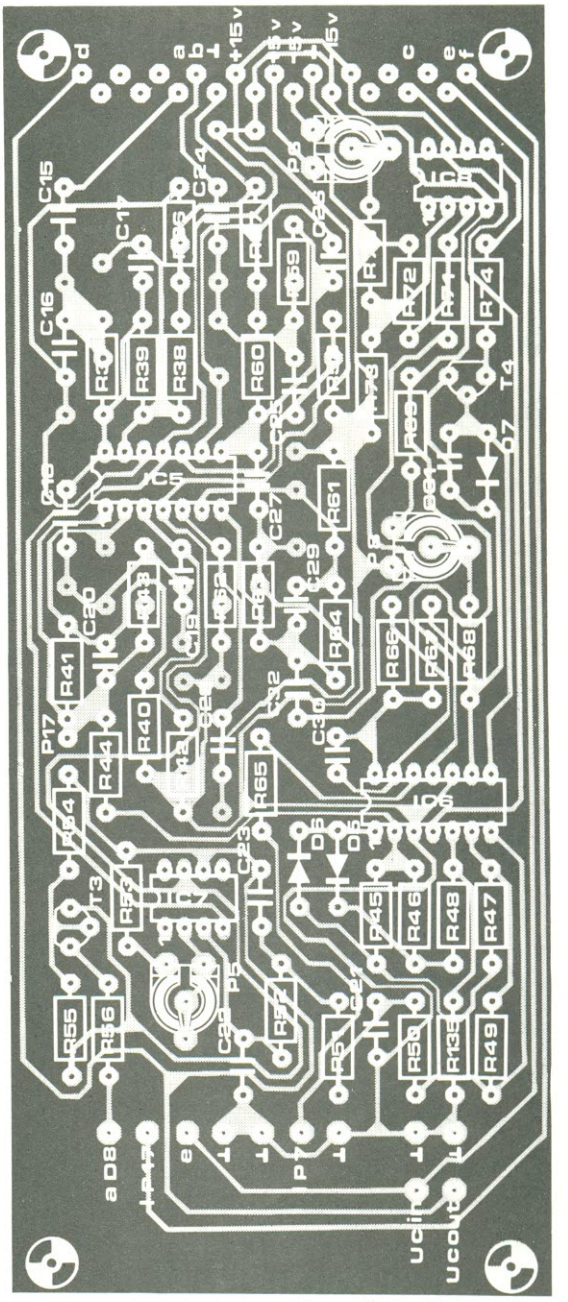
Semicondutores
T1 - BC 547B
T2 - BC 557B
D1,D2,D4 - 1N4148
D3 - LED comum
IC1,IC2 - TL 084
IC3 - 741
IC4 - CA 3080

Diversos
Placa nº 80068-3
Conector de 21 Pinos (veja lista combinada)

C



D



Lista de componentes
(FPB;
fig. 4c)

Resistores
R75,R76,R79,R80,
R97,R98,R101,
R102 - 27 k
R77,R82,R99,
R104 - 150 k
R78,R100 - 180 k
R81,R95,
R103 - 120 k
R83...R85 - 3,3 k
R86...R89,R91,
R92,R111 - 47 k
R90 - 10 k
R93 - 68 k
R94,R107 - 22 k
R96 - 1 k
R105,R106 - 33 k
R108 - 1 M
R109 - 15 k
R110 - 100 k
R112,R113 - 150
R114 - 4,7 k
Todos os valores em ohms

Potenciômetros
P9 - trimpot de 100 k
P10 - trimpot de 25 k
P11 - pot. linear de 10 k
P12 - trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C33...C36,
C40...C43 - 33 nF
C37 - 390 nF
C38 - 47 nF
C39 - 470 nF
C44 - 33 pF
C45 - 22 nF
C46 - 180 nF

Semicondutores
T5 - BC 547B
T6 - BC 557B
D9...D11 - 1N4148
D12 - LED comum
IC9,IC10 - TL 084
IC11 - 741
IC12 - CA 3080

Diversos
Placa nº 80068-3
Conector de 21 Pinos (veja a lista combinada)

Lista de componentes
(FPA;
fig. 4d)

Resistores
R36,R37,R42,R43,
R58,R59,R62,R63,
R65,R66 - 33 k
R38,R40,R57,
R61 - 39 k
R39,R60 - 56 k
R41,R47,R48,R49,
R51,R52,R64,R71,
R135 - 47 k
R44...R46 - 3,3 k
R50 - 10 k
R53 - 68 k
R54,R67 - 22 k
R55 - 120 k
R56,R117 - 1 k
R68 - 1 M
R69 - 15 k
R70 - 100 k
R72,R75 - 150
R74 - 4,7 k
Todos os valores em ohms

Potenciômetros
P5 - trimpot de 100 k
P6 - trimpot de 25 k
P7 - pot. linear de 10 k
P8 - trimpot de 10 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C15,C16,C18,
C19,C24,C25,
C27,C28 - 1 nF
C17,C20,C26,
C29,C30 - 33 pF
C21 - 47 nF
C22 - 6,8 nF
C23 - 68 nF
C31 - 22 nF
C32 - 180 nF

Semicondutores
T3 - BC 547B
T4 - BC 557B
D5...D7 - 1N4148
D8 - LED comum
IC5,IC6 - TL 084
IC7 - 741
ICB - CA 3080

Diversos
Placa nº 80068-3
Conector de 21 pinos (veja a lista combinada)

5

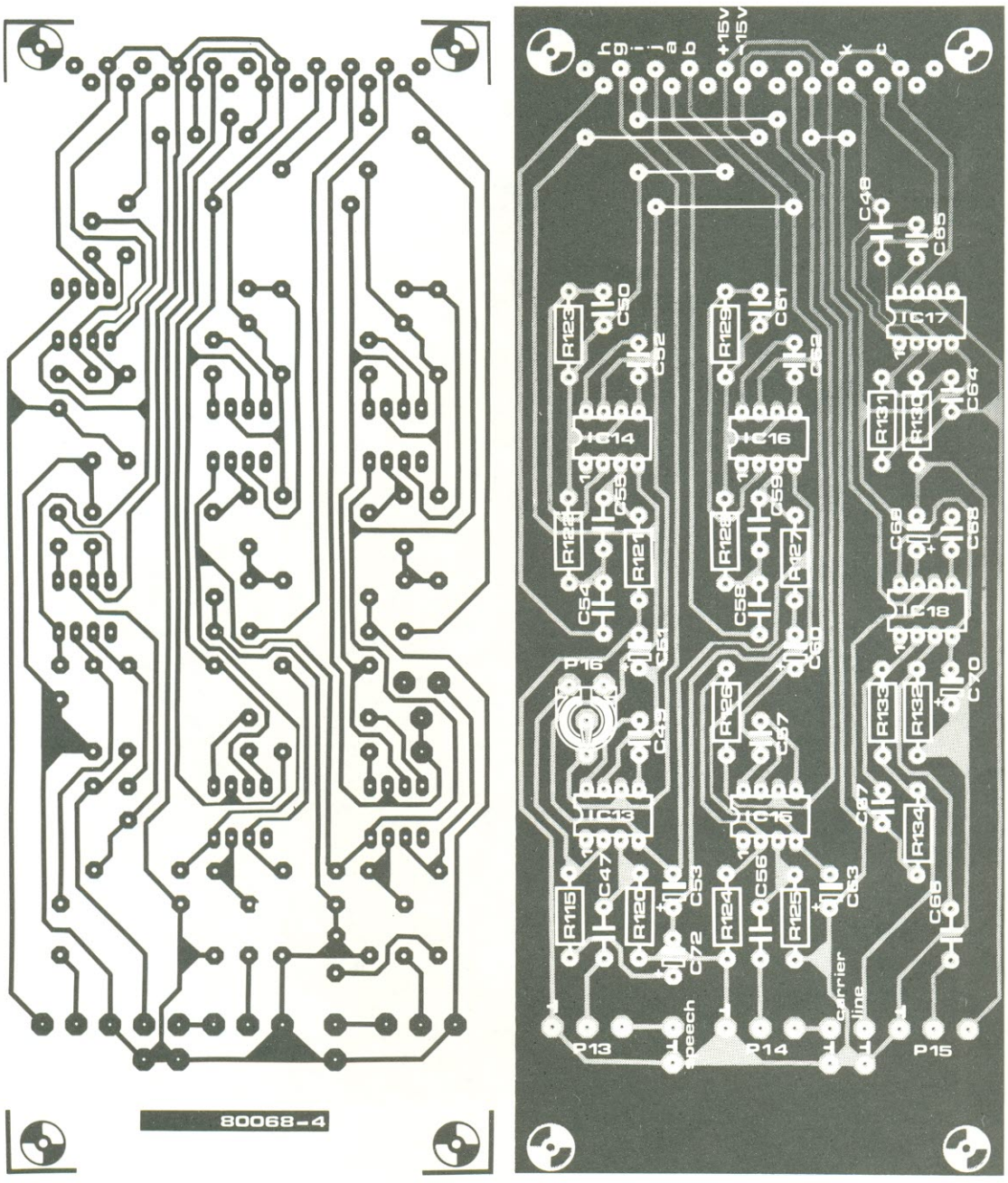


Figura 5 — Placa de circuito impresso para o módulo de entrada/saída.

Lista de componentes
(entrada/saída; fig. 5)

Resistores
R115,R130 - 1 k
R120,R125 - 220 k
R121...R124, R127,R128,R129, R132,R133 - 100 k
R126 - 1 M
R131 - 47 k
R134 - 150
Todos os valores em ohms

Potenciômetros
P13,P15 - pots. log. de 10 k
P14 - pot. log. de 100 k
P16 - trimpot de 1 M
Todos os valores em ohms

Capacitores
C47,C56,C66 - 220 nF
C48 - 100 nF
C49,C50,C52,C57, C61,C62,C64,C65, C67,C68 - 33 pF
C51,C53,C60,C63, C69,C70 - 10 µF/16 V (tântalo)
C54,C55,C58, C59 - 39 nF
C72 - 22 µF/16 V (tântalo)

Semicondutores
IC13 - TDA 1034NB/N, LF 357 ou equivalente
IC14,IC15,IC16, IC18 - TDA 1034B, LF 357 ou equivalentes
IC17 - LM 301

Diversos
Placa nº 80068-4
Conector de 21 pinos (veja a lista combinada)

segundo potenciômetro em seu painel frontal. O módulo de entrada/saída, por sua vez, tem o painel mais densamente ''populado'' de todos: são nada menos que três potenciômetros e três jaques de maior diâmetro, para as entradas de voz e da portadora e para a saída já codificada.

Montagem final

Chegou a hora de combinar os vários módulos individuais em um *vocoder* completo de 10 canais. O resultado final aparece na figura 7, sob a forma de um diagrama de blocos que mostra a fiação, todas as placas e a fonte de alimentação. Pode-se ver agora com mais clareza a simplificação proporcionada pela placa-barramento; sem ela, as interligações iriam exigir muito trabalho e paciência.

As letras ''a'', ''b'', ''c'', ''d'', ''e'' e ''k'', também mostradas na figura 7, correspondem às indicações feitas nas placas de circuito impresso e nos vários esquemas da 1ª parte. Note que, apenas para facilitar a representação de conjunto, as duas alimentações foram reunidas na mesma placa; na verdade, como já explicamos, a parte de ±5 V está situada na placa-barramento. Repare também na presença de P17 e R117 no diagrama; continuam, porém, sendo opcionais.

6

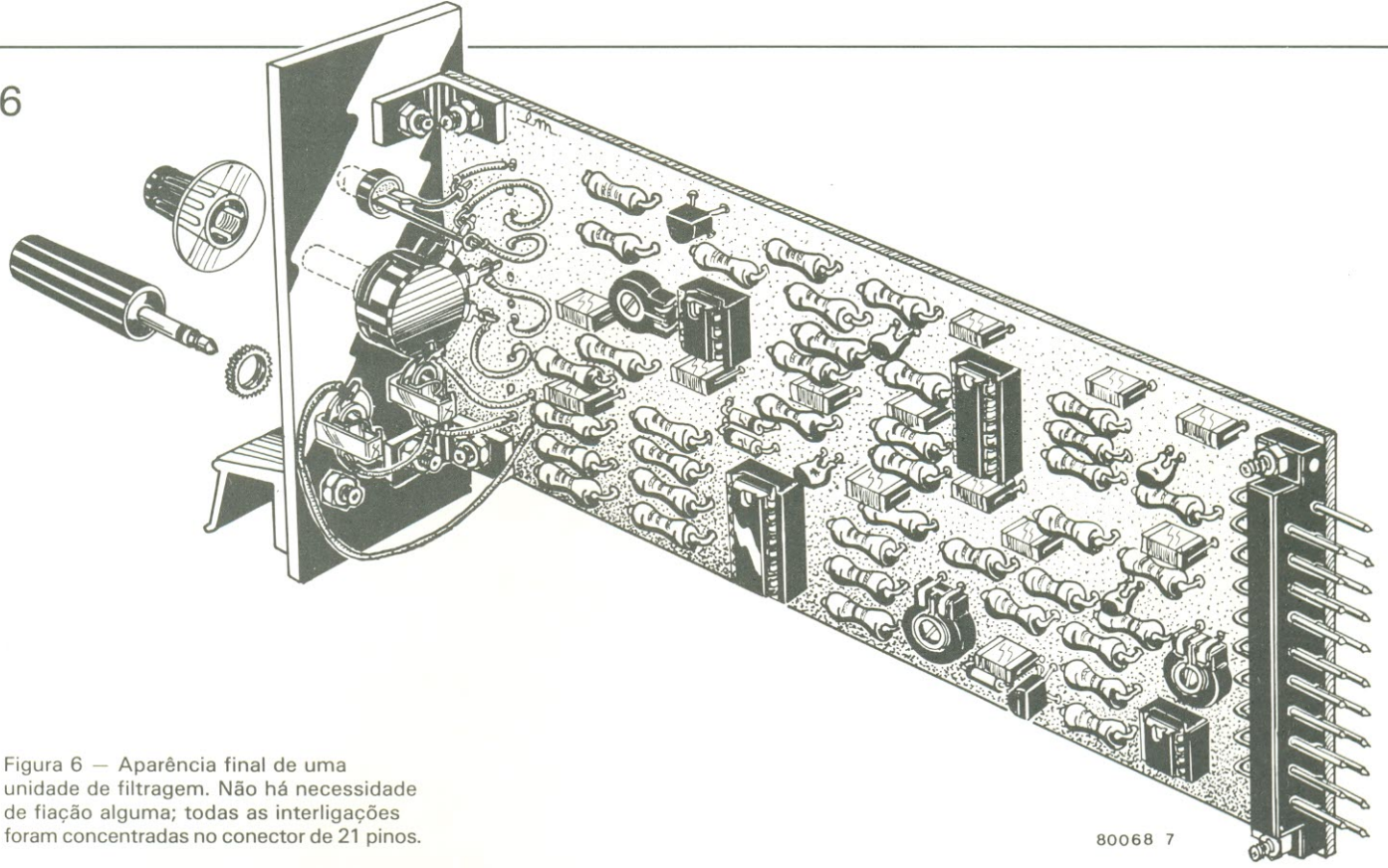


Figura 6 — Aparência final de uma unidade de filtragem. Não há necessidade de fiação alguma; todas as interligações foram concentradas no conector de 21 pinos.

80068 7

7

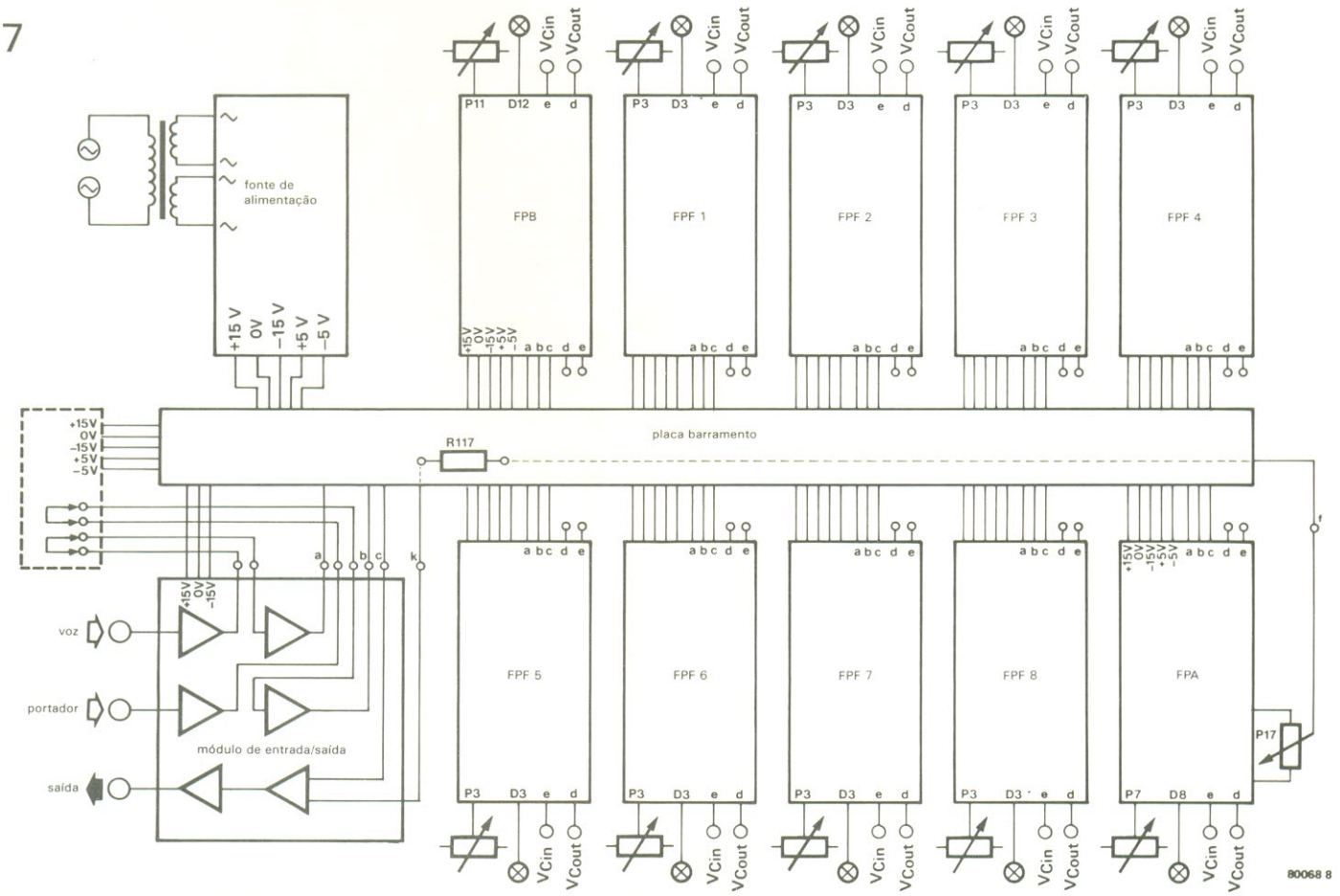


Figura 7 — Diagrama de blocos do *vocoder* completo; as indicações a, b, c, d, e, k correspondem às existentes nos esquemas (veja a 1ª parte) e nos circuitos impressos.

