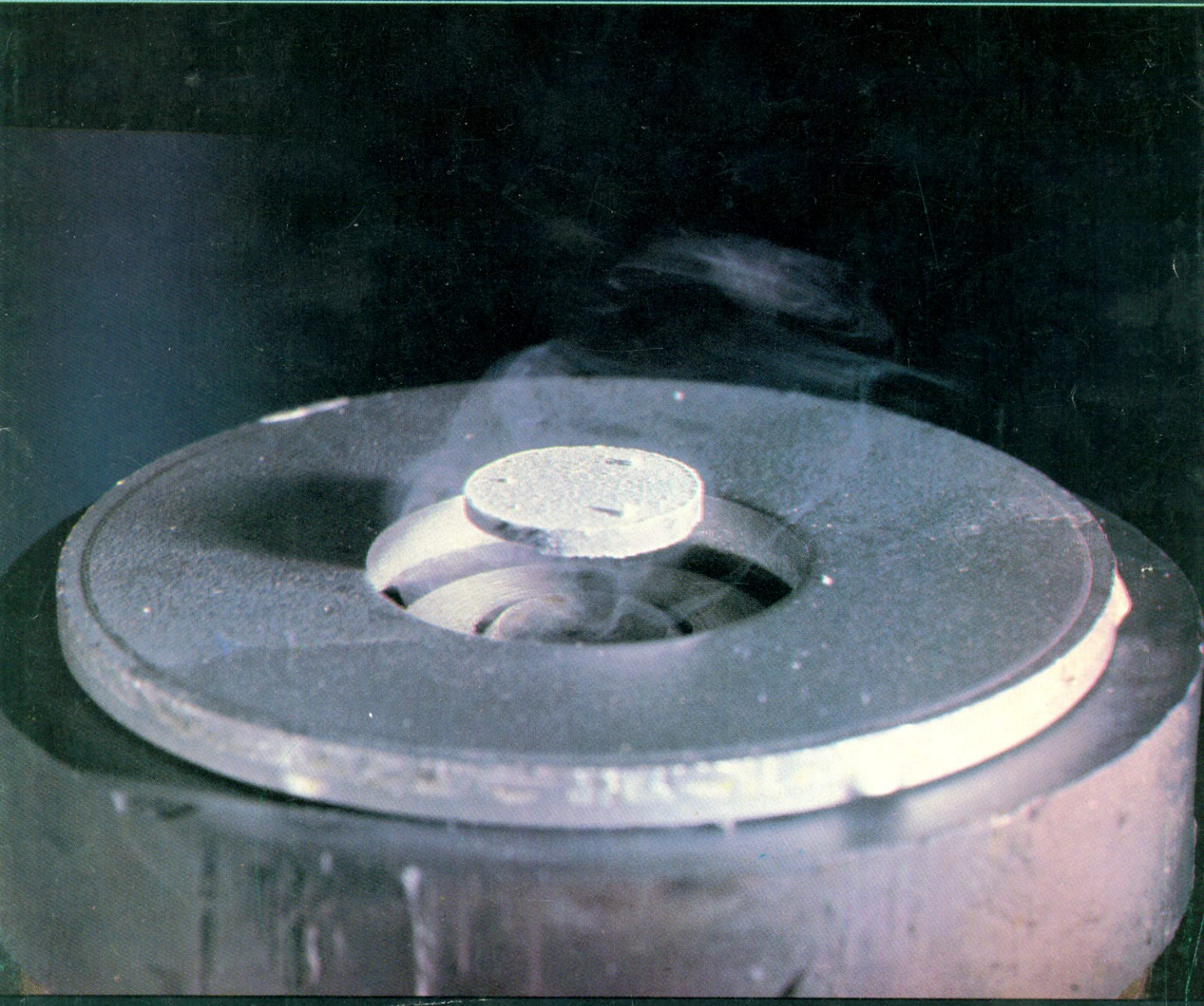
nº 25
agosto
1988

elektor eletrônica

Cz$ 600,00



VOCODERS - a "voz" dos instrumentos musicais

Caixa acústica para graves - Buffer para impressora

COLOR APHOLO

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Incorporando as mais avançadas técnicas na classe de monitores de vídeo de alta resolução, o "Apholo Color", vem preencher uma lacuna para usuários que utilizam softwares e equipamentos gráficos tipo "CAD" ou softwares de "Apresentação de eventos por computador" (desenhos animações etc).

Abrangendo toda gama de cores apresentadas como saída padrão da linha IBM PC/XT. Este monitor torna-se uma importante ferramenta de trabalho, fornecendo uma rápida e clara visualização do trabalho executado.

SUAS CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS SÃO:

- Alimentação - 110/220 volts - 60/50 hertz.
- Sinal de entrada - R, G, B, nível TTL (Conect. DB-9)
- Freq. Vertical - 60 Hz.
- Freq. Horizontal - 15,75 KHz.

CARACTERÍSTICAS DO C.R.T. - POLICROMÁTICO - IN LINE:

- 14 polegadas com 90 graus de ângulo de deflexão.
- Resolução de 720×240 pontos no modo gráfico e 80 colunas por 24 linhas no modo texto. (Fornecidos pelo equipamento).
- Consumo do equipamento: 30 watts.

Desenvolvido originariamente para a área de automação industrial e controle de processos onde se exige um display de alta performance e qualidade, este equipamento também se destinou a área de processamento de dados envolvendo tanto processo industrial como "CAD/CAM, como a área de processamento de dados.



ATS
TECNOLOGIA

ATS - Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Pça. Joaquim Roberto, 30 - CEP 05423 - Fone: (011) 210-3719
Telex: 1138571 - APLS - Pinheiros - São Paulo - SP.

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Selektor 29
Serviço de placas 37
Teletipo 66
Mercado 69

TECNOLOGIA

Por dentro das câmeras gravadoras VHS-C, 8 mm e full-cassette 29
As várias modalidades de *camcorders* existentes, incluindo as diferenças básicas entre elas, principais características e uma relação de marcas e modelos

Vocoders — o que são, como funcionam, suas possibilidades 41
Será que um instrumento musical poderia falar como nós? Conheça a sofisticada técnica da codificação de voz, muito utilizada por músicos e estúdios de gravação

MONTAGENS

Monte seu próprio buffer para impressora 9
Uma interface inteligente para todos os que utilizam continuamente o computador e não podem esperar pela impressão relativamente lenta de documentos ou listagens

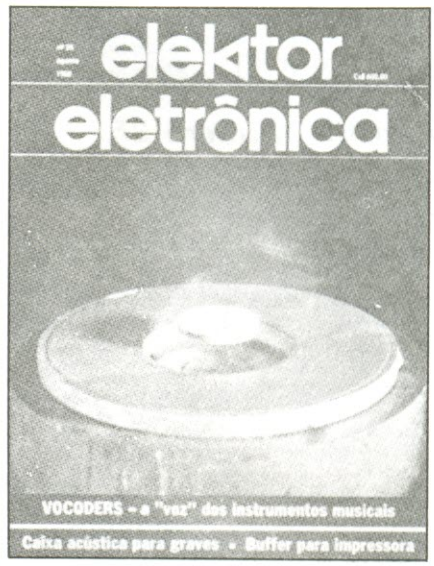
Conta-giros para motores diesel 15
É justo que os veículos a diesel tenham direito a um tacômetro, como os movidos a álcool ou gasolina; basta descobrir o ponto correto para se obter o sinal de temporização

Programador "embutido" de EPROMs 47
Um engenhoso circuito que permite gravar a memória em seu próprio soquete, mediante o auxílio do microprocessador do sistema

Idéias 52
Onze sugestões práticas para áudio

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Caixa inédita para alto-falantes tipo corneta 19
Todo o plano de montagem de uma caixa acústica "klipschorn", para uma perfeita reprodução dos graves em ambientes domésticos



É quase certo que as atenções deverão se voltar, neste número, para os chamados vocoders *ou codificadores de voz, circuitos que podem combinar a fala humana com o som dos mais variados instrumentos — fornecendo passagens musicais com a "voz" característica do instrumento, porém articuladas segundo a fala do locutor ou cantor. Mas analise também o* buffer *para impressora e veja se ele não pode ser útil a você ou a algum amigo que sempre precisou de uma interface como essa, mas nunca teve condições de adquirir um modelo comercial. Nossa versão pode armazenar até 64 kbytes de dados, dispõe de microprocessador próprio e possui uma série de recursos que simplifica tremendamente a impressão por computador. E se você é audiófilo e gosta de fazer experiências com caixas acústicas, vai gostar da "corneta de Klipsch", um modelo específico para graves, projetado com base em uma concepção original dos anos 40; não seria nem preciso dizer que a tarefa exige uma prática razoável em marcenaria.*

A foto da capa mostra um pequeno disco de material supercondutor suspenso no ar, pela ação de um campo magnético. O fenômeno da supercondutividade, incluindo suas implicações práticas e o atual estágio de desenvolvimento, será abordado em uma de nossas próximas edições.

elektor

elektor eletrônica *Elektor edição Brasileira*

Ano III, Número 25, Agosto/88

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

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

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

Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino

Comercial:
Jorge A. Brum Calaça (gerente)

Assistente Administrativa:
Tânia M. C. Batista

Assinaturas: Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

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

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

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

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

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

Composição: GAZETA MERCANTIL

Fotolito: Scat Fotolito

Impressão: Bartira Gráfica e Editora S/A.

Distribuição: FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

códigos

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

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 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 20kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

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

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

Não importa quais as velocidades alegadas para as modernas impressoras: elas continuam exigindo muito tempo para completar listagens mais extensas. Pois aqui apresentamos um sistema interperiférico inteligente, dotado de uma grande área de memória, que pode ser preenchida num instante pelo computador; assim, enquanto esse *buffer* passa a alimentar pacientemente a impressora, o micro fica liberado para outras atividades



Monte seu próprio buffer para impressora

1ª parte

J. M. Smeets

De modo geral, qualquer periférico é lento quando comparado ao computador de controle. Impressoras, traçadores gráficos e modens, por exemplo, exigem arranjos específicos de comunicação com o computador, para que tenham tempo de completar suas tarefas; ele, por sua vez, é inevitavelmente obrigado a esperar até que o periférico esteja pronto para receber novos dados — um flagrante desperdício de tempo para todo o sistema. De fato, muitos programadores são forçados a fazer pausas constantes para um cafezinho, enquanto seus micros cada vez mais rápidos levam um quarto de hora ou mais atendendo uma impressora.

Uma solução possível para esse inconveniente seria a de reservar grandes áreas na memória interna da máquina para as funções de *buffer*, de onde os dados poderiam ser enviados ao periférico por meio de um programa especial, normalmente baseado em interrupções. Mas é evidente que esse reservatório auxiliar controlado por *software* comprometeria boa parte da memória disponível, assim como a velocidade de processamento.

Preferimos, assim, atacar pelo lado do *hardware*, sob a forma de um reservatório externo que utiliza seu próprio microprocessador, uma grande área de RAM, sistema de entrada/saída e um programa específico de controle. Para o micro, esse interperiférico vai se comportar como uma impressora incrivelmente rápida, que aceita ser carregada por uma saída Centronics padrão, mediante um comando apropriado, tal como LPRINT, LLIST ou equivalentes. Uma vez carregado, o *buffer* passa a lidar sozinho com a impressora, enquanto o computador pode se ocupar de outras tarefas.

Características

* Capacidade de retenção para 16, 32 ou 64 mil caracteres
* Texto de partida verifica operação e conexões da impressora
* Modalidades para cancelar avanço de linha e/ou página
* Impressão e cópia de páginas individuais
* Operação de *default* selecionável por chave
* Seleção do número de linhas por página
* Repetição do conteúdo da memória (100 vezes, no máximo)
* Projeto com boa relação custo/desempenho

1

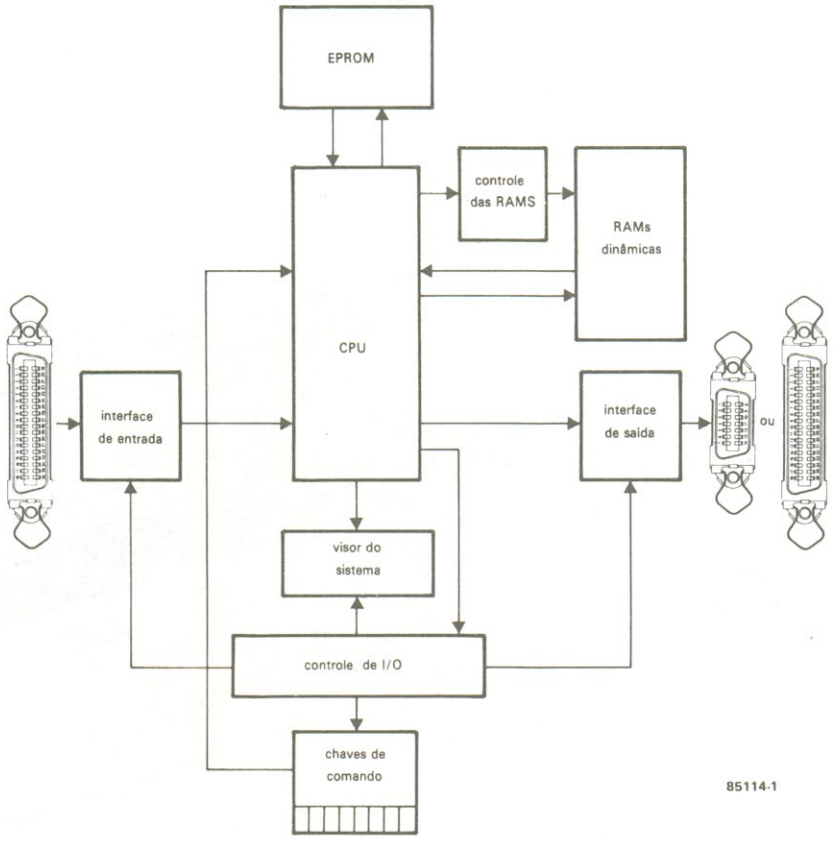


figura 1 — Diagrama de blocos do *buffer* para impressora controlado por microprocessador.

A escolha de componentes para o projeto baseou-se principalmente em sua disponibilidade e baixo custo. Daí a opção pelo microprocessador Z80 e pelas RAMs dinâmicas do tipo 4164, que oferecem um sistema de reforço simplificado, alta velocidade e facilidade de programação em linguagem de máquina.
Lembramos apenas que tanto a entrada como a saída do *buffer* utilizam o padrão Centronics (ou seja, o padrão para interfaces paralelas); assim sendo, as impressoras dotadas de interface RS232 (serial) deverão receber um conversor serial/paralelo apropriado.

O diagrama de blocos

Observando a figura 1, percebe-se logo que a CPU é nitidamente a espinha dorsal do projeto. O *software* do sistema está gravado em uma EPROM, enquanto os dados para impressão são estocados em memórias RAM dinâmicas. O interfaceamento de entrada e saída, como vimos, é paralelo e compatível com a norma Centronics, utilizando todos os sinais de reconhecimento e sincronismo com o micro e a impressora. Este processo, conhecido por *handshaking*, é efetuado pela CPU — assim como as operações de conexão e desconexão do computador e da impressora, tudo através de uma seção de controle de I/O. Para maior facilidade de operação, foram concebidos um prático conjunto de comandos e um visor digital simplificado.

A memória

Como se pode comprovar pelo esquema da figura 2, este *buffer* requer um número relativamente pequeno de componentes, frente aos recursos que dispõe. Outro detalhe interessante é a total ausência de integrados LSI de apoio da família Z80; sua utilização teria resultado em uma placa impressa ainda mais compacta, mas os CIs da linha TTL-LS dão conta do recado e são mais baratos.

O microprocessador lê suas instruções em uma EPROM tipo 2716, começando pelo endereço 0000, assim que a alimentação é ligada. Como essa memória tem sua entrada $\overline{OE}$ (habilitação de saída) acoplada à linha A15 de endereços da CPU, fica evidente que as operações de leitura e gravação envolvendo as RAMs devem ser efetuadas com A15 em nível alto.

O processo de reforço específico da RAM tipo 4164 é normalmente apresentado nos manuais de seus fabricantes. Porém, como este circuito está baseado em uma CPU Z80 e possui uma EPROM inserida nos 64 kB disponíveis para endereçamento, adotou-se um método pouco usual de *refresh*, como veremos no devido tempo. É interessante saber, por enquanto, que a RAM dinâmica 4164 conta com oito entradas multiplexadas de endereçamento (A0...A7), que retêm o byte de endereço mais