FPB: filtro passa-baixas
FPF: filtro passa-faixa
FPA: filtro passa-altas

8

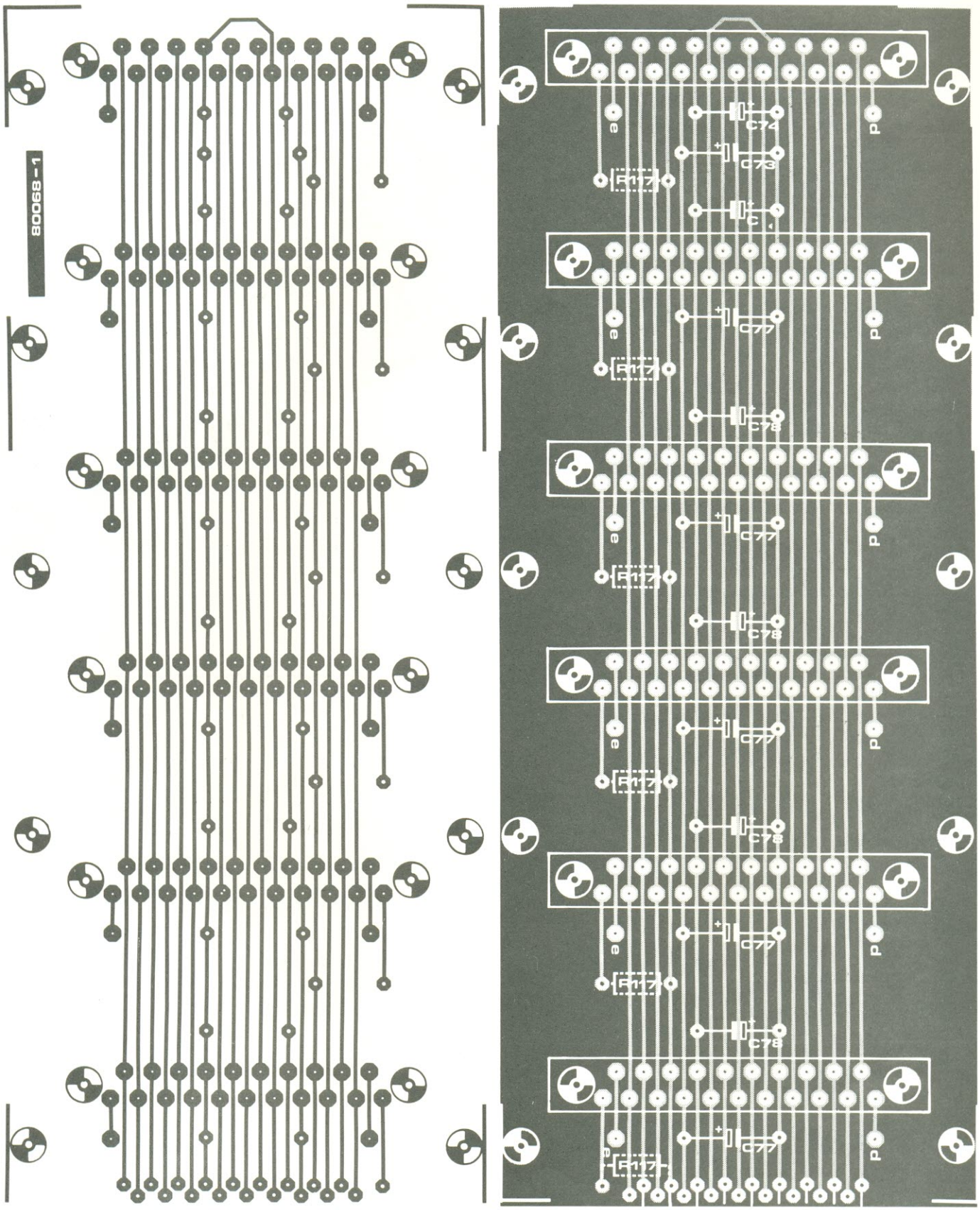
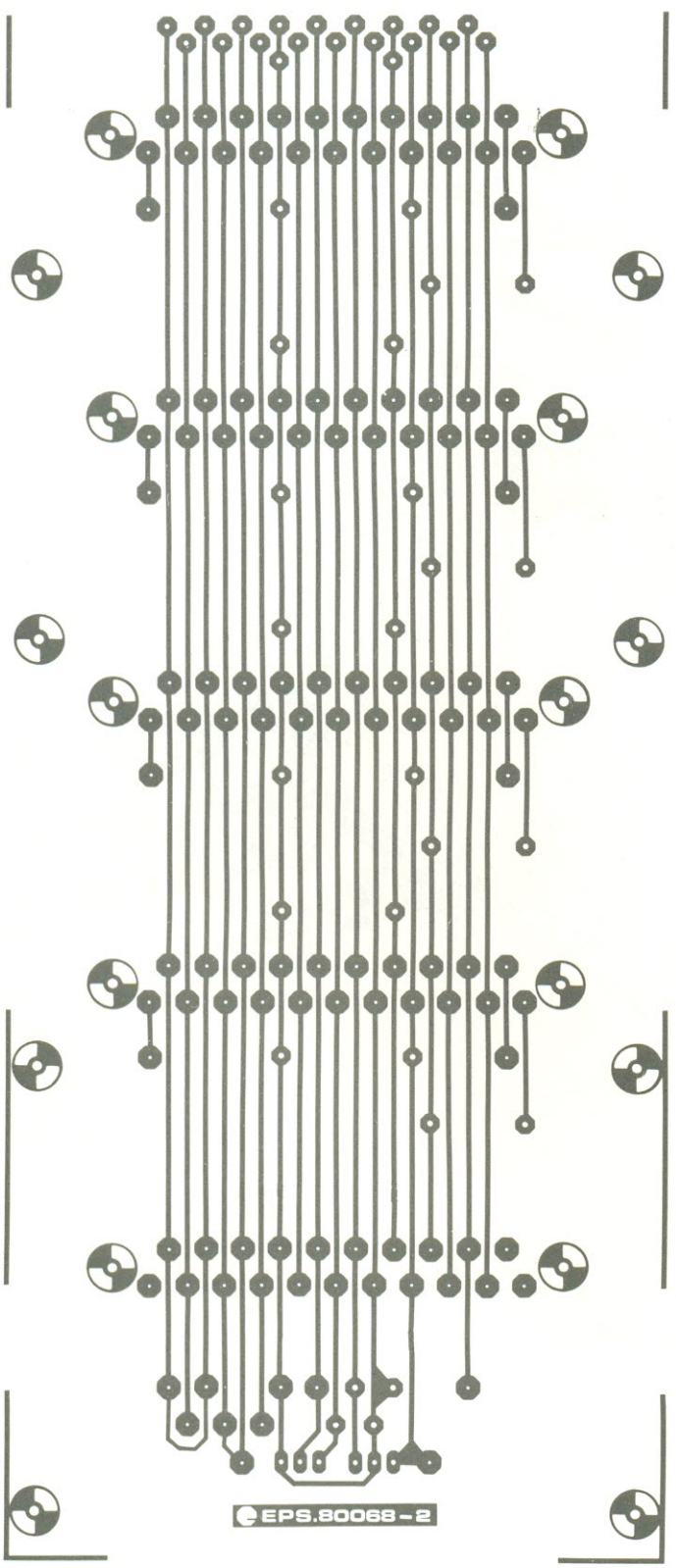
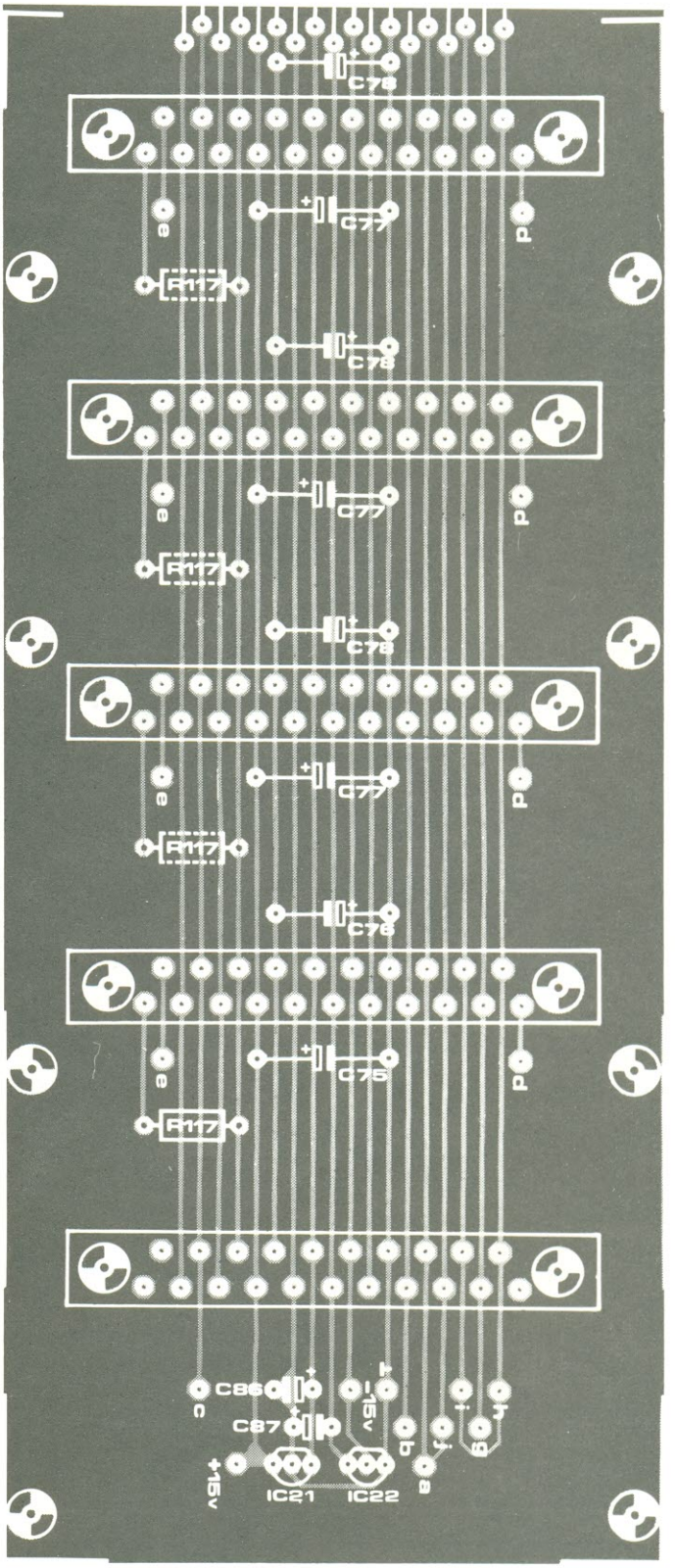


Figura 8 — A placa-barramento foi projetada em duas partes, que devem ser interligadas na hora da montagem. Além de conter os 11 conectores fêmea, ela acomoda também a fonte de ±5 V, os capacitores de desacoplamento e diversos pontos de conexão que possibilitam ampliações posteriores.





Lista de componentes (placa barramento; fig. 8)

Resistores
R117 - 1 kΩ (veja texto)

Capacitores
C73...C76, 8×C77 e 8×C78 - 10μF/16 V
C86,C87 - 1 μF/6,3 V (tântalo)

Semicondutores
IC21 - 78L05
IC22 - 79L05

Diversos
Placas nº 80068-1/2
11 conectores fêmea de 21 pinos (veja lista combinada)

9

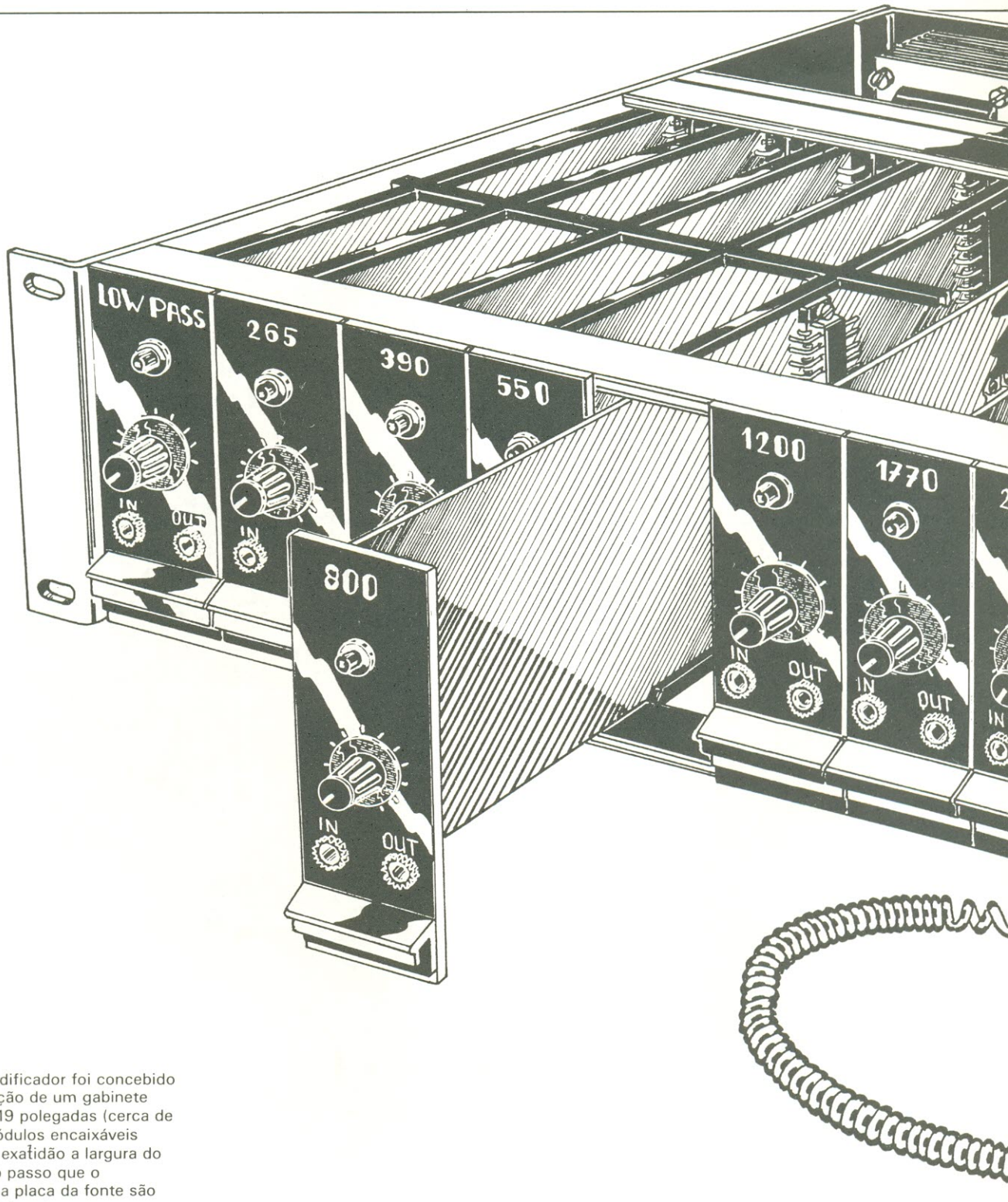
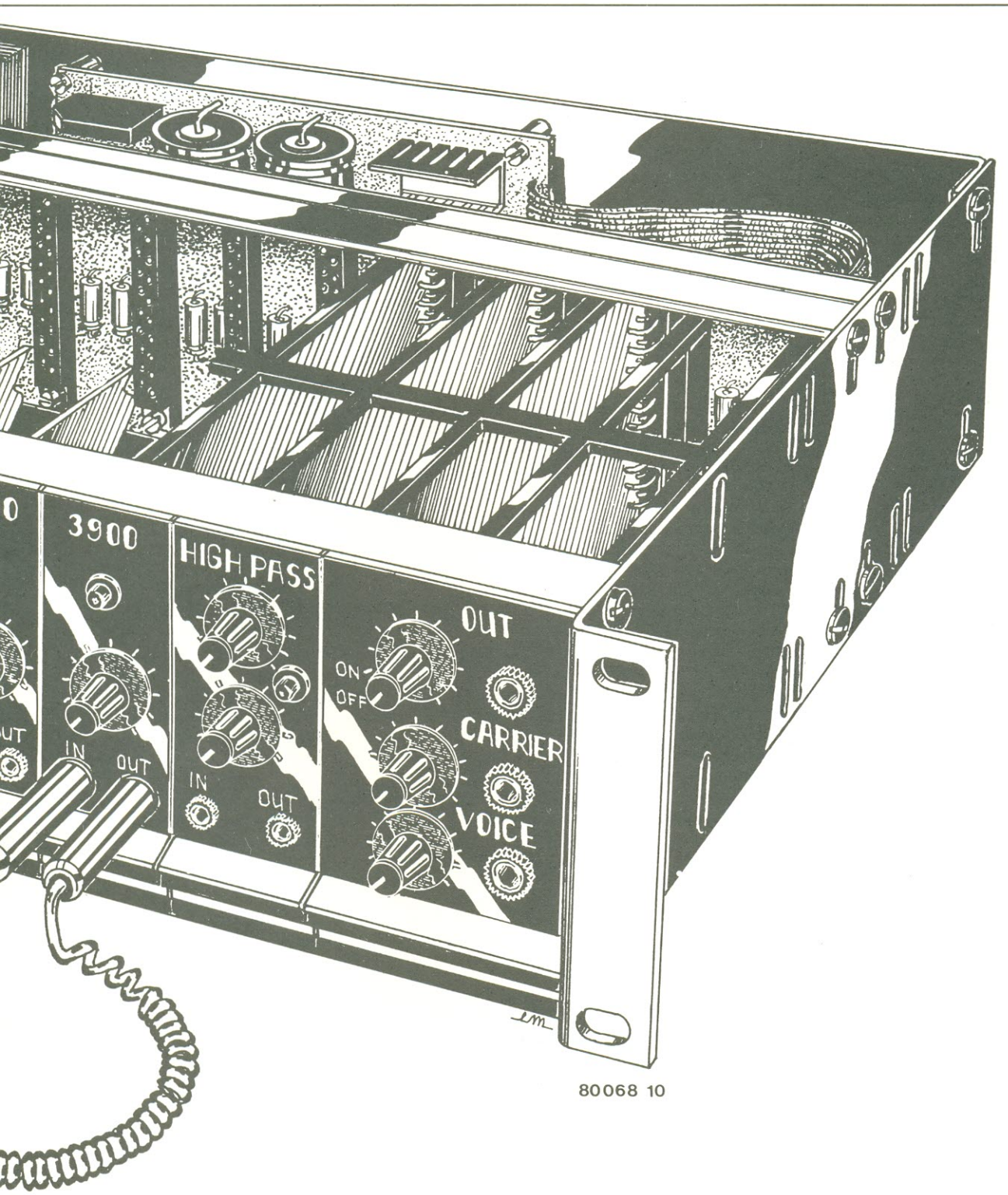


Figura 9 — O codificador foi concebido visando a utilização de um gabinete padronizado de 19 polegadas (cerca de 48,3 cm). Os módulos encaixáveis preenchem com exatidão a largura do painel frontal, ao passo que o transformador e a placa da fonte são fixados ao painel traseiro.

Na mesma figura 7 aparecem ainda, à esquerda, duas ''misteriosas'' pontes e outra série de pontos de alimentação, tudo envolvido por um retângulo de linhas tracejadas. Isto se refere a nove ligações adicionais previstas na placa-barramento, nas quais é possível inserir pinos de conector; sua função é permitir a inclusão posterior, se desejado, de um detector de sons surdos e sonoros, com seu inseparável gerador de ruído.

Todas as tensões de alimentação foram aí incluídas, de modo que os módulos extras possam ser também supridos pela fonte principal do *vocoder*. Quanto às pontes feitas entre dois pares de contatos, são exatamente aquelas representadas no circuito de entrada/saída (1ª parte, fig. 6), nas saídas de A31 e A33. Avisamos que essas pontes já fazem parte do sistema, sob a forma de trilhas de circuito impresso; portanto, se o detector for incluído mais tarde, será preciso interrompê-las, para que esse novo estágio possa receber os dois sinais relevantes (ou seja, o portador e o de fala).

Já falamos tanto sobre a placa-barramento, que é hora de conhecê-la melhor: lá está ela, na figura 8,



80068 10

dividida em duas por força de suas grandes dimensões. Como se vê, há espaço de sobra, entre os onze conectores fêmea de 21 pinos, para alojar a pequena fonte de ±5 V, os capacitores de desacoplamento e mais uma ou duas coisas. Nem é preciso dizer que as duas metades dessa placa devem ser unidas eletricamente, através de pontes apropriadas.

Um detalhe ainda não foi mencionado e deixou de ser incluído na figura 7 para evitar confusões: ao lado de cada conector da placa-barramento existem dois pontos suplementares de ligação para cada módulo de filtragem, destinados às tensões de controle Uc_{out} e Uc_{in}. Isto também prevê possíveis aperfeiçoamentos ou expansões — tal como dispor, por exemplo, as interligações das tensões de controle através de uma placa matricial, ao invés de utilizar cabos soltos no painel frontal.

Os diversos módulos e a placa-barramento foram concebidos de modo a encaixar com exatidão em um bastidor padronizado, com 19 polegadas de largura, contendo guias internos para o suporte das placas. Observando a figura 9, pode-se ter

boas sugestões de como implementar o aparelho. Nota-se que os módulos são posicionados lado a lado, formando um painel contínuo que ocupa precisamente as 19 polegadas do gabinete; eles ficam então paralelos entre si e montados perpendicularmente à placa-barramento.

Veja ainda que cada painel individual pode receber um pequeno puxador em sua parte inferior, para que os módulos possam ser extraídos mais facilmente de seus encaixes. A placa da fonte e o transformador aparecem ao fundo, fixados no painel traseiro; as conexões com essa parte serão mais práticas se forem feitas por meio de um cabo multiveias, como se vê na própria figura 9.

Jaques e plugues de áudio, como já comentamos, são ideais para as inúmeras entradas e saídas do codificador de voz; os menores, de 3 mm, adaptam-se perfeitamente às tensões de controle, enquanto os de 6 mm podem ser reservados apenas para os sinais. Cabos flexíveis, com um plugue em cada extremidade, irão proporcionar então todas as interconexões desejadas com as tensões de controle, no próprio painel frontal.

Faltam apenas uma chave geral de 2 pólos e um LED piloto, que ficam normalmente no painel de entrada/saída. Como alternativa, essa chave pode ser parte do potenciômetro que determina o nível de saída (P15); é preciso, porém, alertar para o fato de que a blindagem entre S1 e P15 talvez se revele insuficiente, dando margem à captação de ruídos.

Procedimento de ajuste

Entramos na reta final, mas convém ter à mão os circuitos da parte 1, porque ainda podem ser úteis como referência. Existem três trimpots em cada unidade de filtragem que precisam ser corretamente calibrados; isto quer dizer que devem ser feitos três ajustes em cada placa, de acordo com o procedimento descrito a seguir.

1. Vamos considerar primeiro o trimpot que estabelece uma tensão CC de polarização para a entrada inversora dos operacionais de transcondutância; nos oito filtros passa-faixa ele é P2, ao passo que no passa-baixas é P10 e no passa-altas, P6. A finalidade desse ajuste é assegurar que a tensão CC variável de polarização — proveniente da saída de controle da seção analisadora, quando existe uma entrada de voz — não tenha condições de "vazar" para a saída codificada. Trocando em miúdos, não se deve permitir que o sinal presente no ponto "e" surja na saída "c". Esse ajuste deve ser efetuado da seguinte maneira:
— Interliga-se os soquetes correspondentes a Uc_{out} e Uc_{in}, no painel frontal, através de extensões de fio;
— Todos os controles de nível de tensão (8 × P3, P7 e P11) são levados ao mínimo, com exceção daquele pertencente ao módulo sob ajuste, que deve ficar no máximo;
— Aplica-se então um sinal estável de ruído à entrada de fala (a maneira mais simples de obter esse efeito consiste em soprar suavemente em um microfone);
— O trimpot de polarização do módulo visado (P2 em um filtro passa-faixa, por exemplo) deve ser posicionado de maneira que o *vocoder* libere o mínimo de sinal.

Caso haja disponibilidade de instrumentos de medição, é possível realizar um ajuste bem mais acurado. Ao invés de soprar no microfone, nessas condições, pode-se aplicar um sinal de teste diretamente à entrada Uc_{in} do módulo em questão; o sinal mais adequado seria uma senóide de baixa frequência (de 500 Hz ou menos), sobreposta a uma tensão CC fixa. Em seguida, o sinal que deixa o codificador pode ser observado num osciloscópio e o trimpot, calibrado para que a saída seja a menor possível.

Alertamos desde já que em alguns módulos talvez seja impossível reduzir o "vazamento" a níveis aceitáveis. O culpado será certamente o operacional CA 3080, pois em cada remessa sempre há alguns com fuga muito elevada entre a entrada de controle e a saída; a única solução, no caso, é substituí-lo.

2. O próximo passo envolve o trimpot existente no conversor tensão-corrente do CA 3080: P4 nos filtros passa-faixa, P12 no passa-baixas e P8 no passa-altas. O objetivo, agora, é estabelecer o mesmo ponto inicial de controle para todos os módulos; acompanhe a sequência:
— Aplica-se um sinal de teste adequado à entrada de portadora (ruído branco é uma boa opção);
— Aplica-se então uma tensão CC bastante reduzida (cerca de 200 mV) à entrada Uc_{in} do módulo sob ajuste (essa tensão de calibração pode ser obtida da linha de +5 V por intermédio de um atenuador 25:1 — tal como um resistor de 22 k em série com outro de 1 k, por exemplo);
— O controle de nível da tensão, no painel frontal do módulo (P3, P7 ou P11), deve ser posicionado no máximo;
— O trimpot visado (P4, P8 ou P12) é então ajustado de forma que apenas comece a surgir um sinal na saída principal;
— Se a tensão de teste sugerida estiver fora da faixa de ajuste de um ou mais módulos, todo o procedimento poderá ser repetido com um valor ligeiramente superior ou inferior.

3. Para concluir, o ajuste mais simples de todos: P1, P5 e P9, pertencentes respectivamente às unidades passa-faixa, passa-altas e passa-baixas; eles determinam o *offset* CC do filtro ativo que atua como último estágio da seção analisadora de cada módulo. Sem a presença de sinal de voz na entrada, cada trimpot deve ser calibrado de modo que a tensão Uc_{out} seja mínima no módulo correspondente.

10

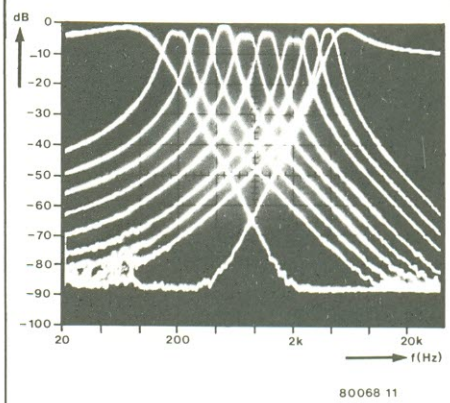
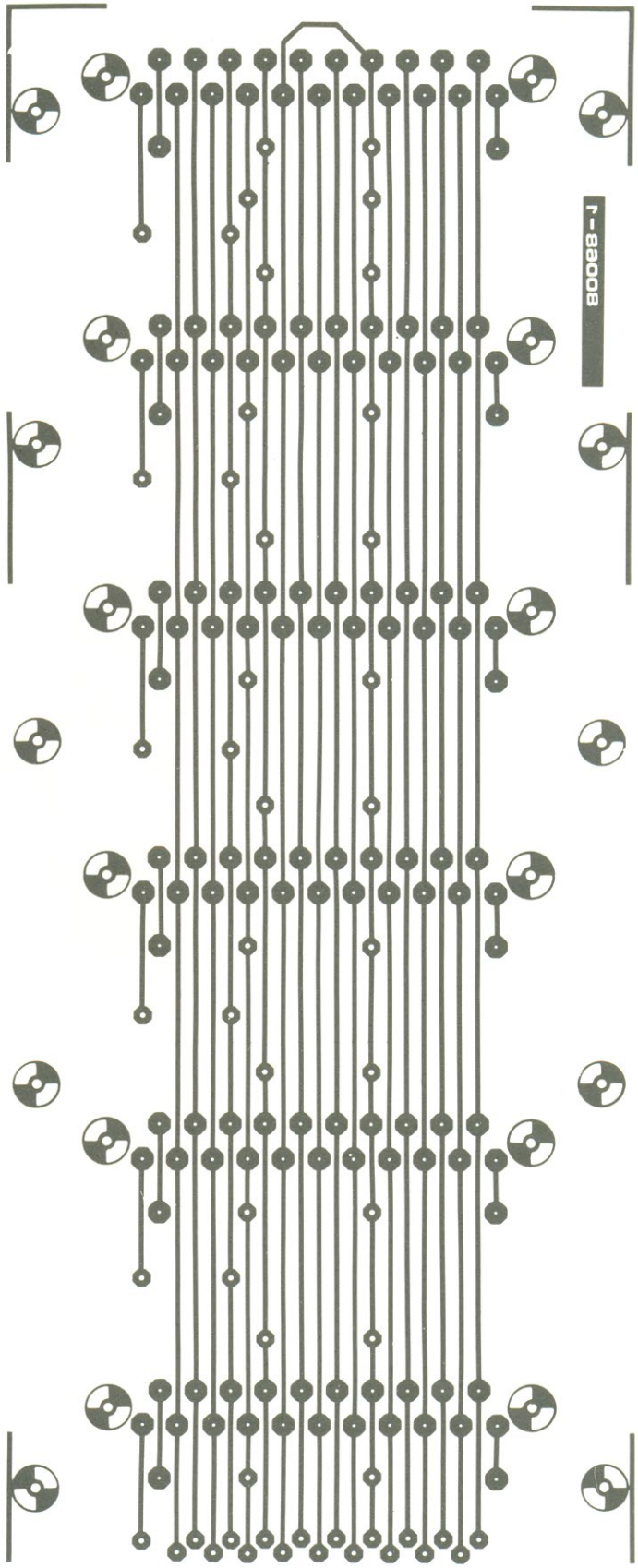


Figura 10 — Todas as características de filtragem do *vocoder* Elektor, combinadas em uma só foto.