2

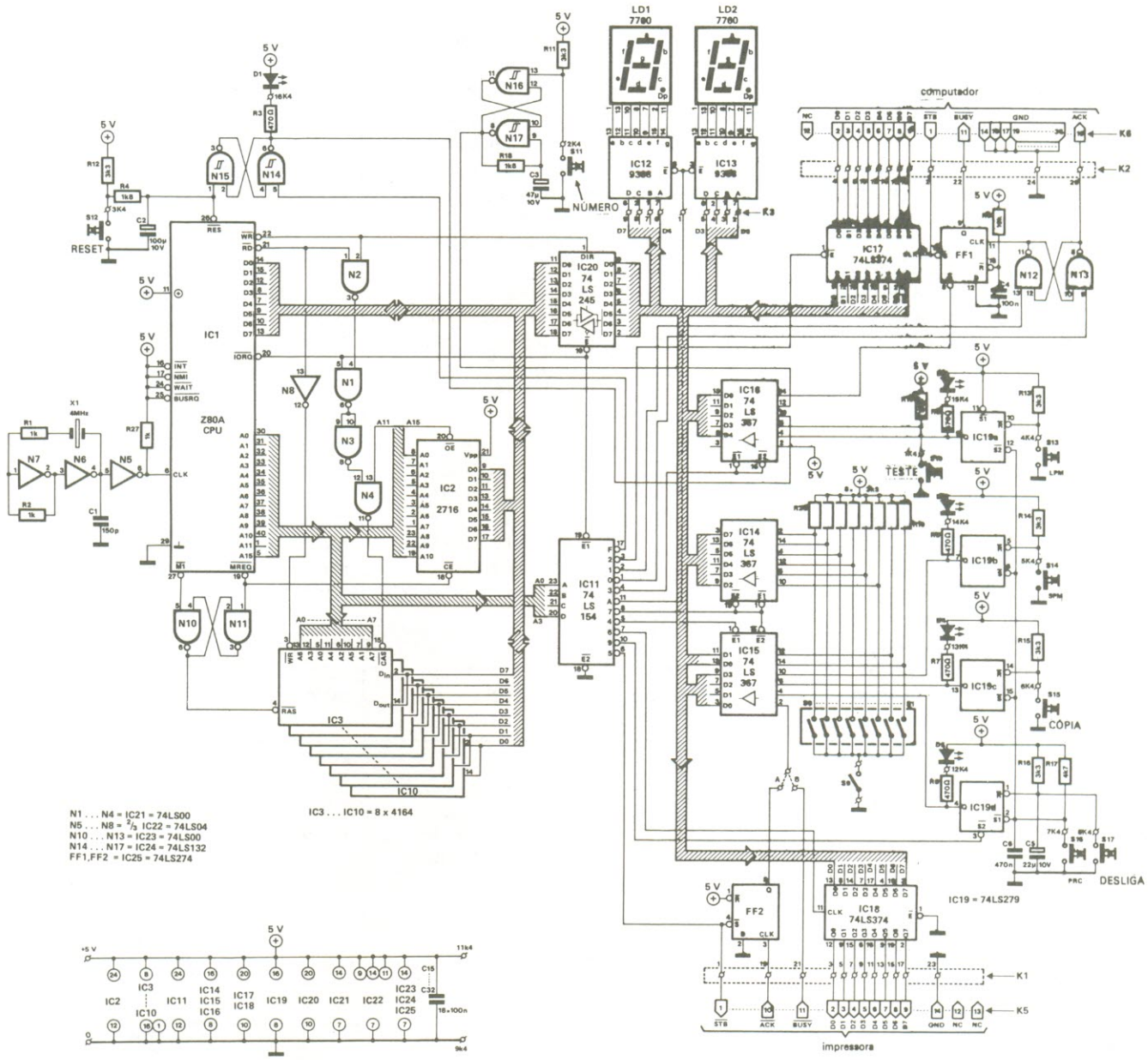


figura 2 — Esquema completo do *buffer* para impressora. O número de RAMs dinâmicas empregadas determina a capacidade de retenção de dados.

significativo quando seu terminal $\overline{RAS}$ (*row address strobe*) se encontra em nível baixo e o menos significativo sempre que o $\overline{CAS}$ (*column address strobe*) está em 0. Dessa maneira, qualquer bit entre os 65536 (64 k) existentes na matriz da memória pode ser selecionado para leitura ou gravação.

Vejamos como são gerados os sinais $\overline{RAS}$ e $\overline{CAS}$ em nosso projeto:

$\overline{RAS}$: os sinais $\overline{M1}$ e $\overline{MREQ}$ da CPU ficam em nível baixo a cada ciclo de busca de instruções da Z80; tal condição mantém em nível alto a saída do biestável N10/N11 e, portanto, também a entrada $\overline{RAS}$. Após o ciclo de busca, o conteúdo do registrador R (de *refresh*, como veremos adiante) é aplicado às entradas A0...A7; a CPU inicia então um ciclo de execução, levando $\overline{MREQ}$ ao nível alto, seguido logo depois por $\overline{M1}$. Somente quanto $\overline{MREQ}$ volta novamente a 0 é que o biestável N10/N11 muda de estado, ativando as linhas $\overline{RAS}$ — que vão permanecer em 0 até o ciclo de busca seguinte.

$\overline{CAS}$: este sinal estará ativo (em nível baixo, portanto) durante cada ciclo de leitura ou gravação da CPU, com A11 em nível alto; A15 também fica em 1, para evitar a habilitação da EPROM. Note que as linhas $\overline{WR}$ da memória estão sendo excitadas por meio da linha $\overline{RD}$ invertida da CPU, a fim de evitar possíveis sobrecargas de *fan-out* na saída $\overline{WR}$ do microprocessador.

Caso sejam necessários apenas 32 kbytes de RAM no *buffer*, pode-se dispensar metade da memória, ficando apenas com IC7...IC10. Nesse caso, cada byte será dividido em dois nibbles pela CPU e guardado em dois locais de 4 bits. Logo que se aplica alimentação ao circuito, a CPU examina a extensão disponível de memória, a fim de estabelecer o método de armazenagem dos caracteres.

É até mesmo possível instalar somente 16 kB de RAM, deixando apenas IC9 e IC10 no circuito — caso em que os bytes serão armazenados e lidos como quatro unidades de 2 bits posicionadas em sequência. Dado o custo do restante do sistema, porém, não há sentido em economizar na área de memória; o melhor seria adotar mesmo todos os 64 k permitidos.

O software de reforço

Como sempre acontece nos projetos baseados em microprocessadores, um *hardware* simplificado implica num esforço adicional de *software*. Entretanto, nos casos em que as instruções adicionais não chegam a comprometer o desempenho do sistema, a "solução pelo *software*" costuma ser preferida sobre uma configuração física equivalente, simplesmente porque sai mais barato e tira-se o máximo proveito do conjunto de instruções do processador.

A Z80A dispõe de um registrador interno para reforço de memória (R), ao qual se pode ter acesso através do acumulador A. Durante cada ciclo de execução de códigos operacionais da CPU, o conteúdo de R é transferido para as saídas de endereçamento da mesma (A0...A6), a fim de especificar uma das 128 linhas das RAMs para um *refresh* coletivo, por meio de um pulso $\overline{RAS}$ (a linha de endereço A7 não é envolvida nesse processo). Assim sendo, apenas RAMs dinâmicas contendo matrizes de 128 linhas por 512 colunas poderão ser empregadas neste projeto.

Após cada um dos ciclos de execução, R é automaticamente incrementado em 1 byte. Esse tipo de reforço feito por *software* e utilizando as linhas multiplexadas de endereço elimina uma boa quantidade de circuitos, além de abrir possibilidades para o chaveamento de bancos de ROM e RAM, dentro da área total endereçável de 64 kbytes. A única desvantagem deste método, como já comentamos, é a utilização de instruções adicionais da CPU.

Toda operação de leitura ou gravação da memória começa posicionando-se em R os 8 bits superiores de endereço (ou seja, o byte mais significativo — MSB). Em seguida, libera-se uma instrução normal de leitura ou gravação, para completar o endereço com os 8 bits inferiores (o byte menos significativo ou LSB).

Observe, porém, que as linhas de endereçamento do MSB — A8, A9, A10, A12, A13 e A14 — ficam "indiferentes" nesse estágio, porque R retém o byte mais significativo correto. Para evitar problemas de contenção de memória com as EPROMs, as linhas A11 e A15 devem ser mantidas em nível alto ao se ler ou gravar nas RAMs.

Um exemplo prático de programação ajudará a esclarecer melhor esta estranha combinação de *refresh* e endereçamento seletivo de RAM, em uma configuração de 64 kbytes. Vamos supor então que o byte (isto é, um caractere que deve ser enviado à impressora) posicionado no endereço 7255_{16} da RAM deva ser deslocado para o acumulador A da CPU, para depois ser transferido para a saída do *buffer*. O programa representado a seguir demonstra que o par de registradores H-L é utilizado como indicador de endereços, com o MSB convertido em FF_{16}, a fim de evitar que a EPROM seja habilitada. O byte mais significativo correto, porém (72_{16}), é carregado em R:

```
2155FF    LD    HL,FF55    ; set virtual RAM address
3E72      LD    A,72       ; load real MSB
ED4F      LD    R,A        ; for RAM R/W
7E        LD    A,(HL)     ; get byte at $7255
                           ; but disable EPROM
```

3

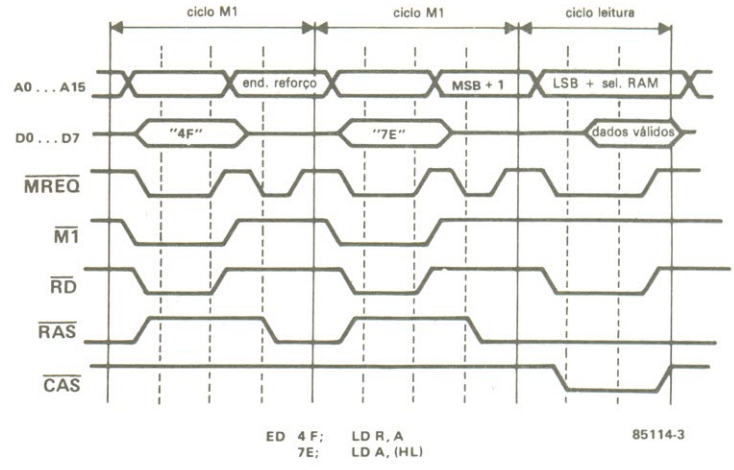


figura 3 — Diagrama de tempos para uma operação de leitura em uma memória RAM.