Em conclusão...

Deixamos para o final uma foto das mais interessantes, que pode ser vista na figura 10. Com um analisador de espectro e muita paciência, os projetistas conseguiram plotar separadamente cada uma das curvas de filtragem e combiná-las numa única fotografia. À esquerda, pode-se ver primeiramente a curva de um dos filtros passa-baixas (que são idênticos), seguida por uma série de passa-faixa e pela do passa-altas.

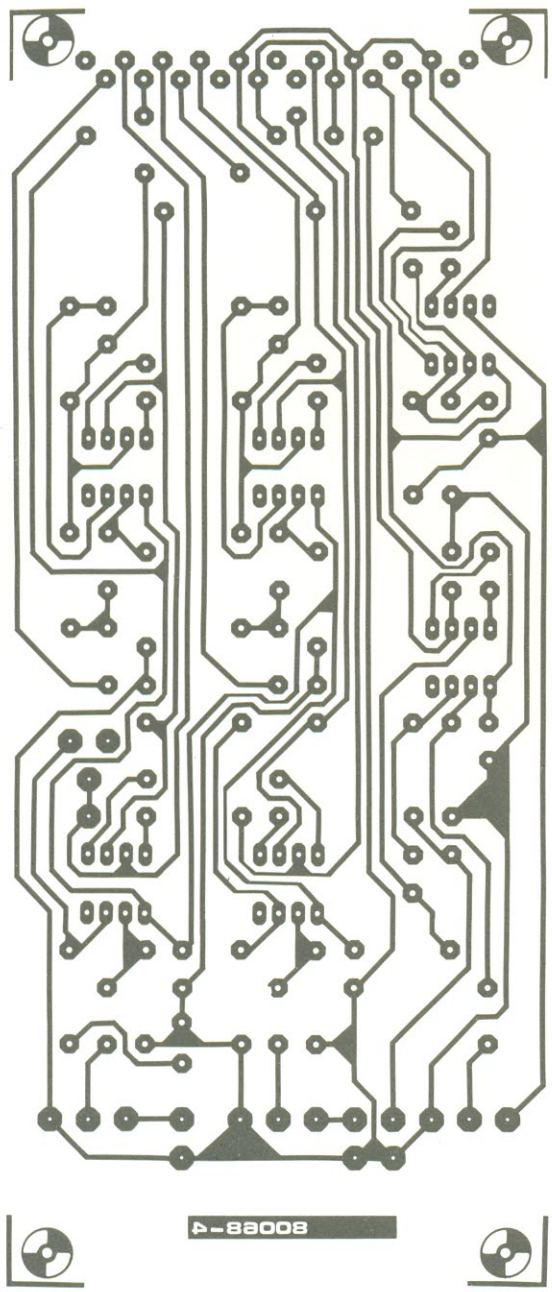
Pode-se comprovar assim que os filtros proporcionam uma divisão bastante uniforme do espectro audível. Seus fatores de mérito (Q) são virtualmente idênticos, como se percebe por suas faixas de passagem equivalentes, nessa escala logarítmica. As pequenas diferenças de amplitude são causada pelas inevitáveis tolerâncias dos componentes. Mas dificilmente terão algum efeito perceptível, já que podem ser compensadas pelos controles de nível existentes no painel frontal do aparelho.

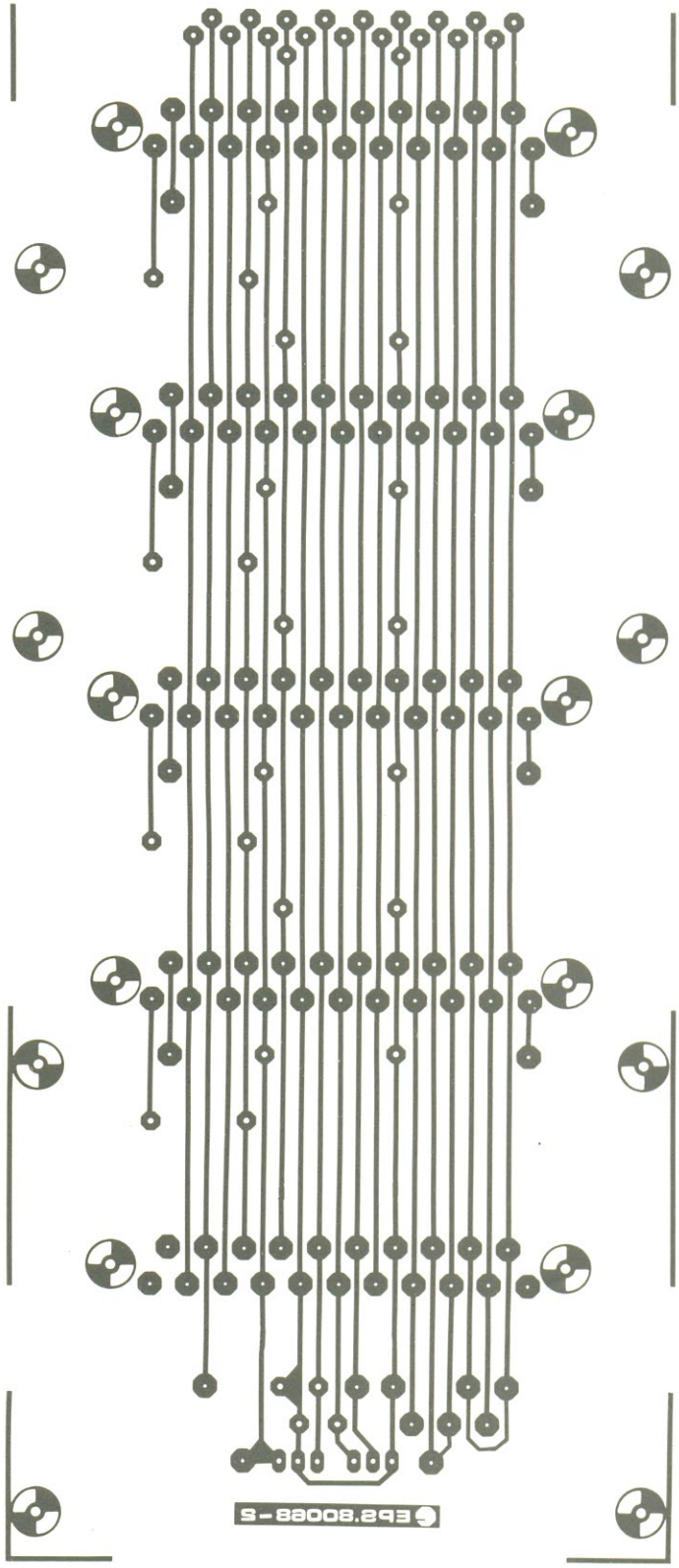


vocoder elektor

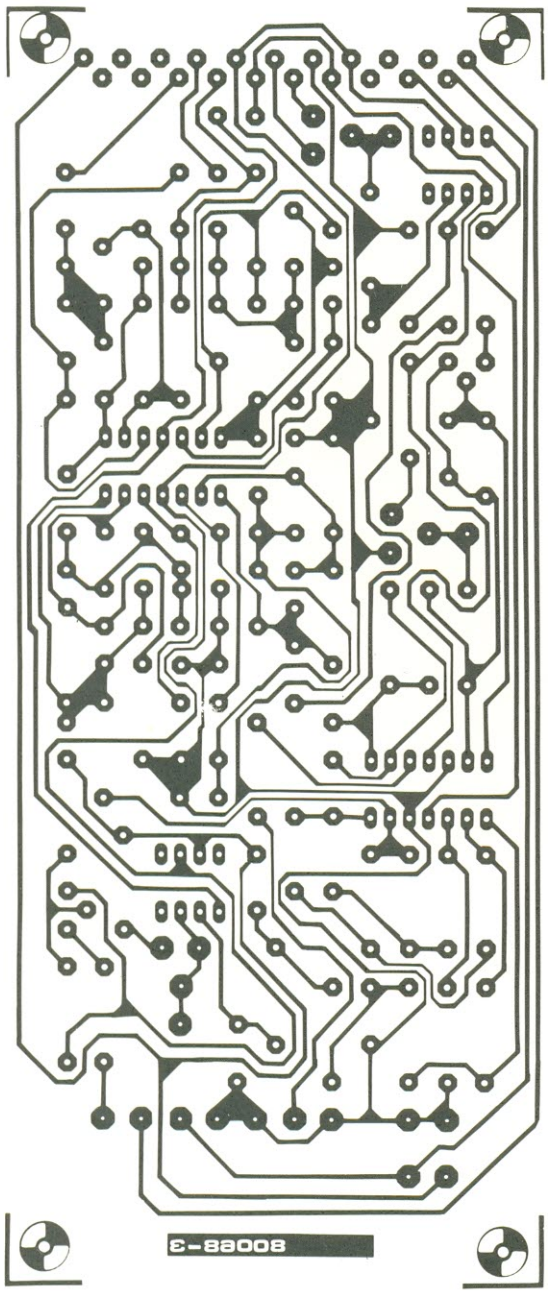
serviço elektor

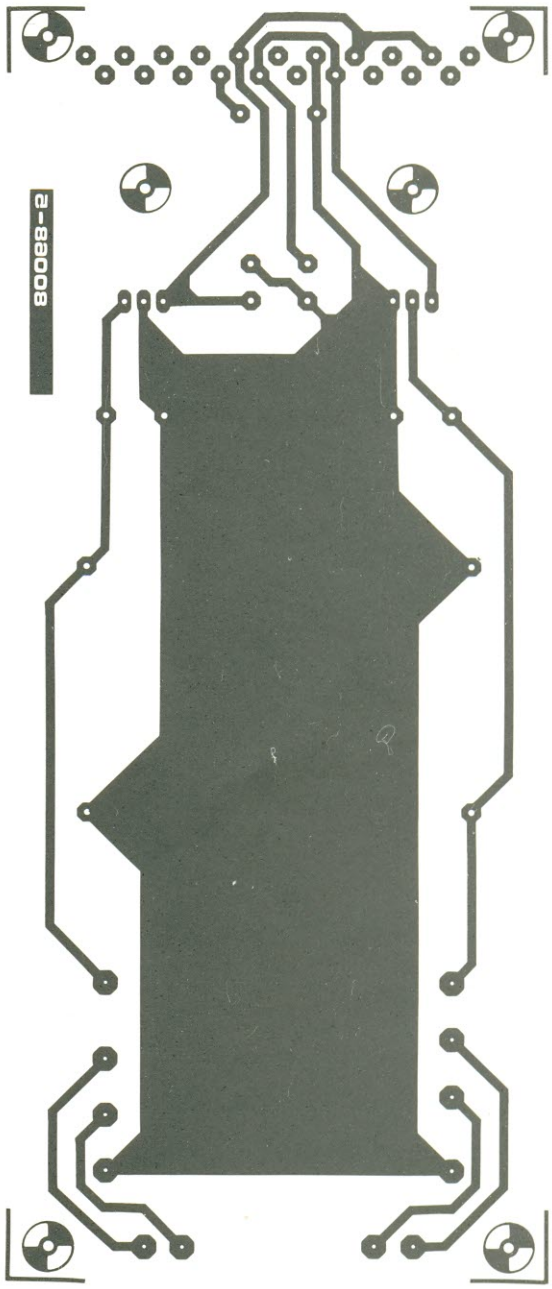
vocoder elektor



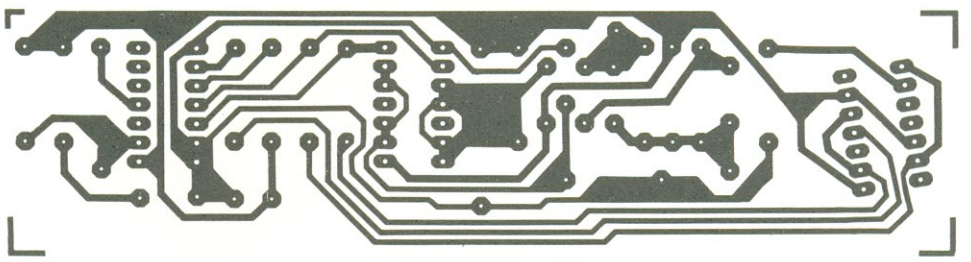


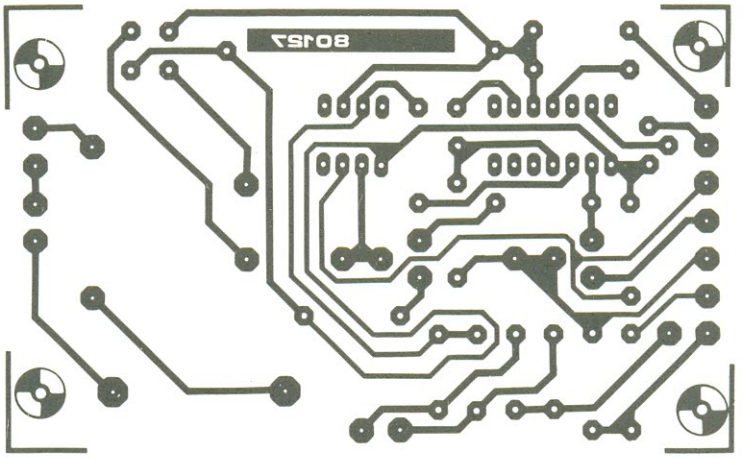
vocoder elektor





1. Ponta de prova versátil





Dez sugestões para circuitos digitais

1. Ponta de prova versátil

M. Vanhalst

A sonda lógica é uma ferramenta essencial no teste e manutenção de circuitos digitais; tanto que você já deve ter perdido a conta das vezes em que tais circuitos apareceram em revistas e livros de eletrônica. Estamos tentando inovar, neste caso, apresentando uma sonda realmente diferente — não na forma de medir, é claro, mas na variedade de medições possíveis e no modo como as leituras são apresentadas. Assim, além de informar sobre níveis lógicos TTL, como todas as outras, ela também permite avaliar o ciclo de trabalho dos trens de pulsos; e emprega, no lugar de LEDs simples, um visor de 7 segmentos.

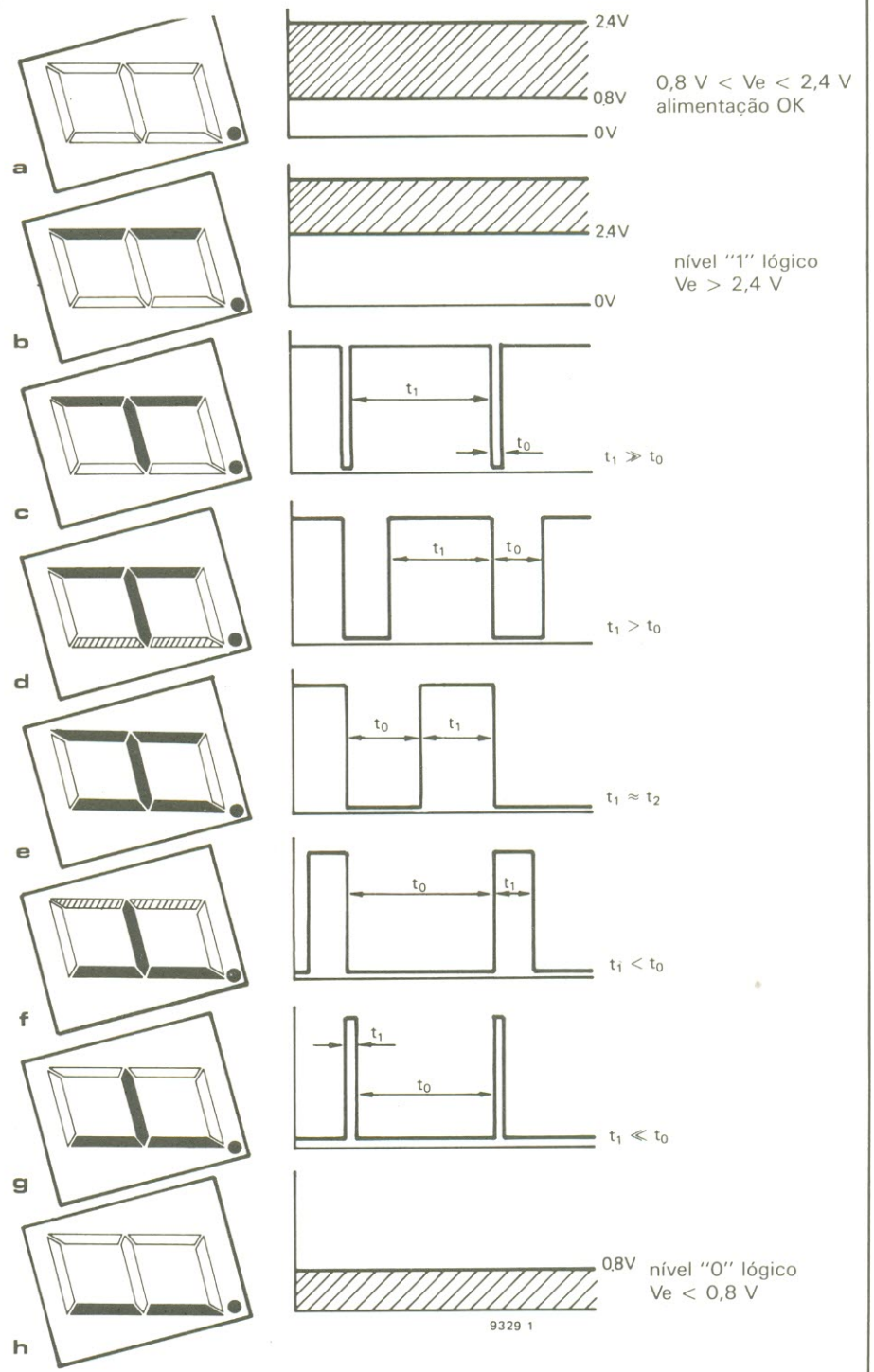
A figura 1 mostra as leituras fornecidas por esse visor, de acordo com as várias condições de entrada. Repare que ele deve ficar quase deitado sobre um dos lados, de maneira que os segmentos originalmente verticais passem a ser horizontais e o ponto decimal fique voltado para baixo. Eis um sumário das medições possíveis:

(a) Quando nenhum dos segmentos acende, a tensão de entrada está situada entre o nível máximo permitido para o "0" e o mínimo permitido para o "1", ou seja, 0,8 V < Ve < 2,4 V.

(b) Caso acendam apenas os dois segmentos superiores, é sinal que o nível lógico "1" está presente; em outras palavras, a tensão de entrada é maior que 2,4 V.

(c) até (g) Sempre que um trem de pulsos é detectado, o segmento vertical central passa a brilhar também, enquanto os horizontais superiores e inferiores acendem com uma intensidade que vai depender do ciclo de trabalho do sinal. Com um ciclo muito superior a 50%, os de cima exibem um brilho intenso e nos de baixo ele é praticamente imperceptível. À medida que o ciclo de trabalho vai diminuindo, porém, os segmentos inferiores passam a brilhar cada vez mais, até atingir a mesma

1



intensidade dos superiores em 50% exatos. Em níveis menores que 50% a situação se inverte, isto é, os segmentos de baixo passam a exibir um brilho gradativamente maior que os de cima.

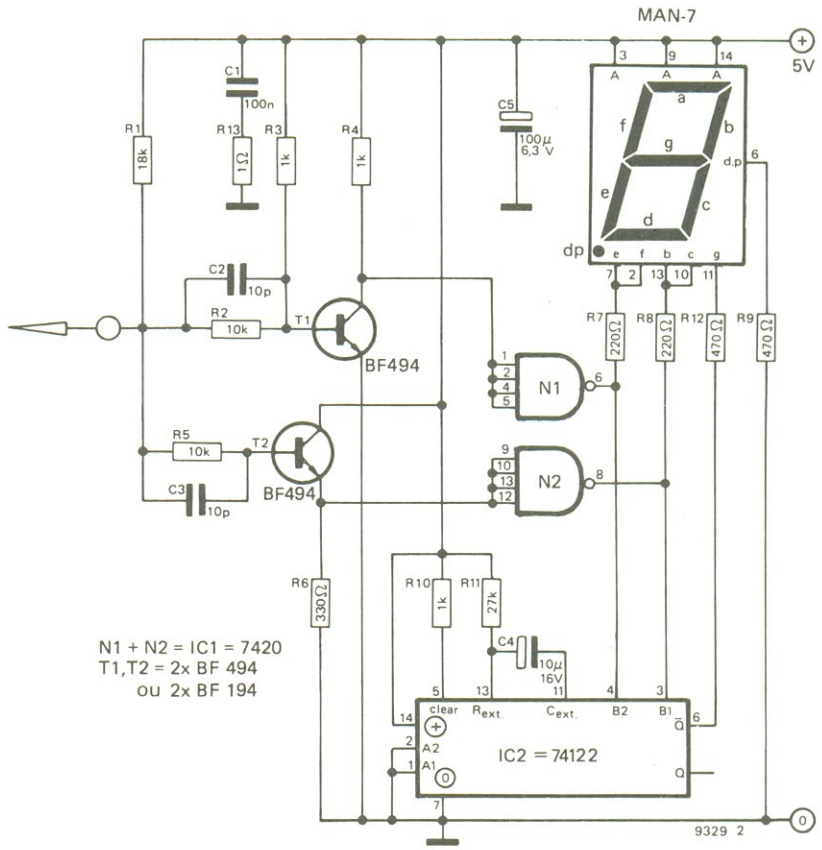
(h) Estando acesos apenas os segmentos inferiores, é sinal de que está presente um nível "0" lógico; nesse caso, a tensão de entrada é inferior a 0,8 V.

O ponto decimal do visor deve acender assim que o circuito é alimentado, atuando então como uma espécie de lâmpada-piloto. Note que a associação das condições de entrada da sonda com as indicações do visor torna-se imediata, permitindo identificar rapidamente cada uma das leituras.

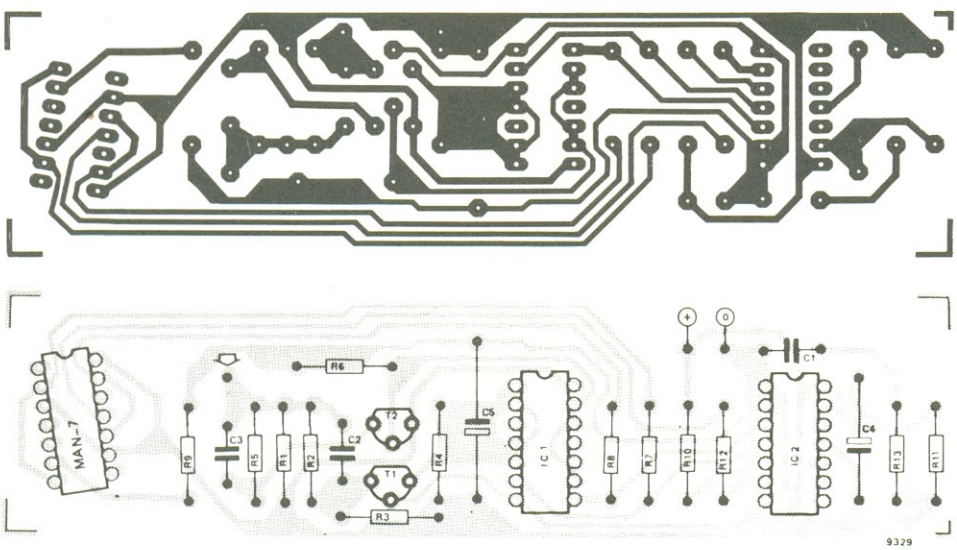
Operação estática e dinâmica da sonda

O circuito completo de nossa ponta de prova versátil pode ser visto na figura 2. Sempre que aparece um nível lógico baixo (menos que 0,8 V) em sua entrada, os dois transistores vão para o corte, fazendo com que a entrada de N1 seja alta e a de N2, baixa; como a situação se inverte na saída de ambas, são ativados os segmentos "e" e "f", que correspondem aos inferiores. Mas se

2



3



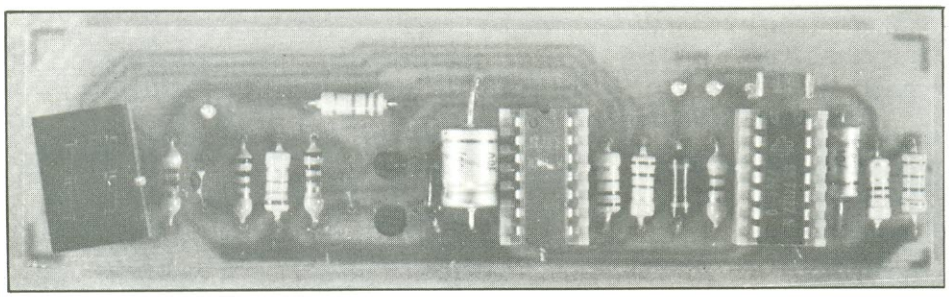
Lista de componentes

Resistores
R1 - 18 k
R2,R5 - 10 k
R3, R4, R10 - 1 k
R6 - 330
R7,R8 - 220
R9,R12 - 470
R11 - 27 k
R13 - 1
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 - 100 nF
C2,C3 - 10 pF
C4 - 10 µF/16 V
C5 - 100 µF/6,3 V

Semicondutores
IC1 - 7420
IC2 - 74122
T1,T2 - BF494 ou BF194
LD1 - visor de 7 segmentos, anodo comum (veja texto)

Diversos
Placa nº 9329
Garras-jacaré
Fios de cores preta e vermelha, no comprimento adequado
Fio de cobre nu para a ponteira da sonda
Caixa ou tubo plástico



a tensão exceder os 2,4 V (= nível lógico alto), T1 e T2 (irão conduzir e a saída de N2 ficará baixa, acendendo os dois segmentos superiores (ou seja, "b" e "c").

Uma cuidadosa escolha de polarização para T1 e T2 garante que o primeiro conduza e o segundo fique no corte quando a entrada é deixada flutuando, ou seja, sem qualquer sinal aplicado. Assim, as saídas de N1 e N2 assumem um nível alto e nenhum dos segmentos chega a acender; o mesmo acontece com uma tensão entre 0,8 e 2,4 V na entrada. Talvez vá ser preciso alterar ligeiramente o valor de R3, a fim de se obter a indicação de nível baixo exatamente em 0,8 V, compensando eventuais variações no ganho e na tensão base-emissor dos transistores.

Está evidente, por essa análise, que caso seja aplicado um trem de pulsos à sonda, os segmentos superiores e inferiores vão acender alternadamente, em obediência à comutação entre "0" e "1" da entrada. Se a frequência de repetição dos pulsos for muito elevada, essa transição será rápida demais para nossos olhos; os dois pares de segmentos parecerão então brilhar continuamente, com uma intensidade que vai depender do ciclo de trabalho da forma de onda.

Quanto ao segmento central, está sob o controle do monoestável redisparável IC2, o qual é ativado por N1 a cada transição de "0" para "1" e por N2 toda vez que o sinal passa de "1" para "0". Assim sendo, enquanto um trem de pulsos estiver presente na entrada, a saída Q de IC1 permanecerá continuamente baixa e o segmento "g", permanentemente aceso. Como a largura do pulso liberado pelo monoestável é de 100 ms, a saída $\overline{Q}$ ficará em nível baixo por todo esse período após a última transição de entrada.

Montagem

Para facilitar ao máximo a confecção da sonda, estamos sugerindo uma placa para ela na figura 3. Como é o costume nesses circuitos, a alimentação pode ser obtida no próprio equipamento sob teste, através de um par de fios e duas garras-jacaré (usando cores diferenciadas, de preferência, para não haver inversões de polaridade que podem danificar a ponta de prova). O visor de 7 segmentos não é um componente crítico, pois o circuito aceita qualquer modelo de anodo comum; basta identificar a pinagem do mesmo e alterar a parte correspondente do circuito impresso.

A placa já pronta poderá ser instalada no interior de uma pequena caixa ou até mesmo de um tubo de PVC com diâmetro adequado. A confecção de uma ponteira para a sonda não deverá apresentar dificuldades, pois serve qualquer fio de cobre de grande bitola com a extremidade afiada.

2. Dois simples conversores D/A

baseados em uma idéia de M. Wiegers

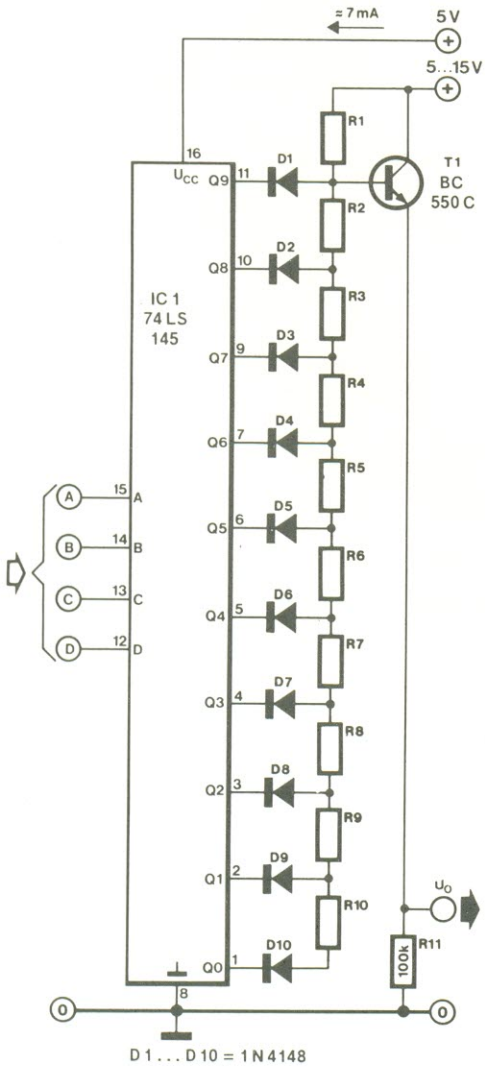
São dois circuitos de 4 bits, sendo que um deles converte códigos BCD em 10 níveis analógicos de tensão, enquanto o outro aceita códigos binários e fornece 16 níveis de tensão. Ambos utilizam um decodificador digital com saídas em coletor aberto, de modo a controlar uma rede de resistores. A tensão analógica final é obtida pelo aterramento controlado de seções específicas dessa rede, para depois se aplicar um reforço de corrente para a queda resultante, por meio de um transistor. Apesar de sua resolução relativamente baixa (10 ou 16 etapas), eles deverão encontrar inúmeras aplicações práticas, tais como excitar fontes de alimentação digitalmente controladas, conversores A/D e geradores de ondas triangulares e dente-de-serra.

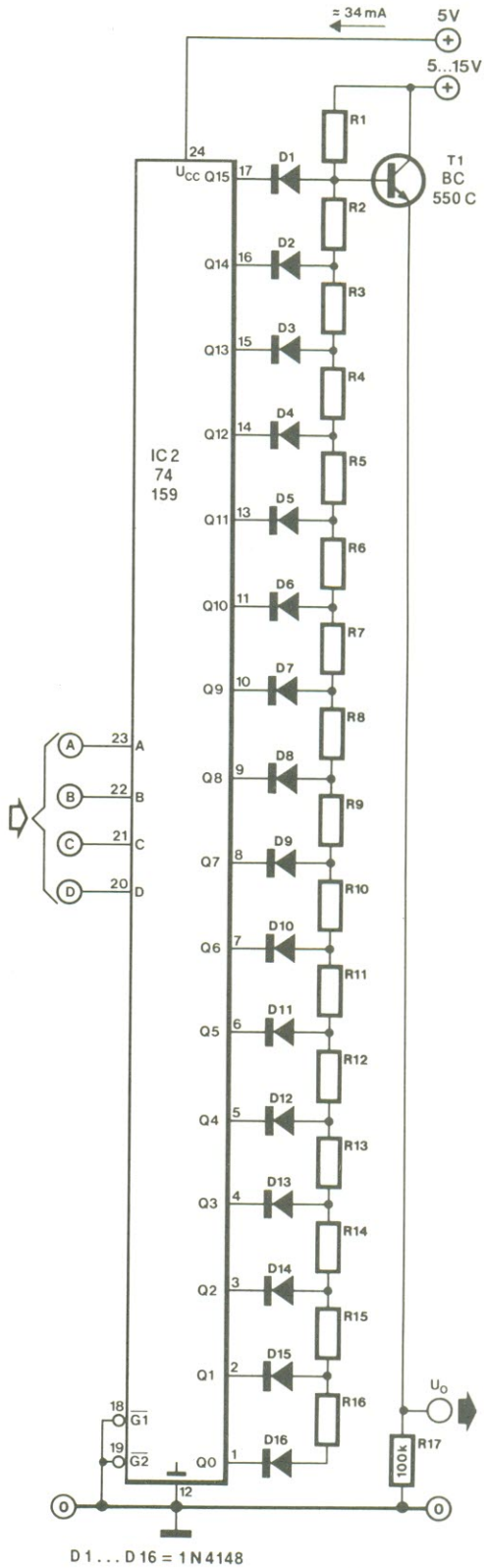
Na tabela 1 estão relacionados os valores **relativos** dos resistores utilizados nas duas redes, começando por R1 = 1k0. Repare que são fornecidos três valores para cada resistor: a coluna da esquerda mostra o valor teórico, enquanto as outras duas sugerem o equivalente mais próximo das séries comerciais E24 e E96, respectivamente. Note também que o valor inicial pode ser alterado para se adaptar às exigências de cada caso, desde que os demais resistores sejam dimensionados na mesma proporção — ou seja, seus valores devem ser multiplicados pelo mesmo fator, em relação a 1k0.

É tarefa relativamente simples adicionar um 11.º ou 17.º nível de saída: basta ativar o decodificador de forma que nenhum de seus transistores finais seja habilitado, o que resulta em uma tensão de saída 0,6 V inferior à alimentação da rede divisora. No caso do 74LS145, essa condição pode ser obtida aplicando-se um código sem validade às entradas (isto é, que seja superior a 9_{10} ou 1001_2); do mesmo modo, no 74159 é só aplicar um nível alto em G1 ou G2.

TABELA 1 — Valores relativos a 1 kΩ

R_n	versão BCD 10 níveis			versão binária, 16 níveis		
R_1	1000	1K0	1K0	1000	1K0	1K0
R_2	111	110	110	66.7	68	66.5
R_3	139	130	140	76.3	75	76.8
R_4	179	180	178	87	91	86.6
R_5	238	240	237	103	100	102
R_6	333	330	332	122	120	121
R_7	500	510	499	145	150	147
R_8	833	820	825	178	180	178
R_9	1667	1K6	1K69	222	220	221
R_{10}	5000	5K1	4K99	286	270	287
R_{11}				381	390	383
R_{12}				533	510	536
R_{13}				800	820	806
R_{14}				1333	1K3	1K33
R_{15}				2667	2K7	2K67
R_{16}				8000	8K2	8K06





3. Porta lógica variável

M. van Kerkwijk

Aqui está uma ótima oportunidade de aprendizado para os que ainda não estão familiarizados com a tecnologia e o raciocínio digitais. Trata-se de um pequeno circuito, formado por apenas dois CIs corriqueiros, capaz de reproduzir as várias funções lógicas existentes. Para ilustrar melhor o funcionamento do circuito, reunimos na Tabela 1 todas essas funções, juntamente com suas tabelas da verdade.

A porta lógica variável, como se pode ver pela figura 1, é constituída por três portas do tipo OU exclusivo e uma porta NE. A Tabela 2 resume a programação do circuito, ou seja, os níveis lógicos que devem ser aplicados em determinadas entradas para que ele represente cada uma das funções básicas.

Imaginando, por exemplo, que desejamos fazer a porta variável assumir a função OU, bastará ligar a entrada C ao positivo da alimentação (nível "1" lógico) e a D à terra (que equivale ao "0" lógico); isto dará origem a uma porta OU, com as entradas A e B e a saída Q (esta última, aliás, é comum a todas as funções). Por outro lado, a função OU-EX pode ser obtida ligando-se somente o terminal D ao nível "1"; as entradas são formadas então pelos terminais A e B conectados entre si e pelo terminal C.

Os CIs originalmente recomendados para a confecção da porta variável são das famílias TTL ou TTL Schottky de baixa potência (TTL-LS), casos em que a alimentação deve ser de 5 V e pode ser fornecida pela fonte da figura 2. Nada impede, porém, que ela seja construída com integrados CMOS equivalentes; a fonte pode então ser a mesma ou qualquer outra que forneça uma tensão regulada entre 5 e 15 V.

Para a visualização dos níveis lógicos de saída, nada mais prático que o adendo da figura 3, que sinaliza um nível alto com o acendimento do LED. E para tornar o circuito ainda mais didático, pode-se acrescentar a ele quatro chaves paralelas, com os terminais das extremidades ligados ao positivo da alimentação e à terra e o terminal central à entrada correspondente (A, B, C e D).

1

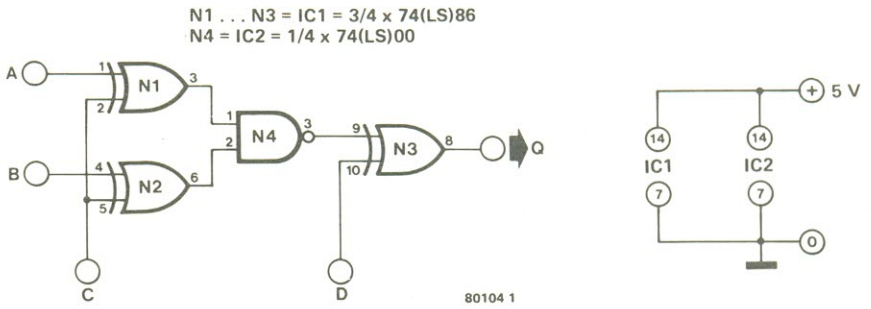


TABELA 1 - Funções lógicas

BUFFER ou REFORÇADOR DE CORRENTE

entradas A	saída Q
0	0
1	1

INVERSOR

entradas A	saída Q
0	1
1	0

PORTA E

entradas A	entradas B	saída Q
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

PORTA NE

entradas A	entradas B	saída Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

PORTA OU

entradas A	entradas B	saída Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTA NOU

entradas A	entradas B	saída Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

PORTA OU-EX

entradas A	entradas B	saída Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

PORTA NOU-EX

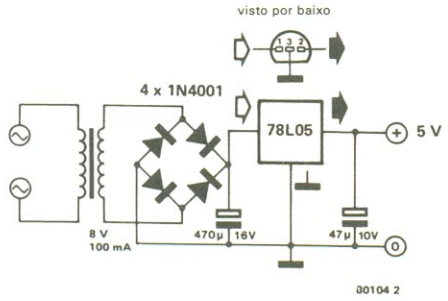
entradas A	entradas B	saída Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABELA 2 - Programação da porta variável

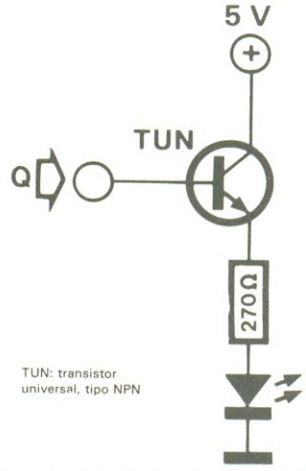
função	equação booleana	programação B	C	D	entrada(s)
buffer	$Q = A$	0	1	0	A
inversor	$Q = \overline{A}$	1	0	0	A
porta E	$Q = A \cdot B$		0	1	A e B
porta NE	$Q = \overline{A \cdot B}$		0	0	A e B
porta OU	$Q = A + B$		1	0	A e B
porta NOU	$Q = \overline{A + B}$		1	1	A e B
porta OU-EX	$Q = A \oplus B$			1	A/B e C
porta NOU-EX	$Q = \overline{A \oplus B}$			0	A/B e C

Obs.: A saída, em todos os casos, é o terminal Q.

2



3



4. Dobrador de tensão

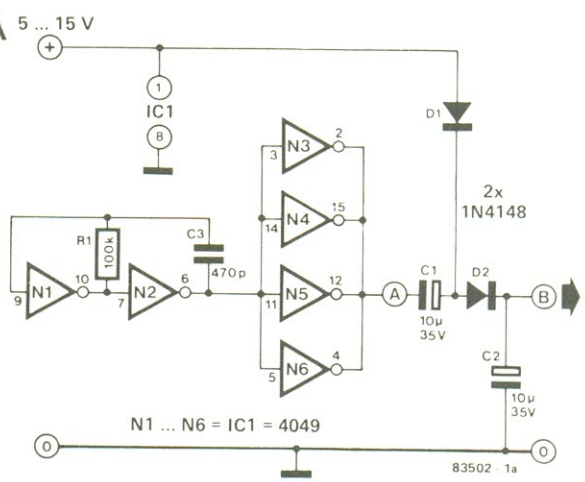
G. Ramm

Este simples circuito é capaz de produzir uma tensão CC aproximadamente duas vezes maior que a de alimentação, quando trabalha em vazio. Para isso foi utilizado o CI 4049, que possui seis inversores: dois deles (N1 e N2) formam um oscilador, juntamente com R1 e C3, cuja frequência gira em torno dos 10 kHz; os demais inversores (N3...N6) foram ligados em paralelo e atuam como um estágio de reforço de corrente, a fim de reduzir a dependência do circuito em relação à carga.

Sob a cadência do sinal de *clock* enviado pelo oscilador, o ponto A da figura 1a é alternadamente acoplado às linhas de terra e de alimentação. Enquanto esse ponto fica ligado à terra, os capacitores C1 e C2 carregam-se com a tensão de alimentação, através dos diodos D1 e D2. Quando o oscilador comuta o ponto A para a linha positiva, C1 transfere parte de sua carga para C2, fazendo com que a tensão sobre este capacitor atinja quase o dobro do nível de alimentação.

Caso D1 seja ligado à terra e as polaridades dos diodos e dos capacitores sejam invertidas (figura 1b), o valor em A torna-se negativo e, na condição de vazio, é equivalente à tensão de alimentação. Nas duas opções, infelizmente, a tensão de saída depende da carga imposta ao circuito, ou seja, à medida que esta aumenta, diminui a tensão fornecida (o nível CA sobreposto, ao contrário, tende a aumentar com a carga). A tabela anexa mostra os valores medidos no circuito, considerando correntes de carga equivalente a 5, 10 e 15 mA.

1A



B

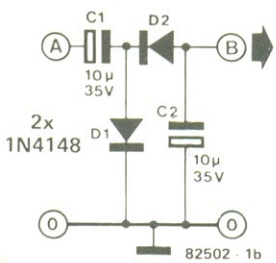


TABELA 1 - Desempenho do dobrador de tensão

tensão de alim. (V)	corrente de carga (mA)	tensão de saída (V)		tensão CA (mVpp)	eficiência (%)	
		fig. 1a	fig. 1b	fig. 1a	fig. 1a	fig. 1b
10	5	17	-7,5	30	68	49
	10	16	-6,5	60	70	52
	15	14,5	-5	90	68	44
15	5	27,5	-12,5	40		
	10	26,5	-11,5	75		
	15	25,5	-10,5	115		

5. Liga/desliga com um só botão

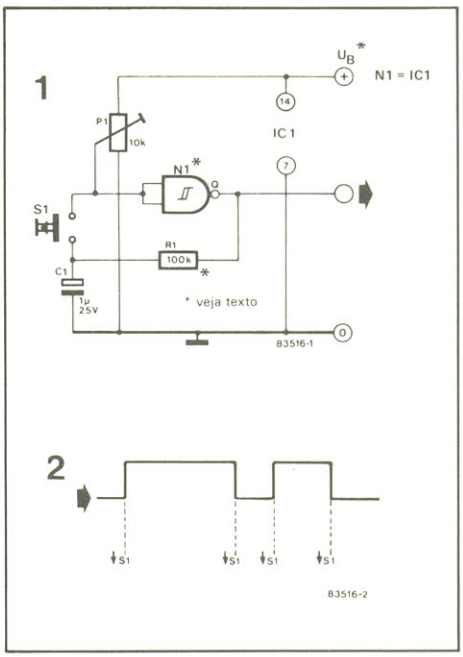
Eis uma aplicação das mais simpáticas, que pode aproveitar portas NE excedentes em qualquer projeto digital. O circuito foi implementado de modo que o disparador Schmitt contido na porta mude de estado quando o interruptor é momentaneamente fechado; essa função foi obtida num esquema tão simples porque as entradas do disparador são mantidas entre os limiares de comutação.

Se assumirmos inicialmente um nível lógico alto na saída do disparador, o capacitor C1 será carregado via R1. Assim que S1 é fechado, as entradas de N1 passam para esse nível alto (já que o capacitor está plenamente carregado) e a saída Q muda obrigatoriamente de estado. Isto tem o efeito de descarregar o capacitor, mas não totalmente, pois o interruptor fechado mantém um nível equivalente ao do cursor de P1.

Essa queda de tensão na entrada da porta, porém, não fará a saída mudar de estado novamente, já que o nível naquele ponto estará ainda acima do limiar inferior de comutação do disparador Schmitt. Esse nível "intermediário" de tensão vai perdurar durante o período em que o interruptor permanecer acionado.

Logo que S1 é liberado, C1 pode descarregar completamente; mas a tensão nula sobre o capacitor também não vai afetar o disparador, já que eles não estão mais interligados. Mas quando o interruptor for acionado mais uma vez, aquele nível baixo irá alcançar a entrada da porta, fazendo sua saída mudar de estado. Para que tudo funcione a contento, é essencial que P1 esteja corretamente ajustado — embora isto não represente um problema, na prática.

Vários tipos de portas NE com disparadores embutidos podem ser aproveitados nesta idéia: 4093, 40106, 74LS14, 74LS132. Caso sejam usados integrados TTL, a tensão de alimentação deve ser



5 V ±0,25 V; com CIs da família CMOS, ela pode ficar entre 5 e 15 V.

6. Desacoplamento em sistemas digitais

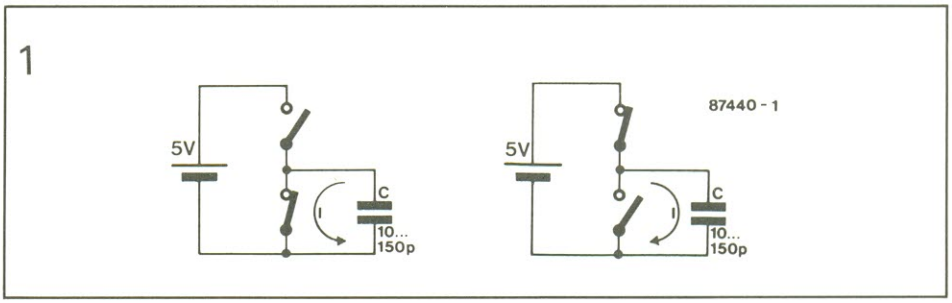
Não dar a devida importância ao desacoplamento das linhas de alimentação é um dos erros mais sérios que o projetista de circuitos digitais pode cometer. Dois fatos importantes justificam esta reedição sobre a necessidade de desacoplar tais circuitos (veja Elektor nº 3, pág. 38): o lançamento de versões mais rápidas da família CMOS (HC e HCT) e a crescente popularização de RAMs dinâmicas de grande capacidade. A DRAM de 256 kbits tipo 41256 e a SRAM 6264, por exemplo, tornaram-se integrados comuns nos circuitos atuais.

Com a rápida difusão dessas novas séries de componentes CMOS, surgiram boatos de que elas dispensariam qualquer precaução com o desacoplamento das linhas alimentadoras. Nada mais falso: o menor consumo de corrente, em relação à família TTL, não dá carta branca a projetista algum nesse sentido, como iremos provar em seguida.

Antes de mais nada, é preciso analisar a razão da drenagem de corrente, em cada tipo de circuito lógico. Nos integrados TTL, ela pode ser atribuída principalmente aos indispensáveis resistores internos; as estruturas CMOS, por outro lado, são complementares e deixam de exigir corrente na modalidade estática (teoricamente, ao menos). Mas assim que se torna necessário efetuar algum tipo de comutação, tanto nos CIs TTL como nos CMOS, a carga da capacitância de saída precisa ser invertida, conforme ilustra a figura 1.