Na figura 3 pode-se ver o diagrama de tempos correspondente a essa sequência de instruções. Nota-se também a seleção da linha MSB + 1, ao invés da MSB, porque o registrador R é incrementado em um byte após cada ciclo de busca de instruções. Essa pequena falha não cria problemas para o circuito, já que ela ocorre tanto nas operações de gravação como de leitura.

Como o método de endereçamento proposto interrompe os ciclos de reforço da memória, para evitar perda de dados o conteúdo de R deve ser preservado em um registrador auxiliar e restaurado depois de cada operação de leitura ou gravação. Graças ao *clock* de 4 MHz da CPU, no entanto, o pequeno aumento no tempo de reforço demonstra ser insignificante.

O estágio de I/O

O esquema da figura 2 conta com estes circuitos para processar os caracteres da impressora, sob controle da CPU:

— *Seletor de canais de I/O:* um único decodificador/demultiplexador 4 para 16, do tipo 74LS154 (IC11), faz a decodificação das linhas de endereçamento A0...A3 da CPU em 16 sinais de habilitação dos canais de entrada e saída, 11 dos quais utilizados no circuito do *buffer.*

— *Interface de entrada:* O computador que carrega o *buffer* de impressora instala um caractere nas entradas D0...D7 e fornece um pulso de *strobe* $\overline{STB}$, a fim de indicar que os dados são válidos e estáveis. O caractere é transferido, via *clock,* para o biestável octal IC17, enquanto a saída Q do biestável FF1 sinaliza uma condição de "ocupado" (BUSY) para a impressora — ou seja, o circuito precisa de algum tempo para processar o caractere recebido. É evidente que a linha BUSY permancerá ativa bem menos tempo do que com a impressora diretamente ligada ao computador.

Uma instrução IN A, (3) fará a saída 3 do decodificador de I/O (IC1) assumir um nível baixo, que por sua vez vai permitir que IC16 faça a transferência de 4 bits para o acumulador da CPU. Um desses sinais, D0, representa o nível BUSY invertido; caso seja lido com um nível alto, significa que não houve emissão de um pulso de *strobe* pelo computador. Mas quando D0 apresenta nível baixo, porém, o processador do *buffer* sabe que existe um novo caractere à disposição na trava IC17, que pode ser levada ao acumulador por meio da instrução IN A, (2) e posteriormente armazenada nas RAMs.

As instruções seguintes são:

OUT (1), A
OUT (0), A

que provocam um *reset* em BUSY e fornecem um pulso $\overline{ACK}$ para o computador, respectivamente, a fim de preparar as coisas para um novo caractere.

Pode acontecer, no entanto, de o processamento pelo *buffer* mostrar-se rápido a ponto de ser exigido um novo caractere com o pulso $\overline{STB}$ vindo do computador ainda presente; encontrando esse sinal por um período muito longo, o *buffer* vai aceitar o mesmo caractere duas ou até três vezes. Para evitar que isto aconteça, existe a possibilidade de inserir um diferenciador RC junto aos pinos adequados de entrada; voltaremos a falar sobre o assunto na etapa de montagem do circuito, em nossa próxima edição.

— *Interface de saída:* a impressora acoplada ao sistema fornece um pulso $\overline{ACK}$ (reconhecimento), para indicar que está pronta a receber um novo caractere enviado pelo *buffer.* Esse pulso tem o efeito de transferir um nível baixo para o biestável FF2 e chega ao acumulador da CPU como D0, qando IC15 é habilitado com

IN A, (4)

Assim, um nível baixo em D0 indica que outro caractere pode ser retirado da memória do *buffer* e levado para a trava de saída IC18, por meio de

OUT (6), A

Em seguida, um pulso de *strobe* é liberado, através da instrução

OUT (5), A

que também coloca um nível alto na saída de FF2, para indicar que o laço de liberação de caracteres pode ser iniciado mais uma vez.

As chaves de comando

Foi prevista uma série de interruptores de contato momentâneo que permitem gerenciar os vários recursos do *buffer* segundo as necessidades de cada usuário. Existe também um conjunto de chaves DIP internas (S1...S8) para definir a operação de *default;* as seis primeiras (S1...S6) estabelecem o número total de linhas por página, até o máximo de 64 (2^6). A chave S7 permite que o operador elimine espaços (ASCII 20) durante a impressão, enquanto S8 cancela o avanço do formulário pelo computador, se desejado. Com essas duas chaves combinadas, pode-se economizar uma quantidade considerável de papel de impressão em certas aplicações.

Entre as chaves externas, a de TESTE/ + 10 é usada para acionar um processo de verificação do conteúdo da EPROM; caso esteja correto, o número 99 deve aparecer nos visores de sete segmentos. Em seguida, a impressora recebe a mensagem "Elektor Printer Buffer", seguida por todo o conjunto de caracteres ASCII, o que permite conferir a operação e as conexões do *buffer.*

A chave CÓPIA deve ser ativada sempre que for necessário imprimir novamente todo o conteúdo do *buffer.* Antes que isto seja feito, porém, o circuito certifica-se de que o computador deixou de enviar dados — o qual é então desacoplado do *buffer,* como indica o LED CC (computador conectado) apagado, junto à chave RESET.

A função da chave NÚMERO é determinar o número de cópias que devem ser impressas, segundo a indicação dada pelo visor. Para incrementar o número apresentado, basta pressionar seguidamente essa chave; ou então mantê-la pressionada, para tirar proveito do incremento rápido automático.

Quanto à chave RESET, é utilizada para restaurar a conexão entre computador e *buffer* (assinalada pelo LED CC aceso) e predispor este último na modalidade de carregamento de dados.

Por meio da chave SPM (*single page mode* ou modalidade de página única), é possível parar a

impressão após cada comando para avanço de formulário enviado pelo *buffer;* esta modalidade é indicada pelo acendimento de D3. Essa chave deve ser usada em conjunto com a PrC (conexão com a impressora), que permite continuar imprimindo depois da paralisação imposta pelo comando SPM.

Utilizando a chave LPM *(last page mode* ou modalidade da última página) juntamente com a de CÓPIA, pode-se imprimir até 100 cópias da página que acabou de ser impressa (lembrando que o visor fornece a leitura "00" para o valor 100). A chave DESLIGA, por fim, provoca um *reset* em todos os biestáveis internos e desativa qualquer uma das modalidades anteriores.

No que se refere ao *hardware* associado às chaves de função, recomendamos uma outra olhada no esquema da figura 2. Veja que a chave S10 (TESTE/ +10) fica diretamente ligada ao *buffer* IC16, de três estados, sendo lida com D3 pela instrução IN A, (3) da CPU. Observe também que essa instrução lê o status das linhas BUSY, NÚMERO, CC, TESTE e LPM, que aparecem como os bits D0...D4 no acumulador da CPU, para serem testados separadamente, por meio de uma outra instrução.

A chave da função NÚMERO é ligada a IC16 atráves de um estágio anti-rebotes baseado em disparadores Schmitt (N16/N17), que funciona também como um dispositivo de auto-repetição. Sempre que essa chave é pressionada por algum tempo, vai ocorrer uma oscilação numa freqüência de 2 Hz, para acelerar a determinação do número de cópias.

O acionamento da chave RESET permite aplicar um nível lógico baixo à entrada $\overline{\text{RESET}}$ da CPU, além de ativar outro biestável feito com disparadores Schmitt (N13/N14) — o qual faz acender o LED D1 para indicar a condição CC (computador conectado).

A malha formada por C2 e R4 efetua a conexão com o computador, logo após o *buffer* receber alimentação; além disso, a constante de tempo RC evita o rearme imediato do sistema, caso a chave RESET seja acionada por engano ou acidente.

4

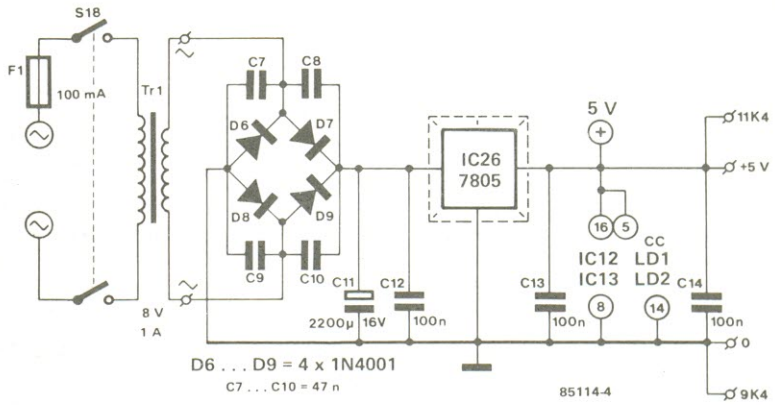


figura 4 — A fonte de alimentação do circuito é de um tipo bastante convencional.