As correntes internas de chaveamento representam apenas uma fração das requeridas para a capacitância de carga, podendo ser então desprezadas (exceto no caso dos contadores). Os circuitos TTL e CMOS, portanto, exigem a mesma corrente de pico durante as operações de comutação. Capacitores de desacoplamento são ligados diretamente aos terminais de alimentação dos CIs, a fim de evitar a queda instantânea da tensão a níveis inaceitáveis, durante o chaveamento.

O gráfico da figura 2 foi reproduzido de um manual da *Texas Instruments* e mostra a correlação existente, para uma típica porta HCMOS, entre a distância capacitor-integrado e a amplitude de pico dos transientes na linha de alimentação. Isto prova, acima de qualquer dúvida, que os capacitores de

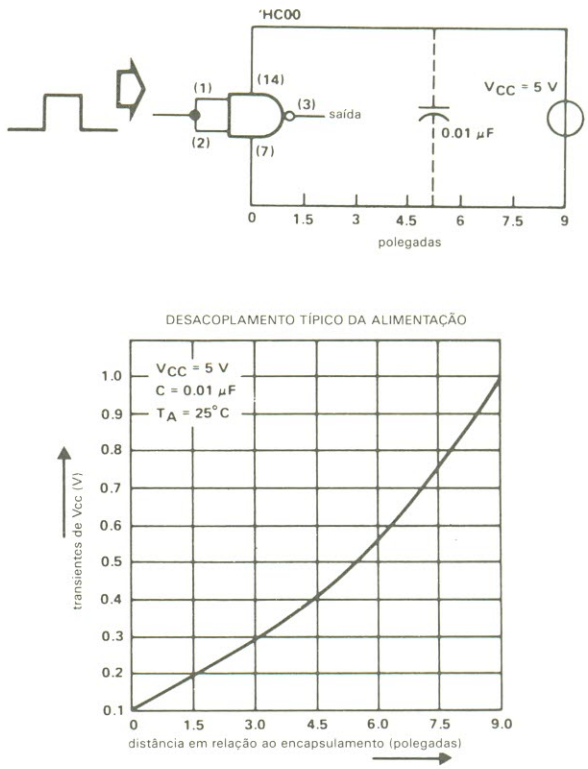


desacoplamento devem ser instalados tão próximos quanto possível dos pinos de alimentação dos integrados — eliminando assim as indutâncias parasitas normalmente geradas pelas trilhas do circuito impresso, não importando quão uniformes ou paralelos sejam seus percursos.

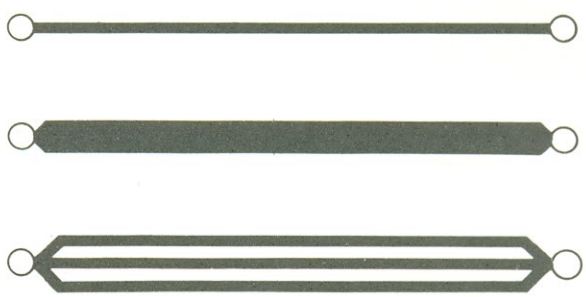
É comum observar circuitos sintonizados com extensas linhas de alimentação e capacitores de desacoplamento incorretamente posicionados. Qualquer transiente, nesse caso, estará sujeito a efeitos oscilatórios, que tendem a deteriorar ainda mais o funcionamento do circuito em questão. Não é de estranhar, portanto, que a Mullard recomende trilhas com percursos paralelos sempre que for impossível instalar o elemento desacoplador próximo ao integrado. Esse artifício é conhecido como **estrutura de grades** e comprovou ser preferível à utilização de trilhas únicas de maior largura (veja a figura 3). O valor do capacitor de desacoplamento, no caso, deve ser estimado com base no número previsto de saídas simultaneamente ativas em cada CI; um ponto de partida bastante comum destina entre 20 e 100 nF para cada três integrados.

Uma reflexão mais aprofundada sobre esse tema nos leva a concluir que a alimentação das RAMs dinâmicas de 256 kbits exige um desacoplamento bem mais complexo que a de suas "irmãs" de 16 kbits, por exemplo. Felizmente, os obstáculos não chegam a ser tão sérios como parecem, pois as capacitâncias parasitas estão sendo constantemente reduzidas pelos fabricantes — cuja principal intenção é assegurar a melhor resposta possível em altas frequências para seus componentes. Certos fornecedores de DRAMs recomendam utilizar capacitores de desacoplamento de 330 nF (veja a figura 4), mas na prática não há problema em adotar o valor tradicional de 100 nF.

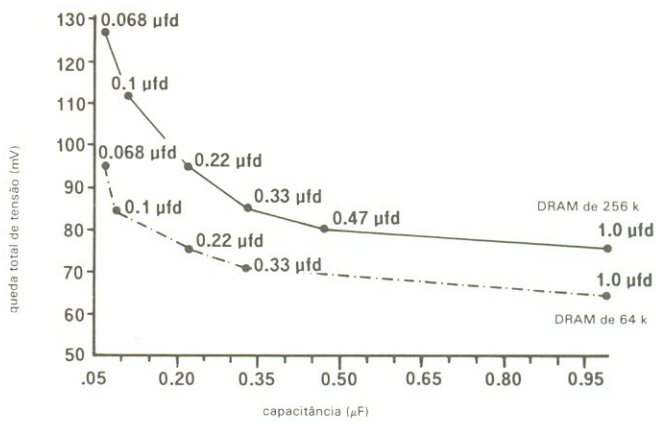
2



3



4

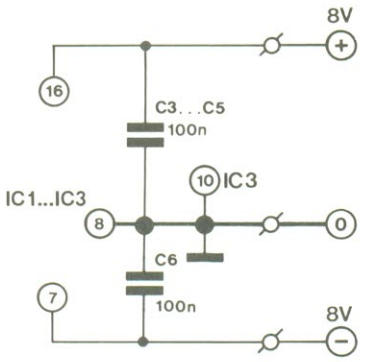


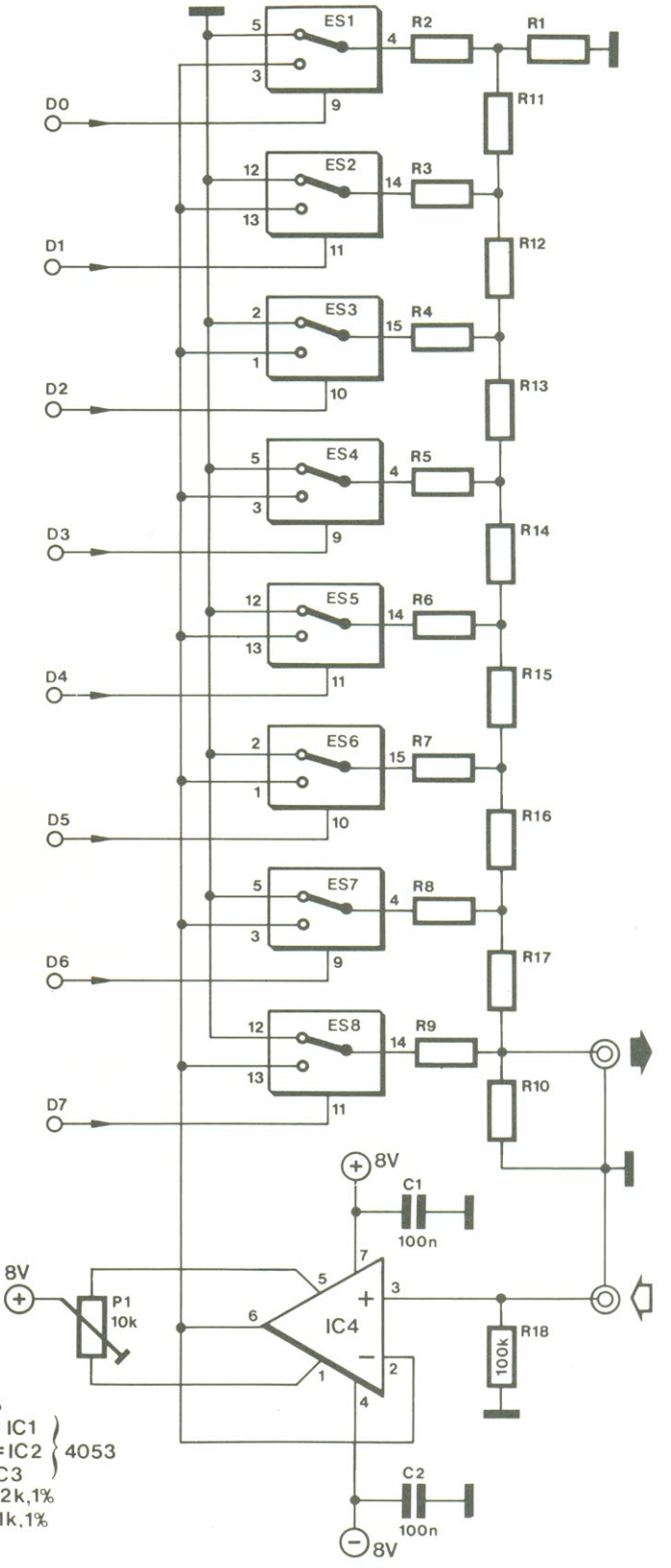
7. Atenuador digital

Os atenuadores digitalmente controlados quase sempre empregam algum tipo de malha resistiva escalonada, a fim de simular um potenciômetro. Nada a objetar contra essa solução, desde que o número de estágios da malha seja reduzido; quando é preciso dispor de um controle mais preciso, porém, a rede discreta de resistores raramente é usada, devido ao grande número de componentes que seria exigido. Pois o circuito aqui proposto oferece uma resolução razoável (48 dB de faixa de atenuação) e não usa muitos componentes.

A técnica aqui empregada é semelhante à dos conversores D/A multiplicadores. Em dispositivos convencionais desse tipo, que utilizam malhas R-2R, a tensão de saída é dada pela fórmula (Uref/384)N, onde "N" é o número binário aplicado às entradas. A dependência direta entre a tensão de saída e Uref facilita a implementação de um atenuador variável, bastando substituir essa tensão de referência pela entrada; a saída torna-se então (Ue/384)N.

A malha R-2R, em nosso caso, é composta pelos resistores R1...R17, ao passo que as chaves eletrônicas ES1...ES8 atuam como elementos comutadores. Estas são do tipo paralelo, acoplando a tensão de entrada ou o potencial de terra à malha resistiva. O adaptador IC4 encarrega-se de apresentar uma impedância constante para a fonte de sinais. Note também que o pino 7 de IC1, IC2 e IC3 deve ficar aterrado, a não ser que o circuito vá operar com





IC4 = LF 356
ES1...ES3 = IC1
ES4...ES6 = IC2
ES7, ES8 = IC3
} 4053
R1...R10 = 22k, 1%
R11...R17 = 11k, 1%

sinais bipolares; nesse caso, como mostra a figura, esse pino é ligado a -8 V.

O atenuador aceita sinais de até 400 kHz, com uma amplitude máxima de 4 Vpp; com níveis menores de sinal talvez seja possível obter uma resposta em frequência mais ampla. Deixamos claro, no entanto, que esse limite está sendo imposto pelo adaptador de entrada, já que as chaves eletrônicas são capazes de manipular sinais de até 10 MHz.

Em termos de atenuação fixa, o circuito exibe um nível de aproximadamente -3,5 dB, enquanto a relação sinal/ruído supera os 100 dB, com sinais de 1 Vrms na entrada. A drenagem de corrente não passa de 6 mA, com alimentação de +8 V; e a tensão *offset* de saída pode ser compensada através de P1. Alertamos, enfim, para o fato de que circuitos TTL não podem excitar diretamente o circuito, exigindo resistores elevadores de 47 kΩ nas entradas de controle (D0...D7).

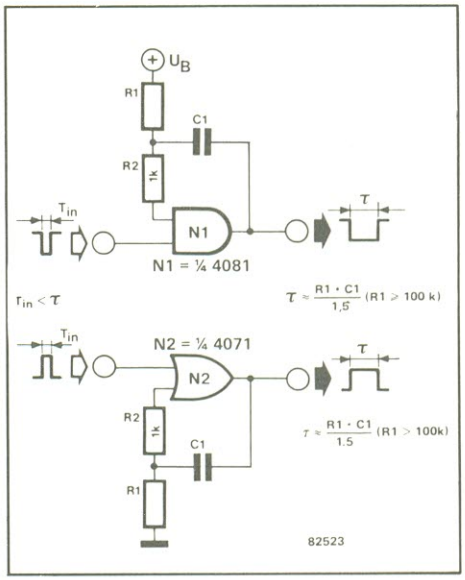
8. Monoestável com uma porta CMOS

Como todos sabem, os monoestáveis têm apenas um estado de estabilidade. Ao serem ativados por um pulso, eles são levados para o estado instável, mas voltam automaticamente ao estável, depois de um certo tempo. Esse período de "instabilidade" depende dos valores selecionados para a malha RC que faz parte do circuito.

Mas como nem todos estão sabendo, esse tipo de multivibrador pode ser implementado pelas formas mais variadas, além dos conhecidos CIs especialmente projetados para essa função. Aqui está uma dessas alternativas, que pode economizar espaço precioso em montagens mais compactas ou evitar a aquisição de um CI adicional: basta que haja uma porta E/OU sobrando e acrescentar a ela dois resistores e um capacitor.

Em princípio, toda porta lógica pode ser induzida (mediante a aplicação de um pulso na entrada) a deixar seu estado quiescente e voltar a ele após um certo período. Para isso, é preciso montar uma rede diferenciadora RC em sua entrada, que proporcione simultaneamente sua temporização como monoestável.

A figura mostra duas possíveis configurações para o monoestável de uma só porta, ambas com realimentação regenerativa; isto tem o efeito de tornar o pulso de saída consideravelmente mais abrupto. Para que tudo funcione adequadamente, contudo, o pulso de entrada deve ser mais breve que o pulso desejado na saída (com base nos valores dos componentes); além disso, R1 não deve ser inferior a 100 kΩ.



9. Combinando circuitos lógicos

Muitos hobistas de eletrônica, em suas experiências, estão sempre combinando tipos diferentes de circuitos digitais nos mesmos sistemas. Mas até mesmo os mais tarimbados nessa prática se defrontam com algumas incertezas: existe a possibilidade de alimentá-los pela mesma fonte ou deve (ou pode) haver mais de uma? Em que sequência eles devem ser ligados? É preciso ligar antes a impressora ou dá-se a precedência ao computador?

Na engenharia dos circuitos digitais, que por definição engloba também os computadores, as entradas são sempre excitadas por saídas; em outras palavras, é o que chamamos de transferência de dados. Quando o CI excitador está sendo alimentado e o receptor não, há sempre uma pequena corrente, tanto em circuitos TTL como CMOS; essa é uma situação obviamente indesejável, embora não costume causar danos.

A corrente resultante, porém, pode tornar-se elevada a ponto de impedir o funcionamento correto do CI excitador, que tende a ter sua tensão de saída reduzida (os biestáveis são particularmente sensíveis a esse fenômeno). É perfeitamente possível, assim, que um determinado equipametno não trabalhe como esperado pelo fato de um dos circuitos conectados a ele estar sem alimentação.

Tal situação pode tornar-se realmente crítica quando várias saídas de um integrado ficam ligadas dessa maneira. É normal que os CIs suportem curto-circuitos em uma de suas saídas, mas se isso acontece em várias delas ao mesmo tempo é bastante provável que o componente não aguente o tranco. Isto pode ocorrer, por exemplo, em interfaces Centronics, onde as oito linhas de dados costumam ser excitadas por um único CI.

E quanto ao integrado que recebe a corrente? Bem, os circuitos CMOS estão geralmente bem protegidos contra tais eventualidades e os TTL também não ficam atrás nesse sentido; outras famílias, no entanto, podem não aceitar tranquilamente tais correntes. Os primeiros a enfrentar tais problemas foram os próprios fabricantes de CIs, que trataram de encontrar soluções para eles. Qualquer um que projete e monte seus circuitos por conta própria deve, portanto, basear-se nessa experiência

e observar duas pequenas regras básicas:

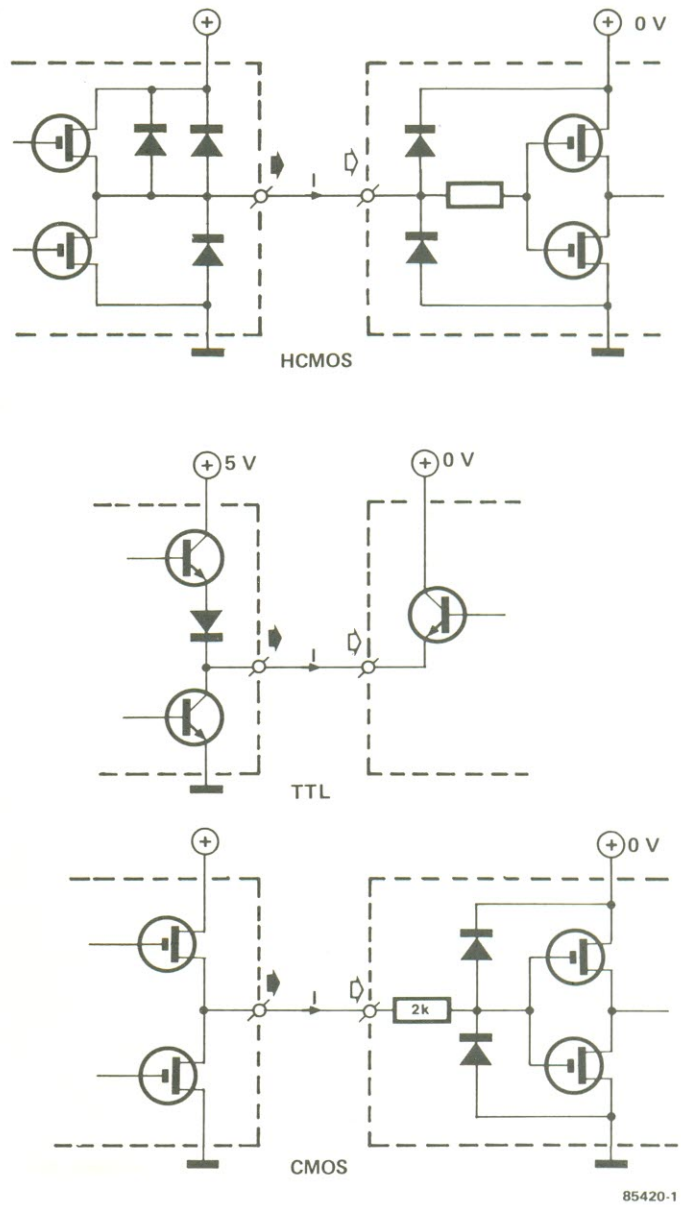
— Os CIs excitadores, sejam eles TTL ou CMOS, devem possuir saídas em coletor aberto.

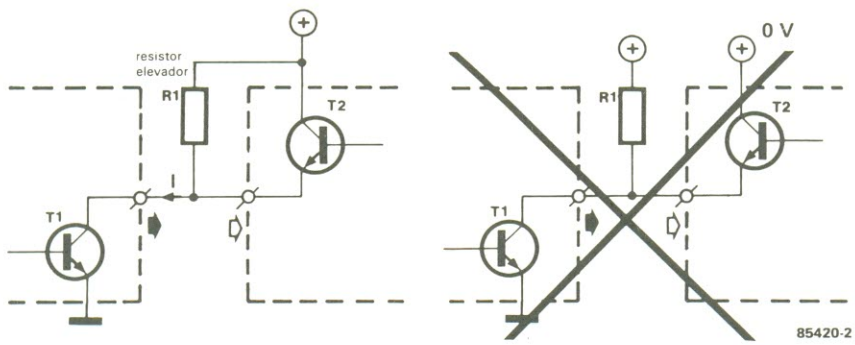
— Todas as entradas devem ser providas de resistores adicionais, ligados à linha positiva de alimentação.

Se essas duas regras forem respeitadas, a corrente só poderá fluir da entrada para a saída (veja a figura 2) — o que não traz maiores consequências, já que o coletor do transistor final (T1, no exemplo) geralmente suporta tensões elevadas. Certifique-se, entretanto, de que o resistor elevador seja ligado na extremidade de entrada, caso contrário não terá efeito algum.

Voltando, para encerrar, à questão inicial de qual equipamento deve ser ligado em primeiro lugar: isto é irrelevante, porque os fornecedores de CIs já previram proteções nas entradas e saídas de seus produtos. Portanto, não é preciso se preocupar com esse detalhe.

1





10. Convivência do analógico com o digital

Folheando revistas de eletrônica publicadas nos últimos anos, nos damos conta da rapidez com que as técnicas digitais ocuparam o cenário. Até mesmo o áudio, que até recentemente permanecia intocado por elas, está sendo digitalizado a passos largos. Mas quais são as consequências dessas mudanças para nós, engenheiros, técnicos e hobistas da área?

De fato, enquanto os circuitos permanecem totalmente analógicos ou digitais, não há nada fora do comum; mas quando essas duas técnicas são "misturadas" num mesmo sistema, coisas estranhas podem acontecer. Um exemplo bem corriqueiro é o dos conversores A/D que se recusam a fornecer leituras estáveis, apresentando desvios nos últimos dígitos e ainda por cima com uma certa regularidade. Outro exemplo é o do amplificador confiável que passa a emitir apitos em perfeito sincronismo com o oscilador digital de *clock*; e assim por diante...

Normalmente, esses problemas são causados por ligações indevidas com o terra comum; atenção, portanto, para algumas dicas que podem evitá-los:

— Evite os laços de terra.

— Mantenha separados os terras analógico e digital.

— Interligue os dois terras em um único ponto — tal como no próprio conversor A/D, por exemplo, mas nunca na fonte de alimentação.

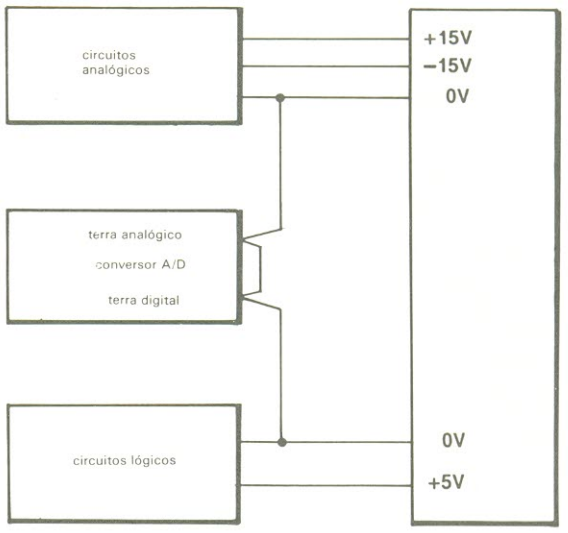
— Caso haja mais terras, ligue-os a um mesmo ponto comum.

— Em altas frequências, a impedância das linhas de terra não é desprezível; convém utilizar, então, interligações curtas e de boa bitola.

Um exemplo que pode dar bons resultados está ilustrado na figura anexa. Como se pode ver, todas as partes sensíveis dos circuitos foram isoladas das que transportam correntes de terra elevadas. A maioria dos conversores, portanto, possui dois terminais de terra (ou um terminal de terra e uma entrada diferencial, que vem dar no mesmo).

Os amplificadores de áudio podem fornecer uma boa analogia, para ajudar a firmar o conceito: você sequer pensaria em ligar a fonte ao estágio de potência por intermédio do pré-amplificador, não é mesmo? Pois os circuitos que combinam técnicas analógicas e digitais empregam o mesmo princípio, embora neles isto não seja tão evidente.

Existe mais um ponto a ser ressaltado no desenho ilustrativo, que é a necessidade de várias fontes, eletricamente isoladas entre si; infelizmente, é o preço que se costuma pagar pela introdução de novas tecnologias, ao menos em seus primórdios.



86436 - 1

Os termômetros de mercúrio, em que pese sua simplicidade e confiabilidade, estão perdendo terreno rapidamente para os eletrônicos, que são mais robustos, têm maior vida útil e exibem melhor legibilidade. Como vantagens adicionais, podem ser montados por hobistas e ser usados em situações impensáveis para os tipos convencionais. Em nosso caso, o sensor é um simples diodo de sinal e as leituras podem ser efetuadas em um multímetro comum, de tipo analógico ou digital.

Um termômetro eletrônico linear

J. Borgman

Os mais variados tipos de sensores podem ser usados na implementação de termômetros completamente eletrônicos. Os termistores são os que primeiro nos vêm à cabeça, em suas duas modalidades: PTC ou NTC (coeficiente positivo ou negativo de temperatura, respectivamente). Sabemos que quando o coeficiente é positivo a resistência aumenta com a temperatura; e quando é negativo, ela diminui com a temperatura.

A grande desvantagem desses resistores termossensíveis, porém, está no fato de não serem lineares, ou seja, o gráfico que representa a resistência em função da temperatura não é uma linha reta, e sim ligeiramente encurvado. Como consequência, sem o auxílio de elaboradas redes de compensação, tais resistores podem ser aproveitados somente em faixas estreitas de temperatura (em outras palavras, nos trechos em que a curva de resposta possa ser considerada uma linha reta).

Para abranger um espectro mais amplo de temperaturas, portanto, é preciso recorrer a outros tipos de sensor. No caso de valores elevados — até 1000 °C, por exemplo — é imprescindível o uso de termopares; estes sensores, no entanto, implicam em técnicas altamente especializadas (compensação por soldagem a frio, compensação da influência da temperatura como resultado do fluxo de corrente, e assim por diante), sendo impróprios para fins domésticos e de bancada.

Se restringirmos nossa atuação a temperaturas mais "comuns", veremos que os sensores utilizando transistores e diodos não estão sujeitos às desvantagens dos PTCs e NTCs. De fato, esses semicondutores podem ser uitlizados ao longo de uma extensa faixa de valores, não exibem uma estrutura complexa como a dos termopares e costumam ser tão compactos como os outros tipos de sensor. Já existem também dispositivos semicondutores especialmente projetados para uso em termômetros, a exemplo do sensor KTY 84, da Ibrape.

A sensibilidade dos sensores por semicondutor à temperatura está baseada no fenômeno que faz a tensão direta variar com esse parâmetro, quando a corrente direta é mantida num nível constante. Na

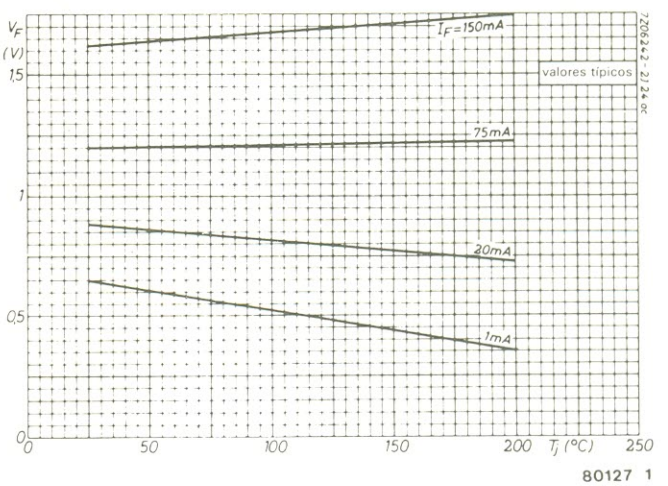
TABELA 1

escala	medidor M	faixa de temperaturas	R8	voltímetro digital
0 - 30	0 - 300 μA	-30.... +30 ° C	1 k	-0,3.... +0,3 V
0 - 30	0 - 100 μA	-30.... +30 ° C	3 k	-0,3.... +0,3 V
0 - 50	0 - 300 μA	-50.... +50 ° C	1,67 k*	-0,5.... +0,5 V
0 - 50	0 - 500 μA	-50.... +50 ° C	1 k	-0,5.... +0,5 V
0 - 100	0 - 1 m A	-100.... +100 ° C	1 k	-1.... +1 V

* dois resistores de 3,3 k em paralelo

Tabela 1 — Valores possíveis de R8 e as gamas de medição obtidas com as várias escalas do amperímetro analógico e do voltímetro digital.

1



V_F = tensão direta
T_J = temperatura da junção PN
I_F = corrente direta

Figura 1 — Tensão direta do diodo BAX13, plotada em função da temperatura, com quatro correntes diretas distintas. Pode-se ver que o gráfico é uma linha reta em todos os casos.

2

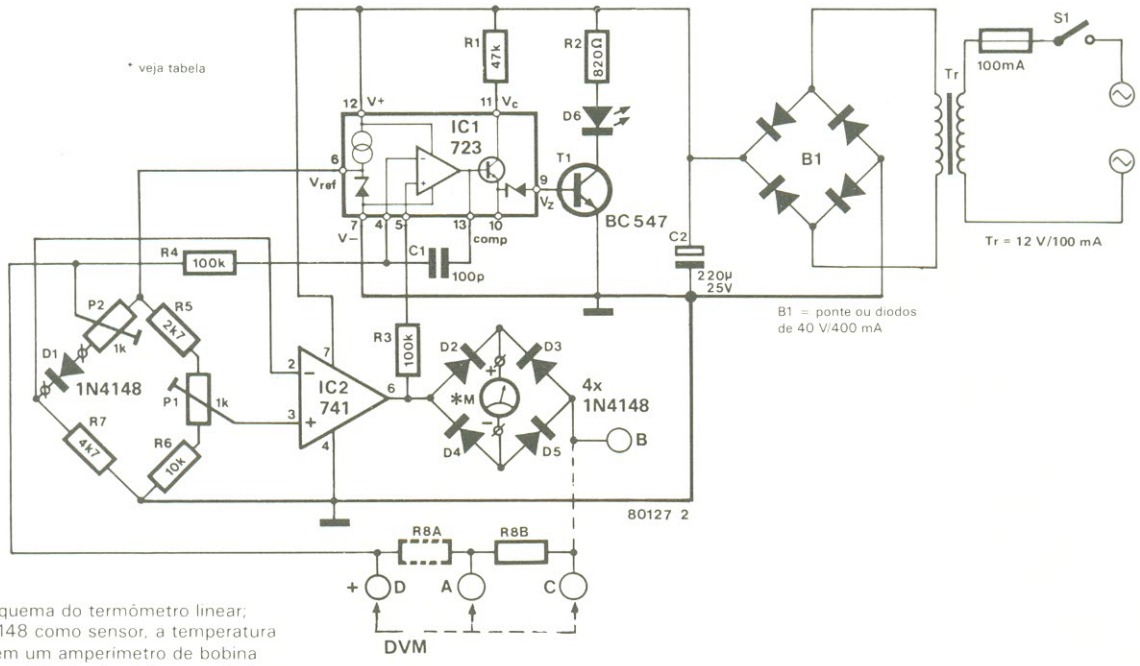
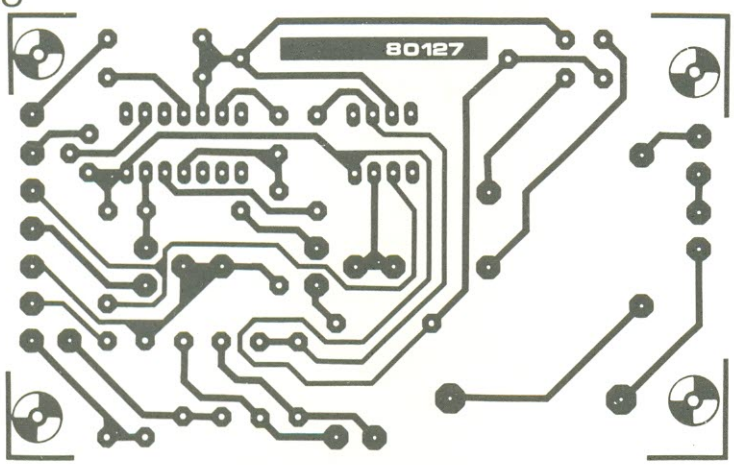


Figura 2 — Esquema do termômetro linear; usando o 1N4148 como sensor, a temperatura pode ser lida em um amperimetro de bobina móvel ou num voltimetro digital com entradas "flutuantes".

3



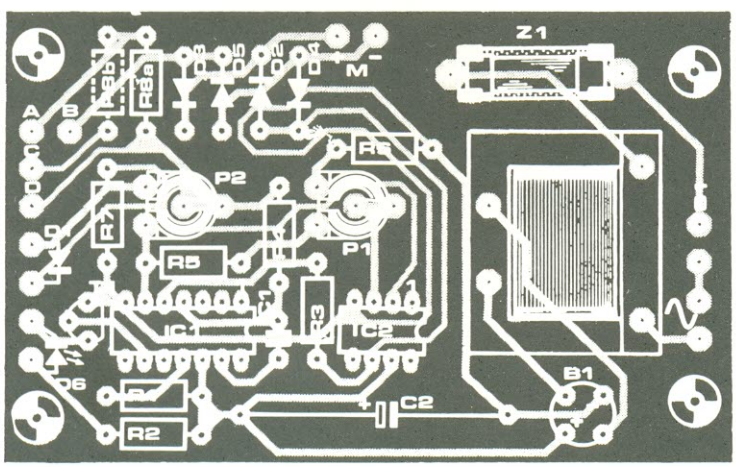


Figura 3 — Placa de circuito impresso destinada ao termômetro, vista pelos dois lados. Repare que foi previsto espaço para um pequeno transformador.

Listas de componentes

Resistores
R1 - 47 k
R2 - 820
R3,R4 - 100 k
R5 - 2,7 k
R6 - 10 k
R7 - 4,7 k
R8 - veja texto
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 - 100 pF
C2 - 220 µF/25 V

Semicondutores
B1 - ponte retificadora, 40 V/400 mA
T1 - BC547B
D1...D5 - 1N4148
D6 - LED comum
IC1 - 723
IC2 - 741

Diversos
M - Medidor de bobina móvel (veja texto)
Tr - trato de 12 V/100 mA
Placa nº 80127
Fusível 100 mA
S1 - chave liga-desliga

figura 1 vemos como isso acontece, usando um diodo BAX 13 como exemplo: percebe-se que ele é capaz de exibir coeficiente positivo ou negativo de temperatura, de acordo com o valor da corrente direta. De fato, com uma corrente de 1 mA o diodo apresenta uma nítida característica NTC, que tende a ser atenuada com a elevação da corrente. Com valores em torno de 75 mA a tensão direta mostra-se praticamente independente da temperatura — o que pode ser muito útil em outros tipos de circuito eletrônico. Acima desse limite, o diodo começa a exibir uma característica PTC; tudo muito interessante, em suma, mas nada de grande importância para nós, nesta ocasião.

Importante mesmo é o fato de todas as "curvas" da figura 1 serem linhas retas; na prática, essa linearidade persiste em temperaturas abaixo do ponto de congelamento. Pode-se concluir então que o BAX 13 dá um excelente sensor de temperatura; o mesmo podemos dizer da maioria dos diodos semicondutores, desde que a corrente direta seja a mais constante possível.

Esquema do termômetro

O circuito completo aparece na figura 2; como se vê, ele utiliza o popularíssimo diodo 1N4148 no papel de sensor, cuja tensão direta cai cerca de 2 mV para cada grau de acréscimo na temperatura. Com a utilização de um diodo semicondutor no termômetro, porém, duas importantes

condições devem ser respeitadas: primeiramente, como já comentamos, a corrente direta pelo diodo deve permanecer tão constante quanto possível; em segundo lugar, o circuito que mede a tensão direta do diodo precisa ter uma impedância elevada.

O diodo sensor (D1) foi incluído numa ponte resistiva, a qual recebe uma tensão de referência vinda de um CI regulador tipo 723. Essa ponte deve ficar perfeitamente equilibrada em 0°C, ou seja, não pode haver diferença de tensões entre as duas entradas de IC2 nessa temperatura. O próprio 741, na verdade, garante essa condição, já que o resistor R7 está ligado à sua entrada inversora, formando um percurso de realimentação. Desse modo, o operacional vai sempre manter ou tornar a tensão sobre R7 equivalente à tensão em sua entrada não inversora.

Toda vez que a temperatura no diodo sensor for 0°C, portanto, a tensão sobre R7 será igual à existente sobre R6 mais uma parcela do trimpot P1; IC2 pode ser então ajustado para fornecer uma saída nula através de P1, o que tem o efeito de equilibrar efetivamente a ponte. As leituras do aparelho são efetuadas em um amperímetro analógico, ligado na saída de IC2; como foi incluído numa rede retificadora em ponte, ele vai medir correntes em apenas um sentido, facilitando bastante o ajuste de P1.

Qualquer variação na temperatura vai resultar em uma alteração na tensão direta de D1; como a diferença de potencial sobre R7, D1 e P2 corresponde exatamente à tensão de referência do 723 (sendo constante, portanto), toda mudança na tensão direta do diodo implica numa variação da tensão em R7. Isto é imediatamente detectado por IC2, que reage fazendo passar uma pequena corrente por P2, via amperímetro, para compensar a mudança.

A corrente pelo diodo D1 é impedida de variar pela reação de IC2, portanto, mesmo com variações razoáveis na tensão direta. Assim, o percurso formado pelo circuito em ponte do amperímetro e por R8 nada mais é senão um laço de servocontrole, encarregado de manter constante a corrente em D1. Consequentemente, o nível de corrente em R8 (que serve para compensar a alteração da tensão sobre R7) reflete a temperatura presente no diodo sensor; o amperímetro indica essa corrente, podendo receber então uma escala proporcional, graduada em graus centígrados.

Entretanto, pelo fato de ter sido inserido numa ponte retificadora e só medir correntes num sentido, o amperímetro vai fornecer apenas leituras positivas, não importando se a temperatura de D1 está acima ou abaixo de zero. Em outras palavras, a leitura será a mesma para +10 e -10°C, sendo necessária alguma indicação adicional para valores negativos.

Tirando então proveito da "sub-utilização" de IC1 (do qual foi usada somente a tensão de referência), seu operacional e seu transistor internos foram destacados para o estágio indicador, juntamente com alguns componentes adicionais. O primeiro atua como comparador, recebendo a saída de IC2 e a tensão de referência em suas entradas não inversora e inversora, respectivamente. Assumindo que o circuito esteja calibrado para não gerar deflexão alguma no amperímetro a 0°C, uma queda de temperatura vai elevar o nível de saída em IC2. Sob tais condições, a saída do operacional interno de IC1 irá mudar de estado, ativando o transistor e fazendo acender o LED. Sempre que a temperatura estiver acima de zero, teremos o processo inverso e o LED permanecerá apagado.

Como alternativa a esse sistema de leitura (amperímetro + LED), é possível adotar um voltímetro digital com entrada "flutuante" (ou seja, que possa dispensar o terminal de terra). Ele deve ser usado para medir a tensão sobre o resistor R8, no laço de realimentação, que é proporcional à corrente que passa pelo mesmo e, por conseguinte, à temperatura do diodo sensor. Optando por essa versão do termômetro, pode-se acoplar a saída de IC2 diretamente a R8 — já que o amperímetro, sua ponte retificadora e a rede indicadora de polaridade (R1...R4, T1 e D6) são dispensados; a indicação de temperatura positiva ou negativa, nesse caso, será dada no próprio visor do instrumento. É óbvio, também, que nenhum dos dois terminais do voltímetro deverá ser aterrado.

Montagem e calibração

A confecção de nosso termômetro linear não deve apresentar maiores dificuldades, caso seja utilizada a placa de circuito impresso sugerida (veja a figura 3). Ela prevê espaço, como se pode constatar, até mesmo para o pequeno transformador de alimentação utilizado no projeto. Uma vez montado, o circuito poderá ser alojado em uma pequena caixa plástica, com tamanho e formato que vão depender principalmente da versão escolhida (isto é, instrumento analógico ou digital, permanente ou na forma de um multímetro).

Para o sensor de temperatura recomenda-se um diodo 1N4148; se for necessário, ele poderá ser montado a uma distância razoável da placa. Nas medições de temperatura do ar ambiente, existe a possibilidade de usar esse diodo sem qualquer tipo de revestimento, desde que fique protegido contra danos acidentais. Por outro lado, ao se medir a temperatura de fluidos condutores, o 1N4148 terá que ser eletricamente isolado; atenção, contudo, para que o revestimento empregado seja um bom condutor térmico.

De acordo com o tipo de instrumento utilizado, talvez venha a ser necessário ajustar os valores de R8A e R8B, assim como os limites da faixa de medição. Todas as informações essenciais foram reunidas na tabela 1, englobando os dois tipos de medidor e três diferentes possibilidades de escala para o termômetro. Os pontos de conexão para o voltímetro digital estão representados na própria figura 2.

Antes de dar início ao processo de calibração, é preciso preparar uma certa quantidade de gelo, a partir de água destilada ou desmineralizada. Esse gelo deve ser picado e colocado num local onde possa derreter lentamente. Insere-se então o diodo sensor na massa de gelo em fusão e ajusta-se P1 até que o medidor acuse uma leitura nula; está calibrado assim o ponto de congelamento.

Passando para o outro extremo da escala, deixa-se P2 em sua posição central e mergulha-se o diodo num recipiente com água em ebulição (que também deve ser destilada ou desmineralizada). A tensão sobre R8 pode agora ser ajustada exatamente em 1 V, com o auxílio do trimpot P2. Teoricamente, isto encerra a operação de ajuste; no entanto, caso um termômetro padrão esteja disponível, ele poderá ser usado como referência.

Este prático circuito permite que qualquer voltímetro digital meça tensão e corrente de saída em fontes estabilizadas, dispondo ainda de comutação automática de faixa e de uma rede compensadora, para que a corrente seja medida sem elevar a resistência interna da fonte.

Volt-amperímetro para fontes de alimentação

P. Gabler

Sem eletricidade pouca coisa podemos fazer em eletrônica; nada mais natural, portanto, que a fonte de alimentação ocupe uma posição destacada na lista de prioridades dos profissionais e hobistas da área. A preferida, em geral, é a do tipo ajustável, com uma ampla gama de tensões e capaz de fornecer pelo menos 1 ou 2 A de corrente. Qualquer que seja a complexidade da fonte, porém, ela raramente inclui instrumentos para medir as tensões de saída e as correntes fornecidas; os medidores digitais seriam a melhor opção nesse caso, pelo fato de combinarem uma grande precisão com maior facilidade de leitura.

O circuito que estamos propondo, a título de sugestão, permite que um único voltímetro digital de 3 ou 3,5 dígitos meça tensão e corrente fornecidas, mediante uma simples chave comutadora. Em princípio, portanto, a idéia é destinar o voltímetro exclusivamente à fonte; sabemos, porém, que nem todos vão achar conveniente montar um instrumento desses apenas para monitorar uma fonte. Mas lembramos então do multímetro digital, que já é um acessório bastante comum nas bancadas, e pode ser perfeitamente aproveitado em mais essa tarefa. Tentando então satisfazer ao maior número possível de leitores, providenciamos para que a "interface" proposta permita acoplar fonte e medidor em caráter permanente ou temporário, de acordo com as possibilidades de cada um. E dependendo do tipo de voltímetro usado, ela permite até mesmo a comutação automática das escalas de medição.

Fundamentos

A figura 1 reproduz o diagrama de blocos da conhecida fonte tipo "estabilização série". Ela atua comparando, através de um amplificador diferencial, uma tensão Uref de referência com outra obtida da saída, por meio de Ra e Rb; a saída do amplificador controla um transistor de potência (T), que fica ligado em série com a linha de alimentação. Ela costuma incluir ainda um limitador de corrente. que reage à queda de tensão sobre um resistor-série (Rs). Frequente também é a presença de um resistor de "drenagem" (Rn), para garantir a estabilidade do circuito mesmo com cargas bastante reduzidas.

A corrente de saída poderia ser calculada medindo-se a tensão sobre Rs; infelizmente, porém, esse método não é dos mais precisos, por um motivo que explicaremos mais adiante. Medir a tensão fornecida, por

1

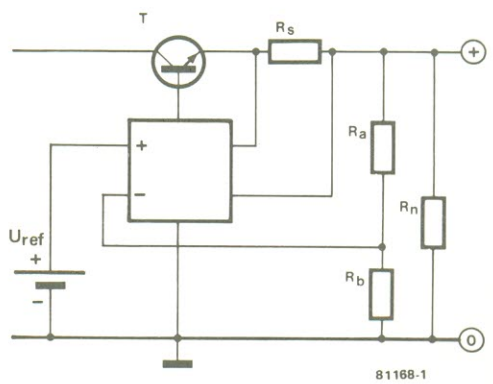


Figura 1 - Princípio que norteia o projeto de fontes estabilizadas: uma amostra de tensão é retirada da saída e depois comparada com uma referência.

2

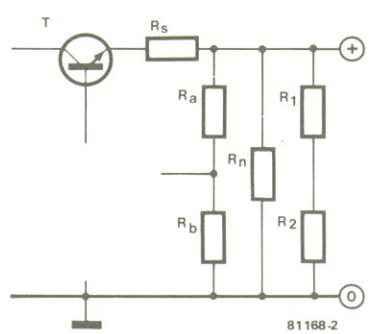


Figura 2 - Identificação dos resistores que servem de carga quando a fonte trabalha em vazio; R1 e R2 foram incluídos para possibilitar a medida da tensão.

outro lado, é uma tarefa das mais simples, pois basta acoplar o voltímetro digital aos terminais de saída da fonte. Não se deve descartar a hipótese de um divisor de tensão, no entanto, já que a menor escala desses voltímetros é de 1 ou 2 V, em média. Estabelecido esse ponto, podemos voltar para a corrente de alimentação.

Na figura 2 vemos o estágio final típico de uma fonte, incluindo o transistor T e os resistores conectados à saída. O par R1/R2 forma o divisor necessário à medida da tensão; o regulador encarrega-se de manter a tensão à direita de Rs num nível constante. Medindo então a tensão sobre Rs (assumindo que seu valor seja conhecido), podemos calcular facilmente a corrente que o atravessa. O caso é que essa não será a "verdadeira" corrente entregue pela fonte, já que outras correntes passam por Ra/Rb, R1/R2 e Rn. Uma forma de contornar o problema seria incluir outro resistor Rs na mesma linha, depois da malha resistiva; tal solução é desaconselhável, entretanto, por elevar a resistência interna da fonte.

Considerando todos esses fatores, o autor chegou a uma alternativa bastante prática. Conforme ilustra a figura 3, o acréscimo de outros dois resistores (R3/R4) converteu a saída do circuito em uma ponte resistiva — onde Rx está substituindo Ra/Rb, R1/R2 e Rn. Se os valores de R3 e R4 forem selecionados de forma que a relação entre eles seja equivalente à existente entre Rs e Rx (ou seja, R3/R4 = Rs/Rx), a tensão diferencial Ud entre os pontos A e B será nula, independentemente da tensão exibida pela fonte.

Uma vez satisfeita essa exigência, a tensão da ponte pode ser usada para se determinar corrente "real" de saída. Isto porque a tensão na ponte é proporcional à corrente que passa por Rs, descontada a que atravessa Rx; deixamos a comprovação desse artifício aos leitores com paixão pela matemática, pois estamos mais interessados no resultado final.

O circuito da interface

Agora que sabemos onde e como medir, podemos colocar nossas idéias em prática. Comecemos pelo diagrama de blocos do circuito definitivo, que aparece na figura 4. A tensão de ponte necessária à medição da corrente foi obtida conectando a junção R3/R4 ao amplificador IC1 e a linha de terra do circuito à junção Rs/R1. A amplificação do IC1 foi estabelecida de modo que ele entregue uma tensão de 1 V ao receber da fonte uma corrente de 1 A. Quanto ao trimpot R4, serve para

3

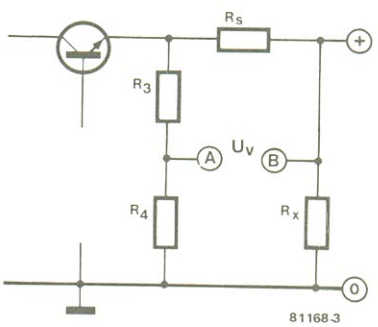


Figura 3 - Acrescentando os resistores R3 e R4 ao esquema da figura anterior, obtêm-se um circuito em ponte.

equilibrar a ponte com ausência de carga na fonte (em outras palavras, de forma que a tensão na ponte seja nula). O diodo e o capacitor instalados logo após o amplificador têm a função de gerar medições dos valores de pico.