As chaves de comando S13...S17 (LPM, SPM, CÓPIA, PrC e DESLIGA) foram acopladas às entradas de *reset* dos 4 biestáveis tipo SR contidos em IC19. Todos esses biestáveis podem ser ativados por meio da chave DESLIGA (S17), ao passo que o biestável de PrC também se encontra sob controle da CPU, através da instrução OUT (9), A. O capacitor C5 ativa PrC assim que é aplicada a alimentação, enquanto C6 desativa as três funções restantes.

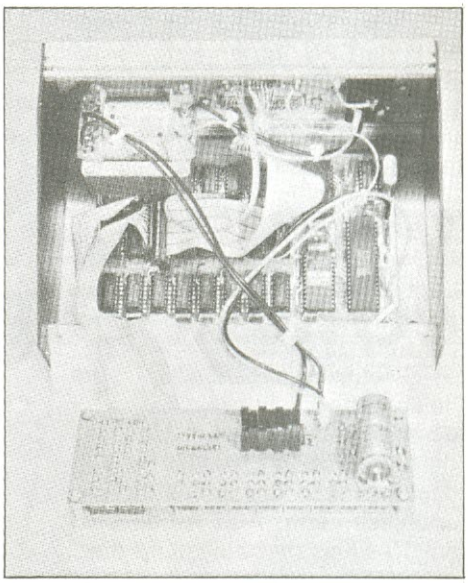
O visor

Os dois visores de 7 segmentos (LD1/LD2) são excitados por dois integrados do tipo 9368 (IC12/IC13), que dispõem de trava interna e representação hexadecimal dos 7 segmentos (0...F). A instrução OUT (0A), A carrega essas travas internas e substitui o valor exibido pelo contido no acumulador.

Logo que o circuito é ligado, o visor indica a àrea disponível de memória RAM: 16, 32 ou 64 kbytes. Caso ocorra um defeito no estágio de armazenagem, o visor apresentará a leitura "0F". Como já dissemos, esse visor exibe também o número de impressões desejadas de um mesmo texto, sob o comando da chave NÚMERO; atenção para o fato, porém, de que a leitura "00" equivale a 100 cópias, nesse caso.

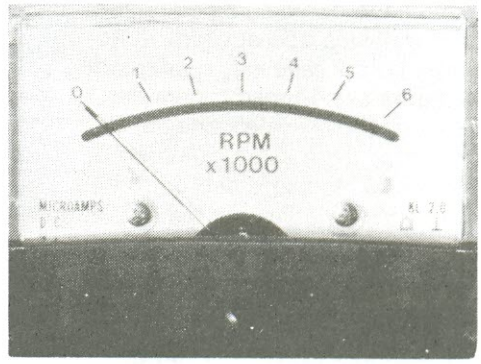
Alimentação

O circuito da fonte projetada especialmente para o *buffer* pode ser visto na figura 4. Não tem nada de especial, podendo fornecer até 700 mA de corrente a 5 V. Para manter a dissipação dentro dos limites razoáveis, a tensão no secundário do transformador deve ser a menor possível; se necessário, orifícios de ventilação poderão ser feitos em pontos estratégicos do gabinete.



No próximo número: toda a montagem e *software* do sistema.

O tacômetro é, com certeza, a mais importante referência do painel de um veículo, depois dos instrumentos obrigatórios. Ele informa continuamente o ritmo de trabalho do motor e, se usado com critério, proporciona economia de combustível, bom desempenho e vida útil mais longa. Todas essas vantagens são igualmente desejáveis no motor diesel, embora este não aceite os conta-giros eletrônicos para veículos a gasolina ou álcool, pelo simples motivo de não possuir um circuito de ignição. Mas nada impede que o sinal necessário seja obtido em outra parte do sistema elétrico — tal como o alternador, por exemplo.



Conta-giros para motores diesel

A dificuldade em se instalar um conta-giros em veículos movidos a óleo diesel não escapou à observação da indústria automobilística. De fato, boa parte dos motores diesel comercializados atualmente dispõe de um terminal adicional na parte externa do alternador (a chamada "conexão W"), cuja finalidade é permitir que a rotação seja medida sem trabalho ou custo desnecessário.

Carros a álcool ou gasolina não exigem nenhuma providência especial nesse sentido, já que a temporização para o tacômetro é obtida normalmente no sistema de ignição. No caso do diesel, porém, não há velas para fazer a combustão da mistura ar/combustível — o principal problema a resolver, antes de se instalar um tacômetro nesse tipo de motor.

É preciso dispor, então, de algum outro parâmetro que seja diretamente proporcional à rotação do motor. Um parâmetro elétrico, de preferência, para facilitar sua aplicação a um circuito eletrônico. Nesses casos, o alternador é sempre uma boa possibilidade, pelo fato de ser um equipamento existente em qualquer veículo e de ser acionado a partir do girabrequim; tem-se a garantia, portanto, de uma rotação proporcional à do próprio motor.

1

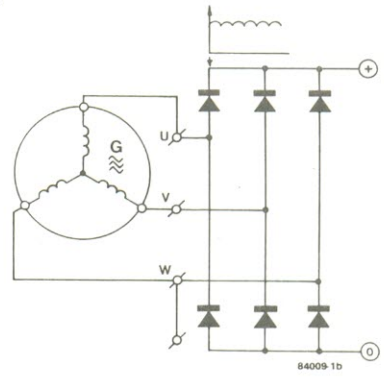


figura 1 — A maioria dos alternadores atuais tem esta configuração, com um retificador formado por seis diodos.

2

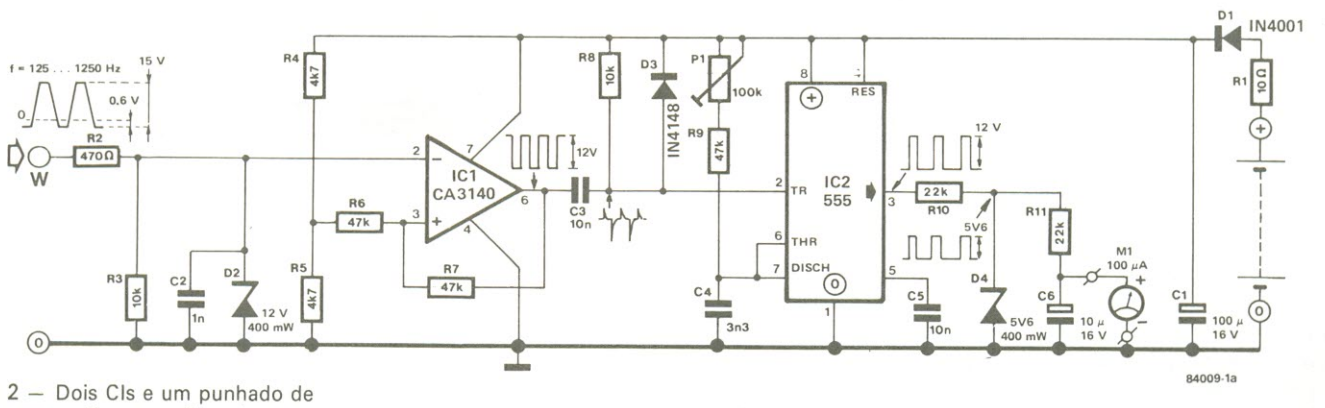


figura 2 — Dois CIs e um punhado de componentes discretos são tudo o que precisamos neste tacômetro para motores diesel.

O típico "circuito" de um alternador, exatamente como é usado na grande maioria dos carros atuais, aparece na figura 1. Como se pode ver, basta fazer uma "tomada" de rotação do motor no ponto U, V ou W; a maior parte dos fabricantes escolhe o ponto W, tornando-o disponível na carcaça externa do alternador.

No caso de veículos equipados com motores que aceitam tanto diesel como gasolina, o alternador costuma ser o mesmo para as duas versões — e a conexão W, portanto, deve estar igualmente acessível. Mas se o seu carro não dispõe de uma ligação dessas, não é motivo para desanimar: mais adiante, na parte de montagem, voltaremos ao problema, com as dicas necessárias para que você mesmo possa criar a conexão adequada.

Na entrada do esquema representado na figura 2 temos um modelo aproximado do sinal entregue pelo alternador. Mas a verdadeira forma do sinal não tem importância; o que nos interessa é sua frequência, que depende diretamente da rotação do motor. Essa frequência normalmente varia entre 125 e 1250 Hz, faixa que pode sofrer pequenas alterações de acordo com o tipo de carro — as quais são perfeitamente "absorvidas" por nosso circuito. Uma vez obtido um sinal de entrada, resta apenas converter as variações de frequência em variações de tensão, o que nos traz ao circuito do tacômetro.

O circuito do conta-giros

O esquema da figura 2 não tem nada de complexo em termos de eletrônica. A alimentação foi conseguida na própria bateria do veículo, através de R1 e do diodo de proteção D1. A resistência e a corrente de entrada (1,5 mA, no máximo) foram definidas pelos resistores R2 e R3; quanto ao sinal pulsado proveniente da conexão W, é limitado em 12 V por meio do zener D2. Qualquer ruído de alta frequência que possa eventualmente surgir é aterrado por C2.

O sinal é então aplicado à entrada inversora do operacional IC1, que opera como disparador Schmitt. A histerese desse estágio gira em torno de 6 V e o sinal liberado por ele (pino 6) tem uma forma de onda retangular, com amplitude de 6 Vpp e frequência correspondente à do sinal original. O sinal oscila continuamente ao redor do nível de 6 V.

A malha diferenciadora C3/R8 converte o sinal retangular em outro com picos agudos, representado na junção desses dois componentes. Os picos positivos são limitados em cerca de 0,65 V pela ação de D3,

3

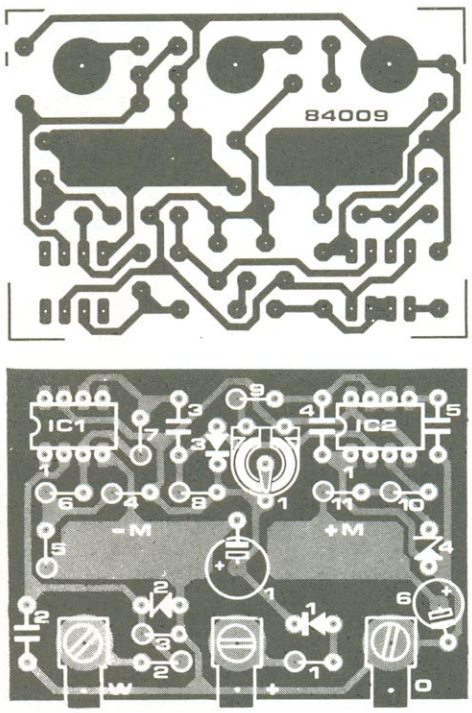


figura 3 — Placa do conta-giros vista de frente e verso. As grandes áreas de cobre têm a função de possibilitar o acoplamento direto com os terminais do microamperímetro.

Lista de componentes

Resistores
R1- 10
R2- 470
R3,R8- 10 k
R4,R5- 4,7 k
R6, R7, R9-47 k
R10,R11- 22 k
P1- trimpot de 100 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 100 µF/16 V
C2- 1 nF
C3,C5- 10 nF
C4- 3,3 nF
C6- 10 µF/16 V

Semicondutores
D1- 1N4001
D2- zener de 12 V, 400 mW
D3- 1N4148
D4- zener de 5,6 V, 400 mW
IC1- CA3140
IC2- 555

Diversos
M1- micro-amperímetro tipo bobina móvel, 100 µA
Placa nº 84009

4

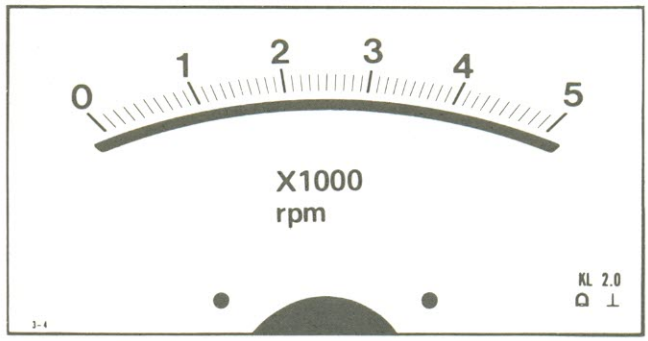


figura 4 — Escala em RPM, adequada para alguns tipos de microamperímetros existentes no mercado.

enquanto os negativos vão disparar o monoestável IC2. A largura do pulso entregue pelo 555 pode ser variada entre 150 e 450 μs por intermédio de P1.

O sinal que deixa IC2 é por sua vez limitado em 5,6 V pelo zener D4, para ser então integrado por R11/C6, antes de chegar ao instrumento de bobina móvel. Como resultado dessa integração, e em parte também pela inércia do microamperímetro, teremos leituras estáveis dos giros do motor.

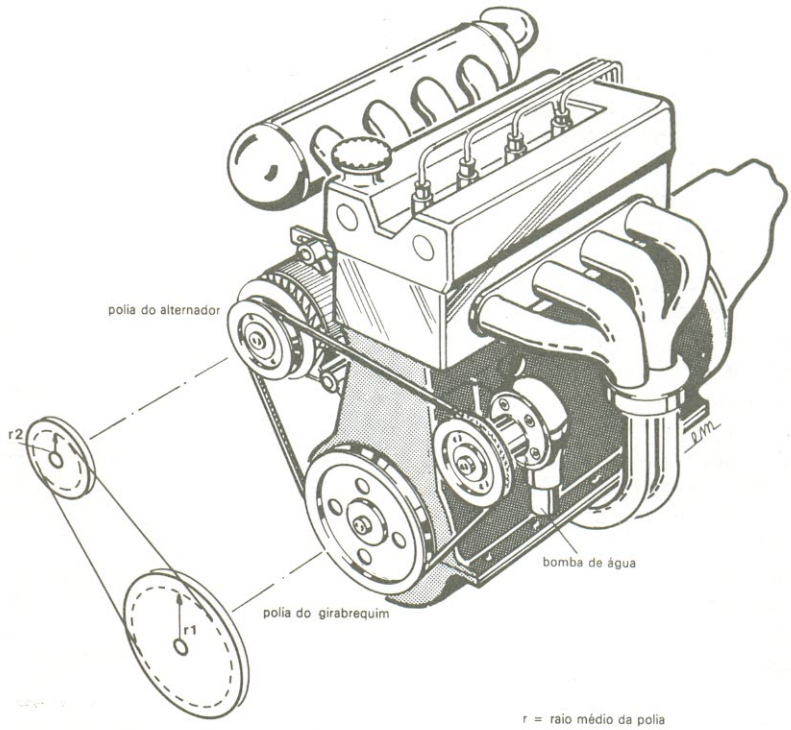
Montagem e calibração

O circuito impresso sugerido para esta montagem foi representado na figura 3, visto pelos dois lados, em escala 1:1. Os pontos que ligam o circuito com o exterior foram feitos propositalmente em dimensões maiores, a fim de facilitar a utilização de conectores do tipo automotivo. Não foram previstos furos para a soldagem do microamperímetro, e sim grandes áreas cobreadas que permitem inúmeras adaptações; assim, a placa tanto pode ser acoplada diretamente aos terminais do instrumento e sustentada por ele, como receber uma furação adequada e ser ligada pela forma convencional. Além disso, este sistema torna o circuito bastante flexível, podendo aceitar microamperímetros de praticamente qualquer tipo e marca.

Não seria nem preciso lembrar que o instrumento deve ser ligado com a polaridade correta. Quanto à escala, é óbvio que vai depender das dimensões e do formato exibidos pelo modelo disponível. A figura 4 sugere uma escala já calibrada, em tamanho natural, que vale especificamente para o tipo de instrumento adotado no protótipo original; outros tipos talvez exijam escalas mais comprimidas ou expandidas, que poderão ser confeccionadas a partir da calibração, por meio de símbolos transferíveis.

A montagem e a instalação do circuito não devem criar grandes problemas. Convém apenas analisar detidamente o alternador do veículo, procurando pela chamada "conexão W"; caso não tenha sido prevista pelo fabricante, a solução é arregaçar as mangas e fazer uma por conta própria.

5



r = raio médio da polia

$$\frac{\text{rotação 1}}{\text{rotação 2}} = \frac{\text{circunferência 1}}{\text{circunferência 2}}$$

onde circunferência = $2\pi r$

figura 5 — A relação existente entre os raios das polias do girabrequim e do alternador pode ser usada para se determinar a razão entre as rotações do motor e do alternador.

TABELA 1 — Exemplo de cálculo

Dados: r1 = 15 cm
r2 = 12 cm
número de pólos (p) = 12
rotação do motor (n) = 3000 RPM

Cálculo:

$$f = \frac{r2}{r1} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{1}{60} \cdot n$$

$$f = \frac{15}{12} \cdot \frac{12}{2} \cdot \frac{1}{60} \cdot 3000$$

$$f = 375 \text{ Hz}$$

tabela 1 — Uma vez conhecidos os raios das polias acopladas ao girabrequim (r1) e ao alternador (r2), é possível calcular a frequência do sinal fornecido por este último, em uma determinada rotação do motor (3000 RPM, no caso).

Felizmente, não é uma tarefa das mais complexas: basta seguir o esquema da figura 1 e localizar um dos três pontos situados no acoplamento entre anodo e catodo de dois diodos, no interior do alternador. Para os objetivos em vista, qualquer um dos três pode ser "puxado" para o exterior e proporcionar a conexão desejada.

Resolvida essa etapa, é hora de pensar na calibração do conta-giros, que pode ser feita por três métodos distintos. O mais conveniente deles consiste em utilizar um tacômetro portátil, que poderia ser emprestado de uma oficina especializada (mediante gorjetas e/ou contatos adequados). A coisa toda será bem mais rápida se for possível recrutar um assistente.

Começa-se acelerando o motor até 2/3 de sua rotação máxima, aproximadamente. Cabe ao assistente medir essa rotação, diretamente no girabrequim, através do tacômetro portátil; informado sobre a leitura, o "titular" tem condições então de calibrar o conta-giros, por meio do trimpot P1.