A tensão que deixa a fonte é aplicada ao divisor formado por R1/R2 e daí passa para a entrada inversora do amplificador IC2 (já que a polaridade da tensão, na extremidade superior de R1, é negativa em relação à terra da interface). Este segundo amplificador foi implementado de maneira a produzir uma tensão de 1 V ao receber da fonte uma tensão de 10 V. Essa "padronização" em 1 V (ou seja, 1 V por ampère e 1 V para cada 10 V) permite que os níveis de corrente e tensão sejam medidos diretamente, com o voltímetro digital sempre posicionado na escala de 1 V.

E para eliminar totalmente a comutação de escalas durante o uso, foi acrescentado um sistema de chaveamento automático de faixas logo após os amplificadores. Na figura 4, isto é providenciado por outros dois divisores de tensão, seguidos pelos comparadores K1 e K2; cada um deles aciona o divisor correspondente, toda vez que sua tensão de entrada ultrapassa o limite de 1 V. Por fim, chegamos à única e inevitável chave mecânica do circuito, que permite selecionar entre as medições de tensão e corrente.

Execução prática

O esquema elétrico do nosso volt-amperímetro pode ser visto na figura 5. A área dentro da linha tracejada corresponde à fonte estabilizada original, que vai receber a interface. Um dos ramos da ponte é constituído pelo resistor R1 e pelo trimpot P1, sendo este último usado para calibrar a tensão da mesma em 0 V, quando a fonte está sem carga alguma.

A combinação de IC1, D1 e C1, juntamente com os resistores associados, atua como amplificador e retificador de pico. O trimpot P2 tem por função ajustar a amplificação desse estágio, para que a tensão em C1 seja de 1 V quando a fonte estiver fornecendo uma corrente "real" de 1 A.

Logo em seguida o divisor de tensão composto por R6, P3 e R7, que tem o efeito de provocar uma comutação no comparador A1 sempre que o nível aplicado em sua entrada supera 1 V; o nível de limiar, no caso, pode ser ajustado através de P4. Logo que A1 muda de estado, a chave eletrônica ES4 (que estava desativada até então) é acionada, fazendo com que apenas um décimo da tensão original atinja o voltímetro digital. Mas o comparador A1 também aciona A2, que atua no sentido de energizar o relé que vai fazer a comutação para o ponto decimal correto. Conclui-se, portanto, que foram previstas duas escalas para medição de corrente: 1 e 10 A; a calibração do divisor de tensão, na escala maior, é efetuada por meio de P3.

O estágio que permite medir a tensão é essencialmente idêntico ao da corrente, exceto pela exclusão do par diodo/capacitor usado em medidas de pico, que aqui deixou de ser necessário (afinal de contas, o mínimo que se espera de uma fonte estabilizada é que produza uma tensão constante). Uma amostra da tensão de saída é obtida por meio de R2 e aplicada à entrada inversora de IC2 - devido ao fato de a tensão nesse resistor ser negativa em relação ao terra da interface, como já foi explicado. Coube a P5 ajustar a amplificação de IC2, de modo que sua tensão de saída seja 1 V quando a fonte entregar 10 V.

4

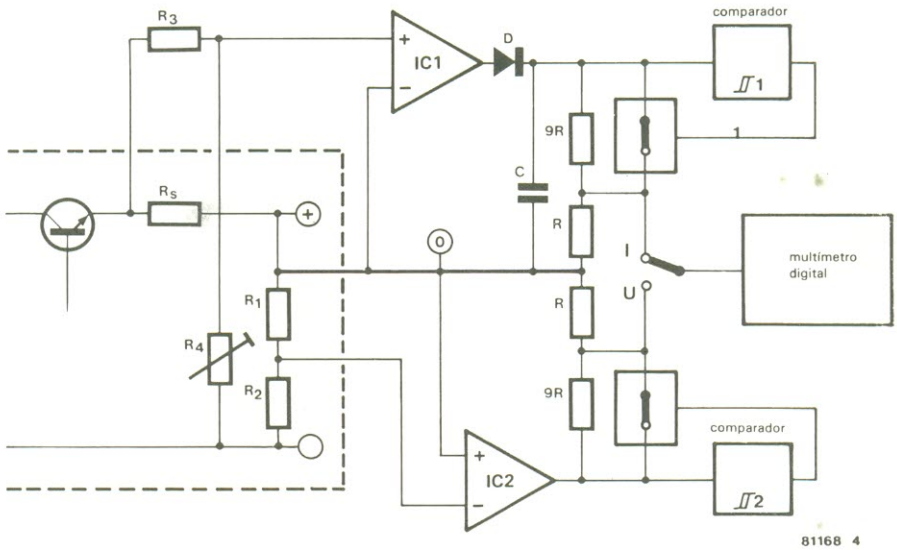


Figura 4 - Diagrama de blocos do circuito de medição da corrente, incluindo a comutação automática de faixa.

5

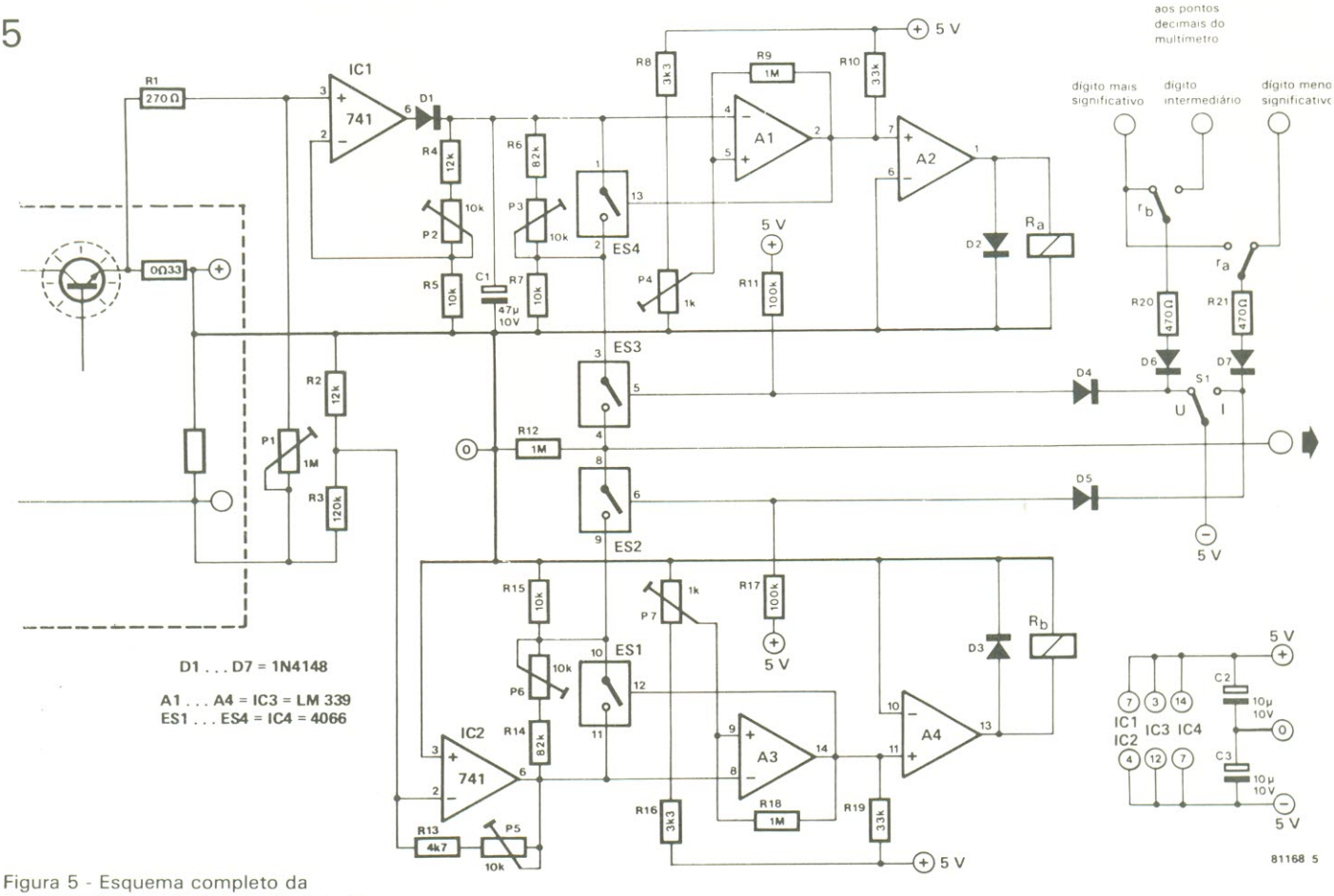


Figura 5 - Esquema completo da "interface" de medição para fontes. Os relés r_a e r_b devem ser do tipo miniatura, não exigindo mais que 16 mA de corrente na bobina.

A saída do comparador A3 deve ser então calibrada por P7, a fim de comutar na presença desse nível de 1 V. Isto por sua vez vai ativar a chave ES1, que foi colocada em série com parte do divisor constituído por R14, P6 e R15 (esse trimpot, a exemplo de P3, serve para calibrar o divisor de tensão). Por intermédio do relé r_b, A4 seleciona (como A2) o ponto decimal adequado a cada leitura; dessa forma, obtém-se as faixas de tensão de 10 e 100 V.

As outras duas chaves eletrônicas do circuito (ES2 e ES3) estão sob o controle da chave mecânica S1, permitindo que o voltímetro digital receba uma das duas tensões produzidas pela interface (isto é, aquela que resulta da corrente de saída ou a que provém diretamente da tensão fornecida pela fonte).

Teoricamente, qualquer voltímetro digital pode ser empregado neste circuito, embora o estágio de comutação dos pontos decimais tenha sido projetado especificamente para modelos que utilizam visores de LEDs, com 7 segmentos, do tipo anodo comum. Se por acaso a parte de mudança automática de escalas não se adaptar ao instrumento utilizado - tal como no caso de voltímetros ou multímetros de cristal líquido, por exemplo - não é motivo para considerar a montagem inútil. Basta eliminar essa parte, ficando apenas com a de medição, e comutar as escalas manualmente; devem ser então omitidos os comparadores A1...A4 com os componentes associados, metade de IC4 (ES1 e ES4) e os relés miniaturizados.

A interface exige uma alimentação simétrica de 5 V, completamente separada da fonte original; isto é vital, pelo fato de a linha de terra do circuito estar acoplada ao pólo positivo da fonte estabilizada. Pode-se deduzir, assim, que o terra da interface nunca deve ser ligado ao terra da fonte. A tensão de 5 V pode ser aproveitada, no entanto, para alimentar o voltímetro digital.

Para encerrar...

É de se esperar que circuitos como este precisem ser calibrados com a devida atenção, para que correspondam com a precisão esperada. Mas antes de passar ao processo de calibração propriamente dito, queremos ressaltar que a etapa de medição da corrente só irá funcionar adequadamente se a resistência final da fonte (sem carga) permanecer constante em qualquer tensão de saída. Na prática, isto significa que a realimentação negativa de IC1 deve ser obtida a partir do cursor do potenciômetro de calibração; como resultado, a resistência total equivalente a Ra/Rb, na figura 1, vai ser constante em qualquer nível de saída. Vamos assumir, além disso, que o voltímetro digital adotado tenha sido previamente calibrado.

Para começar, ajusta-se a fonte para uma saída de 10 V (sem carga) e por meio de P1 determina-se uma tensão nula sobre C1. Utilizando então a tradicional fórmula $U = I \times R$, calcula-se a queda de tensão sobre o resistor de limitação da corrente, na fonte, para uma corrente de 1 A na saída; note que o resistor da figura 5 é de 0,33 ohm, mas esse valor pode variar de uma fonte para outra.

Aplica-se então uma carga, de modo que a fonte passe a fornecer uma corrente de 1 A. Ligando em seguida um voltímetro à entrada não inversora de IC1, pode-se ajustar a tensão que deixa a fonte de forma que a leitura seja idêntica ao valor calculado. Feito isto, a tensão sobre C1 é novamente medida e seu valor ajustado para 1 V com o auxílio de P2. Uma opção melhor seria medir a corrente de saída com um bom amperímetro e então ajustar a tensão em C1 para 1V, mediante uma corrente de 1 A.

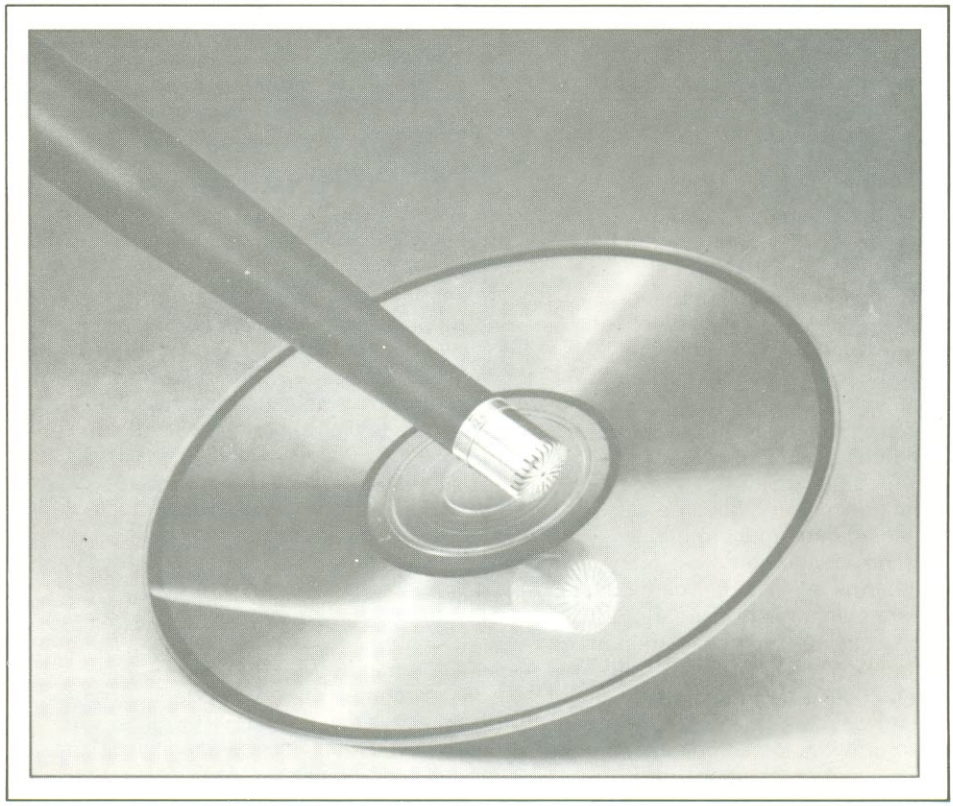
Calibra-se agora P4, de maneira que o comparador A1 mude de estado exatamente com o valor de 1 V na entrada. Quanto ao divisor de tensão R6/P3/R7, deve ser calibrado aplicando-se carga máxima à fonte e depois medindo a tensão sobre C1. Com o voltímetro ligado à saída da interface e S1 na posição "I", pode-se ajustar P3 até que a leitura seja equivalente a um décimo da anterior.

Terminada essa etapa, é a vez do estágio medidor de tensão. Ajusta-se a saída da fonte precisamente em 10 V e a de IC2 em 1V, pela ação de P5. Pula-se então para P7, cujo ajuste deve fazer o comparador A3 mudar de estado no limiar dessa tensão. O divisor R14/P6/R15 recebe uma calibração semelhante à de seu correspondente: deve-se ajustar a fonte para a máxima tensão de saída, medindo-a com um voltímetro; passando então esse instrumento para a saída da interface, com S1 posicionada em "U", gira-se o cursor de P6 até que a leitura corresponda a um décimo da primeira. Para concluir a montagem, é só fazer as interligações requeridas com os pontos decimais do voltímetro digital.

As modernas técnicas de gravação profissional

conclusão

Vamos conhecer agora as técnicas usadas no dia-a-dia dos engenheiros de estúdio, descritas por um deles: David Rideau, que trabalha há mais de dez anos em gravação de áudio para discos e filmes, tanto nos EUA como na Europa. Durante esse período, ele também auxiliou e serviu de consultor na construção de quatro estúdios de gravação, escreveu para um dos maiores periódicos voltados para a indústria fonográfica e produziu vários discos.



Há muito que a Brüel & Kjaer vem determinando padrões nas áreas de acústica e vibração. E se você já "deu voz" a um par de monitores de estúdio, há uma boa chance de que já tenha utilizado um microfone omnidirecional dessa companhia dinamarquesa.

Antes de 1978 eu não havia visto microfones B & K em sessões de gravação. Foi quando encontrei um engenheiro chamado Paul Grupp, que havia modificado o circuito de pré e fonte de um modelo omnidirecional de teste tipo 4113, a fim de tornar seu nível de ruído aceitável para as exigências de estúdio. A primeira aplicação que presenciei foi a gravação de um vocalista sobre um fundo já existente; até então não conhecia um microfone capaz de reproduzir a voz de forma tão clara e precisa.

Desde essa época tenho usado a dupla 4133/4134 em muitas ocasiões, nos poucos estúdios pelo mundo que haviam feito a mesma descoberta. Como é óbvio, a empresa percebeu o potencial de seus produtos e desenvolveu então a Série 4000 de microfones de estúdio, com as mesmas características básicas do par 4133/4134: alta potência e excelentes respostas em frequência e fase, juntamente com uma concepção que assegura um nível de ruído inerentemente baixo.

O desenvolvimento de microfones de estúdio, além de ser um passo evolutivo lógico da B & K, não poderia ocorrer em época mais propícia: com as gravações digitais a todo vapor, novas técnicas analógicas e o ressurgimento da gravação direta em discos, nunca houve tanta necessidade de microfones precisos e com ampla faixa dinâmica.

Procurarei mostrar neste artigo algumas técnicas adotadas na gravação profissional, através do uso e posicionamento adequados de microfones de alta qualidade (no caso, a Série 4000 da Brüel & Kjaer). Não pretendo que elas sejam aceitas como a única possibilidade em cada caso; de fato, som e música exibem características bastante subjetivas, fazendo com que inexistam regras universais sobre a reprodução sonora. Digo apenas que os exemplos que escolhi foram testados e usados com sucesso por mim e outros engenheiros da área, podendo até servir de inspiração para vários colegas de profissão.

Vocais

Esta é sem dúvida uma das aplicações mais difundidas dos microfones omnidirecionais B & K, que proporcionam maior liberdade de movimentos. No arranjo "tradicional" para a gravação de um cantor — utilizando microfones capacitivos tipo cardióide, com grandes diafragmas — podem ocorrer problemas irritantes de posicionamento. À medida que o cantor se aproxima do microfone, ocorre um incremento na região das baixas frequências, devido ao chamado efeito de proximdade. Além disso, a simples presença física desses grandes microfones produz reflexões entre eles e a face do cantor — resultando em modificações na resposta em frequência *in-situ* dos mesmos.

Na prática, o artista geralmente encontra uma distância que seja a mais adequada para o engenheiro ou produtor e procura mantê-la durante toda a gravação; caso contrário, a qualidade sonora pode variar drasticamente. Isto sem falar que o artista também deve prestar atenção em seus "pês", já que tais microfones são bastante suscetíveis a explosões vocais.

Em comparação, trabalhar com a série 4000 quase não exige precauções dessa natureza. Costumo posicionar o microfone a cerca de 30 ou 40 cm dos lábios do cantor, diretamente em frente a eles; nessa posição e com um nível

respeitável de limitação de linha, o cantor passa a ter ampla liberdade de movimento, em todas as direções. Os tipos 4003 e 4006, em particular, são naturalmente insensíveis a explosões vocais e representam portanto a melhor opção em tais aplicações.

Problemas também podem surgir ao se utilizar microfones com diagramas polares do tipo cardióide duplo (ou seja, em forma de oito) para gravar um grupo de cantores de "fundo"; em geral, eles precisam se aglomerar para estar sempre do "lado certo" desse diagrama polar. Caso um deles fique mais para uma das laterais do diagrama, ele é prejudicado em termos de resposta em frequência e sensibilidade.

Minha solução para o problema é o par 4004/4007, devido ao seu grau de omnidirecionalidade ainda mais elevado. Basta apontar o microfone para o teto, deixando a cápsula um pouco abaixo do queixo do menor cantor (figura 1). Com essa disposição, não importando se há dois ou vinte vocalistas, eles podem se reunir em torno do microfone mais descontraidamente — devendo ficar atentos somente ao nível pessoal de voz, em relação à distância que estão do microfone e de seus companheiros.

1



Figura 1 — Colocando os vocalistas ao redor de um B&K omnidirecional, tipo 4004, resolve-se o problema de estar do "lado certo" do microfone.

O piano acústico

Aqui está outro caso em que os omnis dinamarqueses são bastante utilizados, provavelmente devido à sua capacidade de não "colorir" o som em todo o espectro de frequências. Alguns engenheiros simplesmente não entendem como é possível criar uma imagem estereofônica utilizando microfones omnidirecionais; mas como outros engenheiros já provaram, isto não só é possível como bastante vantajoso.

Basicamente, cria-se uma imagem estéreo pela relação entre a distância que separa os microfones e a distância até a fonte sonora. E chega a ser surpreendente quão pouca separação é necessária entre os microfones para que surja uma "imagem" estereofônica estável e bem definida. Claro que isto só é possível se os microfones exibirem uma resposta em frequência extensa e plana, como em nosso caso, resultando numa definição precisa de tempo.

Quando tenho que registrar um grande piano de concerto, numa gravação simultânea, costumo posicionar um microfone 25 cm acima dos martelos, próximo à posição de dó maior no teclado. Coloco então o segundo microfone 30 cm mais além, em direção aos registros inferiores do teclado e também a 25 cm dos martelos. Esse par é capaz de gerar, sozinho, uma imagem estéreo razoável, mas para intensificá-la ainda mais apelo às vezes para um defletor "livremente suspenso".

2

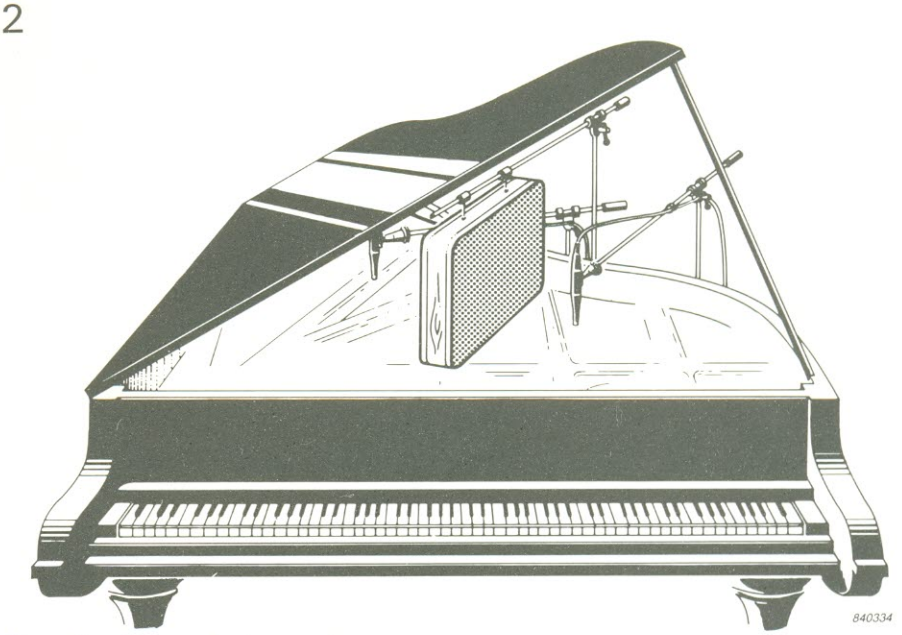


Figura 2 — No caso do piano, pode-se colocar um defletor acústico suspenso entre dois microfones, a fim de criar um efeito estéreo mais intenso.

O defletor consiste de um bloco de madeira medindo 35×35×7,5 cm, revestido nos dois lados com 2,5 cm de isolação semi-rígida (com densidade equivalente a 4,5 libras/pé cúbico ou 0,07 g/cm^3). Ele deve ficar suspenso por um cordão num outro pedestal de microfone e instalado entre os microfones (figura 2). O resultado é um piano com uma excelente imagem estéreo e mesma potência em todas as oitavas. Com os modelos 4004 e 4007, é possível capturar as nuances mais sutis, mantendo ao mesmo tempo uma excelente faixa dinâmica e uma boa resposta a transientes de alta e baixa frequência.

A família das cordas

Os instrumentos de cordas podem se beneficiar bastante da precisão demonstrada pela série 4000 em um campo difuso. É normal que tais instrumentos sejam registrados, tanto isoladamente como em conjunto, incorporando-se a ambiência natural da sala utilizada. Os microfones capacitivos de grandes diafragmas (mesmo com diagrama polar do tipo omnidirecional) costumam gerar uma imagem espacial borrada da "reverberância" da sala. Em contrapartida, a resposta em campo difuso dos modelos 4004 e 4007 é linear até os 11 kHz; e o par 4003/4006, que possui maior diâmetro, é fornecido com um crivo protetor que pode substituir o original e estender a resposta em campo difuso até 15 kHz, aproximadamente.

No caso de seções "normais" de cordas — que são geralmente compostas por 6 a 12 violinos, aos "pares" (ou seja, cada dois músicos lendo uma partitura) — coloco um 4003/4006 com crivo especial apontando diretamente para as cadeiras de cada par de músicos, a uma distância que pode variar entre 1,5 e 2 metros, dependendo das características de reverberação do estúdio utilizado. As violas podem ser tratadas da mesma forma, mas no caso dos violoncelos prefiro instalar o microfone a 25...75 cm de distância; com isto, consigo preservar aquele som "resinoso" gerado pelo movimento do arco, que quase sempre é perdido em gravações desses instrumentos.

Instrumentos de sopro

Os metais, com sua ampla faixa dinâmica e um transiente final por vezes drástico, podem tornar-se um problema sério nas gravações. Para trompetes, trombones, flügelhorns, etc., recomendo os modelos 4004/4007, postados entre 15 e 40 cm da "boca" dos mesmos. No caso do saxofone, adoto a dupla 4003/4006 e a mesma distância, porém favorecendo ligeiramente o lado das válvulas do instrumento; com alguns testes, você pode encontrar a posição ideal de cada músico, que naturalmente varia de acordo com o estilo pessoal. Clarinetas, flautas e casos semelhantes podem utilizar o mesmo par de microfones e uma distância equivalente à dos saxofones; o microfone pode ficar sobre a região das válvulas, na parte central do instrumento.



É preciso ter em mente que em todos os posicionamentos que citei, tanto para os instrumentos de cordas como os de sopro, estou considerando apenas a situação das gravações simultâneas de pequenos grupos de pessoas. Nessas condições, é essencial empregar as chamadas técnicas *"close-miking"* (ou seja, com os microfones bastante próximos dos instrumentos), a fim de proporcionar alguma isolação entre os músicos e para que o engenheiro ou produtor possa controlar quaisquer desequilíbrios que porventura existam no estúdio.

Em disposições mais "clássicas", esses equilíbrios entre instrumentos devem ocorrer de forma mais natural, exigindo então maior distância global dos microfones. Mesmo na gravação simultânea de pequenos grupos, no entanto, um microfone "global" pode mostrar-se bastante útil na criação de uma combinação natural dos instrumentos. Tente colocar um "par estéreo", separado por 30 ou 40 cm, logo atrás do maestro e suspenso 60 a 180 cm acima de sua cabeça — de acordo com o tamanho do grupo e com o pé direito do estúdio. Esse sinal, misturado aos dos microfones individuais, costuma produzir uma combinação das mais agradáveis.



Figura 3 — Gravação simultânea de sax e trompete, com os microfones posicionados a cerca de 20 cm da boca dos instrumentos (cortesia do Easy Sound Studio, *de Copenhagen).*

Violões e guitarras elétricas

Os microfones de B & K permitem obter uma grande clareza na reprodução de violões acústicos com cordas de aço; basta fazer uma instalação semelhante à da figura 5, com o microfone a 25...50 cm de distância da abertura da caixa, para que o artista desfrute da mesma liberdade de movimentos de um cantor. Esta regra vale também, é óbvio, para os demais instrumentos de cordas da mesma família, tais como o violão tradicional (com cordas de náilon ou de tripa), o bandolim e outros.

Em diversas ocasiões, quando utilizei a série 4000 dessa forma, tive que enfrentar "efeitos colaterais" de uma origem inusitada: os temores dos próprios músicos, que nunca haviam visto uma reprodução tão perfeita de seu desempenho. De fato, cada mínimo detalhe que antes passava despercebido, podia ser ouvido claramente. Sempre que tal "realismo" se mostra indesejável, apelo para um microfone capacitivo comum, do tipo cardióide, separado do instrumento pelo dobro da distância em que instalei o modelo B & K; combinando depois ambos os sinais, quase sempre obtenho um produto final com o qual eu e o músico concordamos.

Quanto às guitarras elétricas, admito que sou partidário do som "compacto" proporcionado por um microfone dinâmico postado diretamente em frente à caixa acústica; atribuo essa opinião, em grande parte, à sua limitada resposta em frequência. Mas tenho o hábito de usar também um modelo 4003 ou 4006 a 1,5...3 metros de distância da caixa acústica (figura 6); uma pequena dosagem deste sinal, acrescentado ao sinal original, é capaz de produzir efeitos mais "abertos", impossíveis de se obter eletronicamente. No caso de rock pesado, que emprega caixas maiores, posso até incluir um terceiro microfone (também um 4003 ou 4006, com crivo especial), a uma distância ainda maior — se é uma ambiência do tipo "arena" que o músico está procurando.

As caixas para baixo elétrico são uma outra história: elas se adaptam muito bem à faixa dinâmica e à resposta plana de frequência dos modelos 4004 e 4007. É só colocar o microfone diretamente em frente a elas, a uma distância de 15 a 30 cm, e aplicar a limitação que se julgar adequada.

4

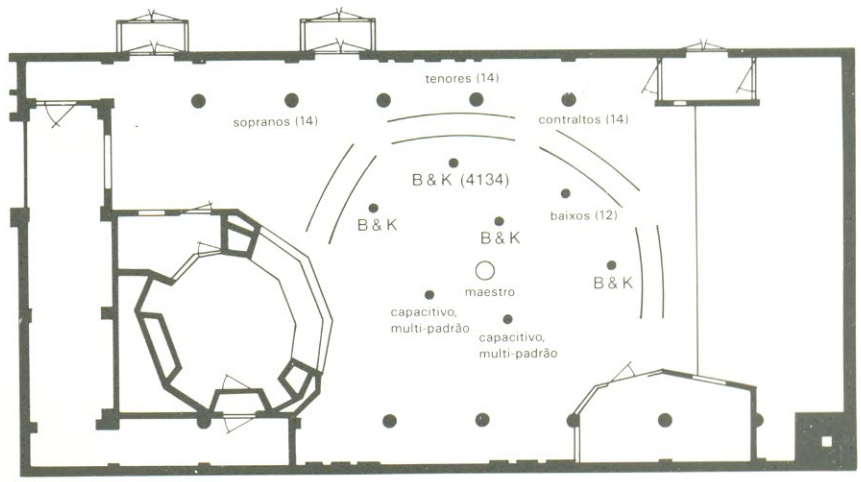


Figura 4 — Posicionamento dos microfones para uma gravação da Companhia Real de Teatro e Ópera, no Easy Sound Studio *de Copenhagen, em agosto de 1981.*

Bateria e percussão

No estúdio moderno, a bateria representa um dos maiores desafios para o engenheiro de gravação. Não é raro que lhe seja cobrado um som "fora de série", enquanto ao mesmo tempo procura manter uma certa isolação dentro do próprio conjunto da bateria, para garantir um controle artístico posterior. Isto sem dúvida acaba implicando em um microfone para cada caixa ou a cada duas caixas — sendo esta última opção a mais recomendável, por ser menos suscetível a problemas de fase. É necessário prever ainda microfones separados para o bombo, o tambor de corda e os pratos, além de outros dois por cima e mais um ou dois para criar ambiência.

Numa situação dessas, é muito difícil atender todo o conjunto somente com microfones omnidirecionais. Prefiro então começar com microfones capacitivos comuns (que possuem diafragmas maiores), ajustados para a configuração cardióide e colocados 7,5...15 cm acima de cada tantã; ou com um microfone desses para cada dois tantãs, posicionado a uma altura ligeiramente maior. Em ambos os casos, o diafragma deve ficar por sobre a borda do tantã, voltado para a parte frontal do conjunto. Para o tambor utilizo, de modo geral, outro microfone dinâmico, que ajuda a isolá-lo dos pratos.

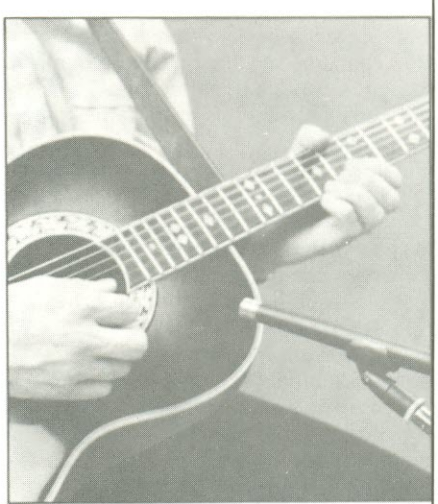


Figura 5 — Violões, bandolins e instrumentos relacionados devem ficar com o microfone próximo das cordas. O autor costuma colocá-lo a 25/50 cm de distância, ligeiramente voltado para a abertura da caixa.

Os modelos 4004 e 4007, por sua vez, são ideais para o bombo em muitas situações, proporcionando um som limpo e com bastante presença. O posicionamento pode variar bastante de acordo com o bombo, mas particularmente aprecio o efeito obtido ao se retirar sua pele frontal e instalar o microfone em seu interior (veja a

figura 7), ligeiramente descentralizado e a 25...50 cm da pele traseira. É sempre bom estar preparado para usar algum tipo de cobertura ou invólucro para o próprio bombo, caso acabe sendo necessária uma maior isolação com o restante da bateria. De qualquer forma, sempre utilizo alguma isolação, mesmo ao adotar microfones do tipo cardióide.

Os modelos B & K podem mostrar realmente todo o seu potencial quando suspensos sobre o conjunto, proporcionando aquele som "transparente" tão desejado para os pratos. O macete consiste em colocar um 4004 ou 4007 em cada lateral da bateria, um pouco para fora dos ombros do baterista e cerca de 30 cm acima de sua cabeça; pode-se então fazer experimentos de "sintonia fina", até a obtenção de uma boa imagem estéreo do conjunto, enquanto se vai checando a reprodução dos pratos. Por fim, é só "mixar" esse sinal com os dos tantãs individuais, caso seja realmente necessário.

Todo profissional do ramo com alguma experiência sabe que quanto mais microfones forem usados para um determinado instrumento, maiores serão as chances de ocorrer problemas de fase. Os omnis da B & K suspensos sobre a bateria podem frequentemente propiciar uma melhor imagem global, nos casos em que os microfones individuais são menos importantes para o produto final.

Lembro-me que uma das melhores gravações de bateria da minha carreira aconteceu numa sessão que eu e um colega engenheiro concordamos em fazer para um grupo que precisava, com urgência, de uma fita "em bruto" para um teste de gravadora. Com tal necessidade em mente, montamos um esquema também rápido e "em bruto" que consistia, entre outras coisas, de microfones dinâmicos no bombo e no tambor de corda e de um único omnidirecional B & K acima da cabeça do baterista. O som dos tantãs e dos pratos ficou impressionante, pela sua clareza e transparência. Infelizmente, vivemos agora num mundo estereofônico; resta saber quanto do som real estamos dispostos a comprometer dessa forma.

Na gravação dos mais variados instrumentos de percussão, onde geralmente imperam os transientes de alta frequência, o par 4004/4007 chega a ser inigualável. Para registrar instrumentos de mão, tal como tamborins, maracas e triângulos, costumo pedir ao músico para ficar entre 75 e 150 cm de distância do microfone, que regulo aproximadamente para a altura do seu peito. Como nesses casos a dinâmica pode variar brutalmente, mantenho sempre um limitador "rápido" inserido na linha.

6

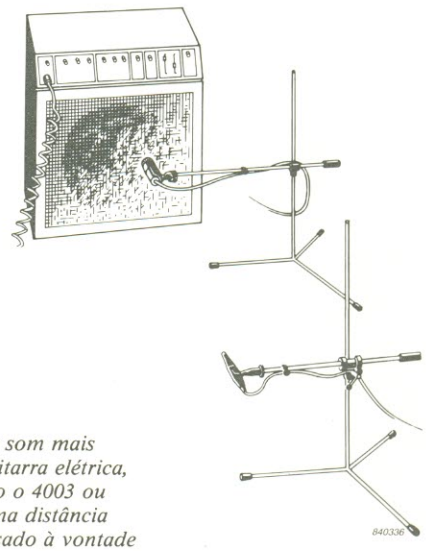


Figura 6 — Para se obter um som mais "aberto" ao registrar uma guitarra elétrica, um segundo microfone (como o 4003 ou 4006) pode ser colocado a uma distância maior da caixa acústica e dosado à vontade com o primeiro.

Para os instrumentos de pele, tal como congas, bongôs e tambores africanos, deixo o microfone tão próximo quanto possível do topo do tambor (25 a 50 cm, em média), sem comprometer a liberdade de movimentos do percussionista. Esse posicionamento preserva aquela "energia" que é frequentemente perdida ao se gravar esses instrumentos. A mesma regra pode ser aplicada com marimbas, vibrafones e glockenspiels.

Algumas aplicações especiais

Voz e efeitos sonoros — O realismo dos omnis B & K me levou a utilizá-los também para gravar voz e efeitos especiais. No decorrer da gravação de vários filmes e inúmeros álbuns, tive a ocasião de registrar com eles o som de vidro quebrando, fogos de artifício, passos e assim por diante, todos com excelentes resultados.

O vazamento "benéfico" — No mundo dos estúdios de gravação, "fuga" ou "vazamento" é considerado palavrão. Durante a maior parte do tempo, os engenheiros fazem malabarismos para manter os níveis tão baixos quanto possível, a fim de evitar que os instrumentos "vazem" para microfones que não lhes foram destinados. De modo geral, essa postura pode ser considerada correta, mas em certas condições é possível tirar proveito do vazamento de forma vantajosa.

Certa vez, por exemplo, fiz a gravação de uma cantora de jazz cujo grupo era composto por bateria, sax, piano e baixo. Ela entendeu perfeitamente o motivo pelo qual tive que usar uma espécie de cabina de bateria, para evitar que esse instrumento "invadisse" todos os outros microfones; mas recusava-se a aceitar a explicação de que ela e os outros membros do grupo não podiam se reunir em torno do grande piano de cauda.

Por fim, concordei com a artista e terminei empregando os omnis da série 4000 no piano, no saxofone e nos vocais, após tentar sem sucesso com vários outros modelos direcionais. Instalei algumas divisórias em pontos estratégicos, mas sem privar os membros do grupo do contato visual direto; passando depois aos testes com os atenuadores, me surpreendi ao verificar que o vazamento não era tão grave como havia antecipado. A "mixagem" foi mesmo simples, envolvendo apenas certos ajustes nos atenuadores, até que pude sentir um equilíbrio razoável entre todos os artistas. Além de alguns acertos nos solos e passagens vocais mais "difíceis", poderia afirmar que o processo todo andou praticamente sozinho.

Claro que havia "invasão" mútua entre todos os instrumentos e

microfones, mas no lugar daquele vazamento inútil que estamos acostumados a ouvir, era algo agradável, que podia ser facilmente combinado com outros sinais, dando origem a um mínimo de coloração de fase. Claro que em casos como esse o posicionamento é crítico, mas com um pouco de paciência e alguns testes pode-se obter resultados compensadores. Pessoalmente, adotei a teoria das distâncias iguais ou múltiplas entre os diversos microfones, deixando 50 cm entre os dois reservados para o piano, 1 metro entre um deles e o dos vocais, outro metro entre este último e o do sax, e assim por diante.

Campos difusos — Graças à sua excelente resposta de fase em todos os ângulos de incidência, a série 4000 pode tornar-se uma boa opção como microfones de ambiência. De fato, essa característica permite que eles respondam fielmente às várias reflexões do som, fornecendo um retrato preciso da acústica ambiental. Sugiro apenas que sejam evitados os cantos da sala de gravação, onde costuma haver uma concentração de graves, e que o engenheiro use simplesmente os ouvidos para julgar.

Mais dimensão nas gravações — Os microfones omnidirecionais podem ser uma útil ferramenta em gravações simultâneas. Muitas das gravações atuais são sacrificadas para exibir uma imagem "unidimensional"; quase sempre, os instrumentos são registrados com microfones tipo cardióide bem próximos, em estúdios geralmente construídos para apresentar uma característica "inerte" (ou seja, tempos de reverberação bastante curtos). Sem o auxílio de reverberação artificial e outros efeitos eletrônicos, esta situação dá origem ao que chamamos de som unidimensional.

O uso criativo de microfones omnidirecionais durante as gravações permite normalmente colocar cada instrumento em seu próprio "espaço", pelo uso da ambiência natural. Isto pode nos ajudar a perceber o que os engenheiros adeptos da bi e tridimensionalidade tentam sintetizar nos estágios de "mixagem" de suas produções.

Conclusão

É preciso deixar bem claro que os microfones que estivemos analisando são instrumentos de precisão; em outras palavras, eles não mentem. Se você for um bom cantor, é assim que será reproduzido por eles; mas se a sua guitarra não passar de uma coisa barata e estridente, a fita vai mostrar a mesma coisa, a não ser que a gravação seja tratada eletronicamente. O mesmo pode ser dito do estúdio: se houver ruídos de fundo indesejáveis e arquitetura inadequada, os microfones vão lhe informar logo que forem ligados. Na prática, porém, esses fatores não devem representar problemas para artistas e estúdios profissionais.

Reafirmo que os microfones do tipo omnidirecional não devem ser excluídos do "hardware" dos bons engenheiros de gravação; eles podem e devem ser incorporados ao nosso crescente arsenal de recursos. Os modelos da série 4000 poderão até modificar algumas de suas idéias básicas sobre gravações de discos. Admito que me influenciaram a adotar uma abordagem mais "clássica" em relação ao posicionamento de microfones nas gravações simultâneas atuais, e a encontrar aqueles pontos de perfeito equilíbrio entre o som direto e o reverberado.

7

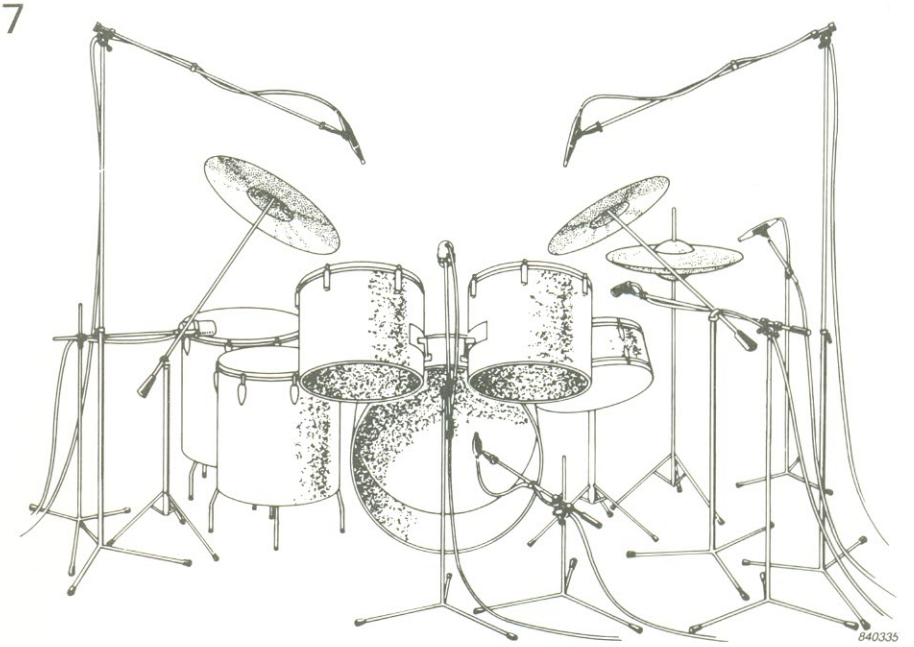


Figura 7 — O moderno som de bateria pode representar um verdadeiro desafio, dada a quantidade de microfones necessária para se obter o efeito global que o artista ou o produtor deseja. Neste caso, um 4004/4007 foi postado dentro do tambor maior, ligeiramente fora de centro, para proporcionar um som limpo e intenso. Um par do mesmo microfone foi instalado por cima dos pratos, conferindo-lhes um som transparente e produzindo uma imagem estéreo precisa de todos os tambores.

Bibliografia

— *The use of B & K omnidirectional microphones for modern recording* — David Rideau, Notas de aplicação Brüel & Kjaer nº BO 0101-12

Novo monitor nacional

A Dynacom Eletrônica está lançando o monitor monocromático MVM 12, considerando o primeiro modelo *multisync* de sua classe em nosso mercado. Sua principal característica reside na possibilidade de se autoconfigurar para trabalhar com placas de vídeo nos padrões CGA, Hércules ou EGA. Entre outros recursos, ele possui uma fonte chaveada que opera entre 90 e 240 V, tubo de 12 polegadas de alta resolução, (800 por 420 pontos, no mínimo), e um sistema de desligamento automático na ausência de sinal. A Dynacom destaca ainda seu chassi totalmente blindado, permitindo que opere sobre um "drive" aberto ou computadores de tampa não metálica.

O MVM-12 foi concebido para o mercado de microcomputadores AT, XT e 386, mas conta também com versões diferenciadas para micros de 8 bits, tais como Apple e MSX, já que vem equipado com entrada para vídeo composto. O preço para o usuário final deverá ficar em torno de 58 OTN's.



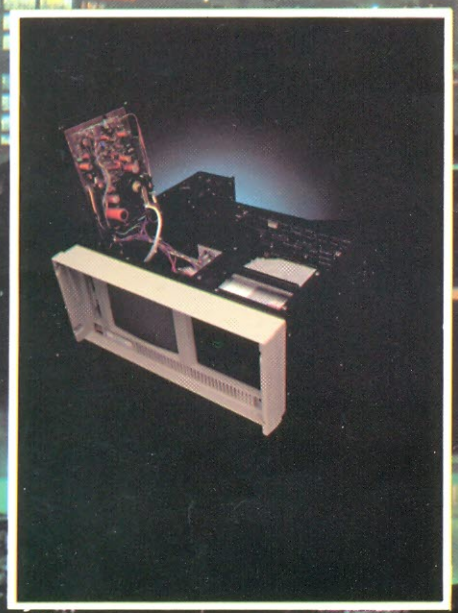


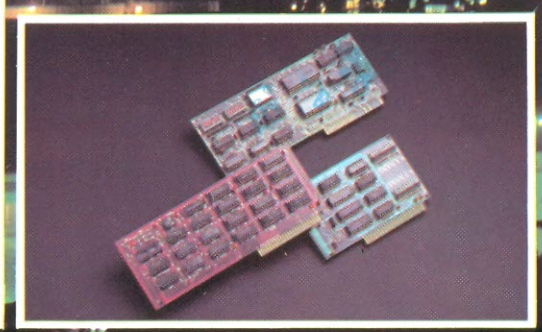
Para converter a Praxis 20 em impressora

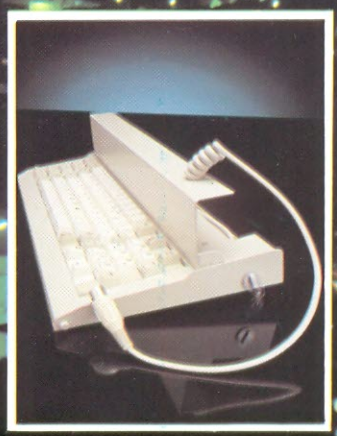
Sem exigir qualquer alteração da máquina de escrever, a nova placa *Interfax-20* da Hastec, permite converter a Praxis 20 em uma impressora margarida, acionada à máxima velocidade. Ela é compatível com a maioria dos micros que dispõe de saída paralela tipo Centronics, tais como PC, MSX, Apple, Sinclair e TRS-80, entre outros. Quanto aos caracteres disponíveis, estão incluídas as tabelas ASCII, ABICOMP, ABNT e EXPERT 1.1. A instalação é gratuita e garantia, de 6 meses, com assistência técnica em todo o país.

FILCRIL

DIMENSÃO METROPOLITANA







FILCRIL

SÃO PAULO
Rua Nova Barão, loja 84 - esq. c/ Barão de Itapetininga - Centro
Tel.: (011) 231-0570

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

RIO DE JANEIRO
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399