O segundo método de calibração envolve um pouco de matemática, mas dispensa o tacômetro de referência. Conhecendo a relação RPM-km/h do veículo em suas várias marchas, pode-se calcular a rotação desenvolvida pelo motor para uma determinada velocidade, em uma marcha específica. Guiando depois por um trecho reto de estada, mantém-se uma velocidade estável, no valor correspondente à rotação conhecida, e o assistente (agora indispensável) faz os necessários ajustes no instrumento. A desvantagem, no caso, reside no uso do velocímetro como referência, que acarreta erros de leitura maiores que no primeiro método.

Como terceira opção, resta a possibilidade de medir cuidadosamente os diâmetros das polias acopladas ao girabrequim e ao alternador, obtendo assim o material necessário para o cálculo da razão entre as duas rotações (motor e alternador); veja um exemplo na figura 5. A partir dos dados técnicos do alternador, a relação entre sua rotação e a frequência do sinal "W" pode ser determinada.

Assim, considerando um modelo de 12 pólos, a frequência será exatamente seis vezes maior que a rotação; a tabela 1 dá um exemplo desse tipo de cálculo. Com base nessa informação, por fim, a calibração é feita tranquilamente numa bancada, mediante um sinal com 14 V de amplitude, fornecido por um gerador senoidal.

6

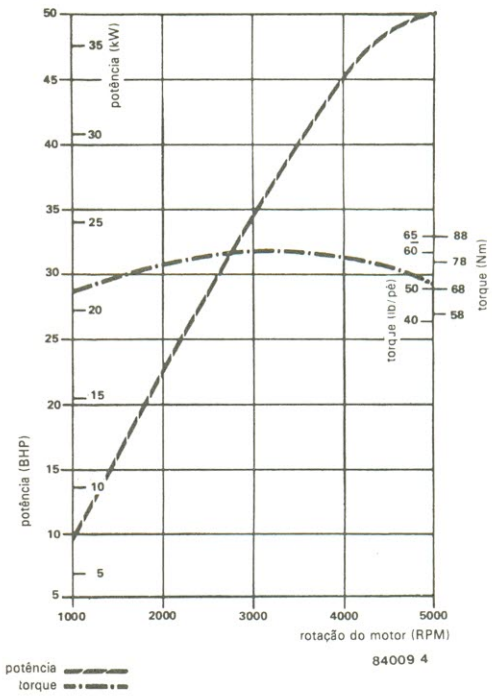


figura 6 — Relacionando potência e torque com rotação, estas curvas dizem muito sobre o funcionamento do motor e permitem fazer um uso mais inteligente do tacômetro.

Usando o conta-giros

Não é nosso objetivo ensinar as pessoas a dirigirem seus automóveis, mas apenas como tirar o maior proveito de um conta-giros (qualquer conta-giros). Gráficos como os da figura 6, por exemplo, podem fornecer muita informação sobre o motor de um veículo; eles mostram o comportamento da potência e do torque de acordo com a rotação do motor, para o caso específico do Volkswagen Golf, veículo a diesel razoavelmente comum na Europa.

Como se vê, a rotação do motor cobre a faixa de 1000 a 5000 RPM. Uma das curvas mostra que a potência aumenta quase linearmente com a rotação, até cerca de 4000 RPM; passando esse limite, a potência deixa de crescer no mesmo ritmo, provocando assim uma redução na aceleração. Este é um dado muito importante para o motorista, especialmente em caso de ultrapassagens, por exemplo.

O torque também depende da rotação do motor, embora a maior rotação não corresponda ao torque máximo; esta condição propicia, na verdade, a operação mais eficiente e econômica do motor, fato utilizado diariamente por todos os que desejam dirigir mais racionalmente. Prova de que o tacômetro pode ser tão útil ao motorista comum, no trânsito do dia a dia, como aos pilotos profissionais. ◀

Os alto-falantes modelo corneta proporcionam elevada eficiência e um bom desempenho nos graves, mas seu tamanho os torna inviáveis em diversas aplicações. Propondo uma solução para o caso, temos aqui um projeto de caixa acústica desenvolvido para ambientes domésticos típicos; o autor tomou por base antigos trabalhos sobre o tema, realizados por outros pesquisadores.

Caixa inédita para alto-falantes tipo corneta

R. M. Harris

O elo mais fraco de qualquer sistema de áudio é indubitavelmente o transdutor acústico, mais conhecido como alto-falante. De fato, as técnicas de gravação sonora estão atingindo níveis cada vez mais elevados de precisão e redução de ruído, através de circuito digitais e discos a laser. Os amplificadores podem ser aperfeiçoados em qualquer grau que se deseje, desde que o custo compense, exibindo valores nunca vistos de distorção harmônica e por intermodulação. Em suma, já é possível reproduzir o som com toda a fidelidade, de CC a RF, mas apenas em termos de sinais elétricos. É que enquanto a eletrônica evoluiu das válvulas até os circuitos integrados, passando pelos transistores, o alto-falante pouco mudou em sua essência, desde que foi inventado, em 1925.

Reproduzindo as baixas freqüências

Como a propagação das médias e altas frequências é caracterizada por ondas sonoras de pequena amplitude, que tendem a simplificar vários problemas de projeto, resolvemos restringir esta artigo à obtenção de uma boa reprodução dos graves.

Dois fenômenos físicos são responsabilizados por grande parte dos problemas encontrados pelos projetistas nas baixas freqüências. O primeiro deles faz com que, no caso de uma onda sonora de propagação uniforme, a pressão "p" e a velocidade das partículas "u" estejam relacionadas em termos da impedância acústica específica do meio (o ar, no caso):

$$p/u = Zo \qquad [1]$$

onde

$$Zo = \varrho oc \qquad [2]$$

na qual temos "ϱo" como a densidade do meio e "c" como a velocidade do som nesse meio.

Por outro lado, em um determinado ponto do espaço, o deslocamento instantâneo das partículas ("y") de uma onda sonora senoidal, com amplitude "a" e freqüência "f", é dada por

$$y = \text{sen}\, 2\pi ft \qquad [3]$$

enquanto a velocidade instantânea equivale a

$$u_t = dy/dt = 2\pi af\cos 2\pi ft \qquad [4]$$

e a velocidade máxima, a

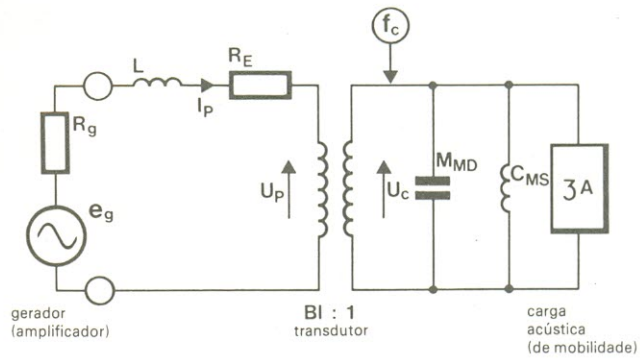
$$u = 2\pi fa \qquad [5]$$

Considerando um determinado nível de pressão sonora (SPL) de "p", a amplitude pode ser dada por

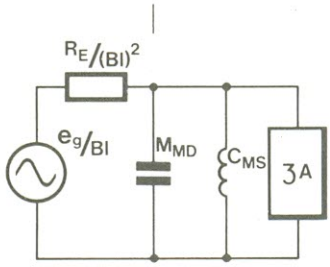
$$a = u/2\pi f \qquad [6]$$

$$= Zop/2\pi f \qquad [7]$$

1a



b



As equações (6) e (7) simplesmente atestam que a amplitude aumenta à medida que diminui a freqüência do som.

O segundo fenômeno provoca, em baixas freqüências, um comprimento de onda acústico bem maior que as dimensões da fonte sonora. Isto resulta na irradiação de frentes de onda esféricas por uma fonte que é, na verdade, pontual. A impedância acústica específica, "Zs", não é a mesma para ondas divergentes, como se pode comprovar pela fórmula genérica

$$Z_s = \frac{p}{u} =$$

$$\frac{\varrho_o c k r}{\sqrt{1 + k^2 r^2}} \; 90° - \text{arctg } kr \qquad [8]$$

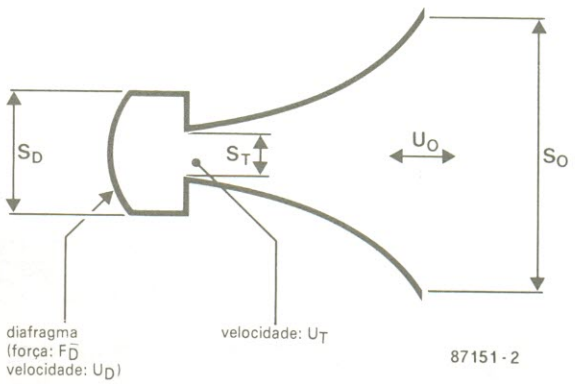
onde "r" é a distância radial até a fonte sonora pontual e $k = 2\pi/\lambda$.

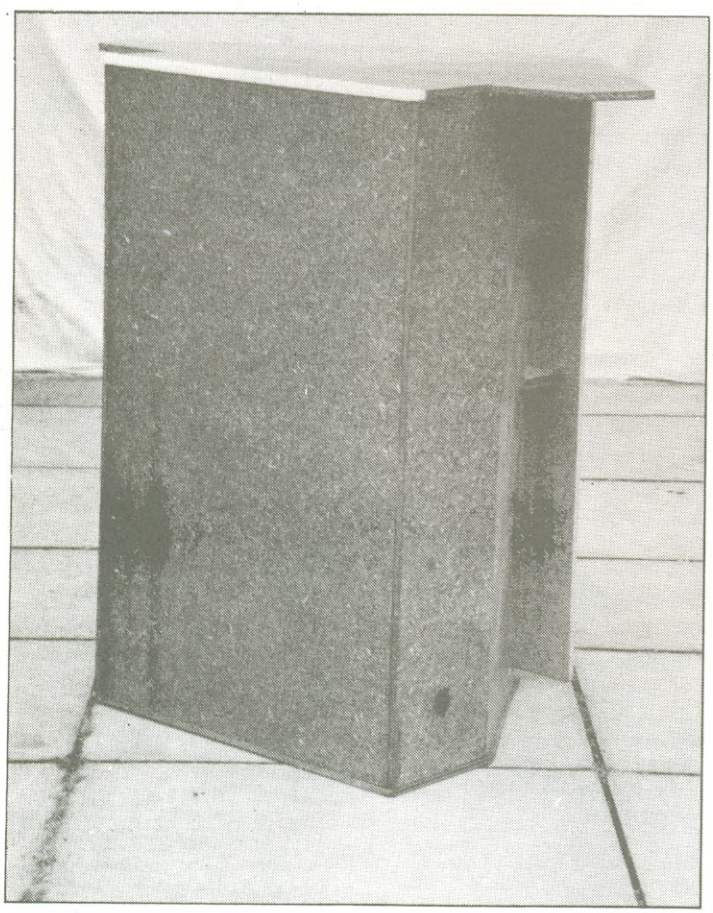
Quando $kr >> 1$ ($r >> \lambda/2\pi$), a magnitude de Zs aproxima-se do valor correspondente a uma onda uniforme ($\varrho_o c$), ficando "u" em fase com "p". Para $kr = 1$, Zs vai para zero e "u" tende a ficar em quadratura de fase com "p". A parte real de Zs (que é geralmente um número complexo) cai a zero juntamente com r^2 — significando que o "descasamento" entre o transdutor e o meio piora em proporção direta com o quadrado do comprimento de onda.

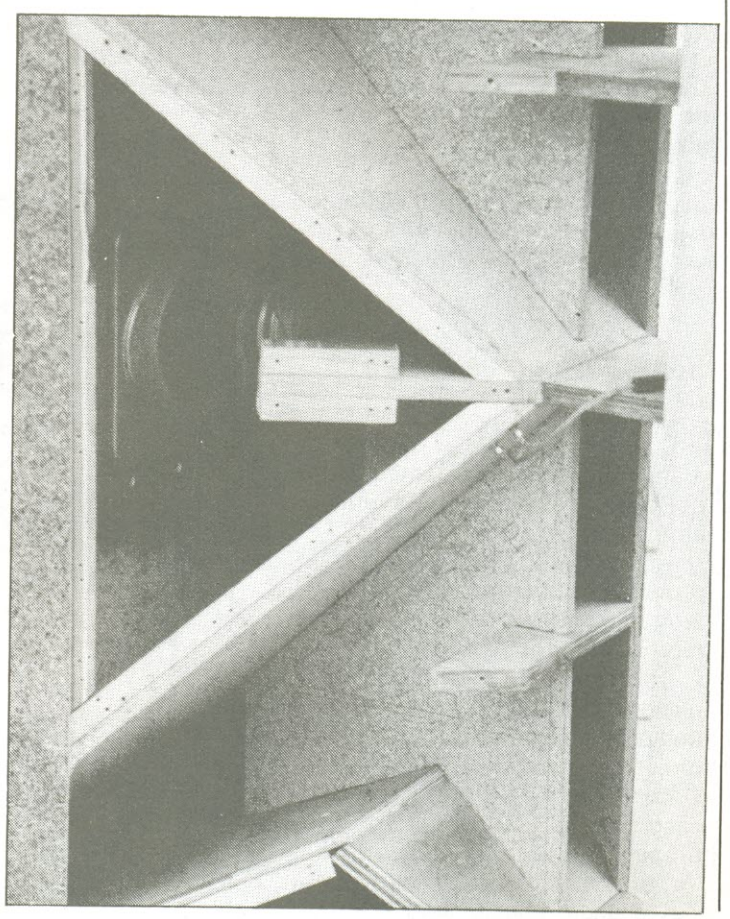
O corolário, portanto, é que o cone do alto-falante deve executar movimentos mais amplos para manter um SPL constante nas freqüências inferiores, caso Zs permaneça constante. Mas se Zs (e sua parte real, mais especificamente) decair nas baixas freqüências, a situação se agravará. Incluindo assim todos os efeitos, a amplitude do cone precisa variar na proporção de λ^3 ou f^{-3}.

Essa análise genérica levanta o problema central com que nos defrontamos para obter uma eficiente reprodução dos graves. Assim, grandes amplitudes resultam comprometidas nos falantes de bobina móvel, que introduzem não só obstáculos mecânicos, como também distorção. Alguns pesquisadores são de opinião (veja ref. 1) que

2







qualquer movimento do cone acarreta alguma distorção; e quanto mais ele se move, tanto maior a distorção produzida. O fato é que nossos ouvidos, infelizmente, são sensíveis mesmo a níveis baixíssimos de distorção, especialmente a de intermodulação.

O conceito de converter energia elétrica em acústica envolve princípios de casamento de impedâncias e transdutores. Para não entrarmos nos meandros das teorias de acústica, vamos adotar um tratamento simplificado do assunto: o da analogia elétrica.

Assim sendo, o sistema completo de reprodução sonora, desde o amplificador até o ar, pode ser representado por um circuito elétrico equivalente, como o da figura 1a. O gerador de tensão constante exibe uma resistência interna (Rg) de 0,2 ohm, valor típico para a maioria dos modernos amplificadores. A bobina do alto-falante contribui com a indutância L e com uma resistência pura (R).

A função principal do alto-falante é a de transdutor de energia, que pode ser representado como um transformador exibindo uma relação de espiras de Bl:1. Nesse caso, a corrente primária Ip dá origem a uma força fc no circuito do secundário; e a tensão induzida de volta no primário, Vp, reflete a velocidade da bobina (u_c). Portanto,

$$I_P = f_c/Bl \text{ e } V_P = Blu_c.$$

A impedância do primário (Z1) está relacionada com a do secundário (Z2) da seguinte forma:

$$Z_1 = V_P/I_P$$

e

$$Z_2 = u_c/f_c$$

que vai resultar em

$$Z_1 = (Bl)^2 Z_2 \qquad [9]$$

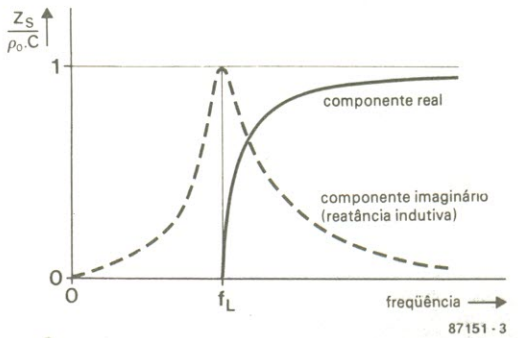
Bl, portanto, é o fator da força magnetomotriz, normalmente medido em tesla por metro ($T.m^{-1}$).

Como se pode ver, no circuito do secundário a impedância corresponde ao inverso da conhecida analogia mecânica, onde tensão equivale à força e corrente à velocidade. No presente caso, denominado sistema de mobilidade (veja ref. 2), a inércia torna-se uma capacitância em paralelo, enquanto a resistência de elasticidade é representada por uma indutância, também em paralelo.

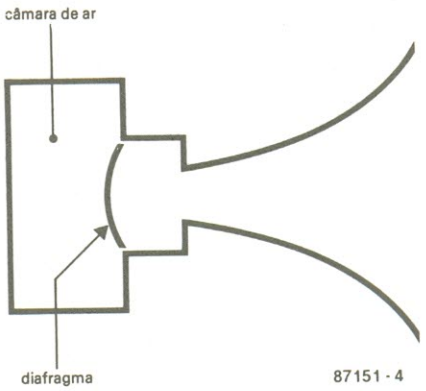
Assim, a massa móvel do alto-falante corresponde à capacitância M_{MD}, enquanto a rigidez de sua suspensão e qualquer volume incluído de ar (tal como em projetos de defletores infinitos, por exemplo) são representados em conjunto pela indutância C_{MS}. A carga acústica, por sua vez, é assumida pela mobilidade acústica 3_A, que é a recíproca da impedância acústica.

Para se obter a máxima transferência de energia, os efeitos bloqueadores da inércia e da rigidez mecânicas devem ser minimizados. No sistema de

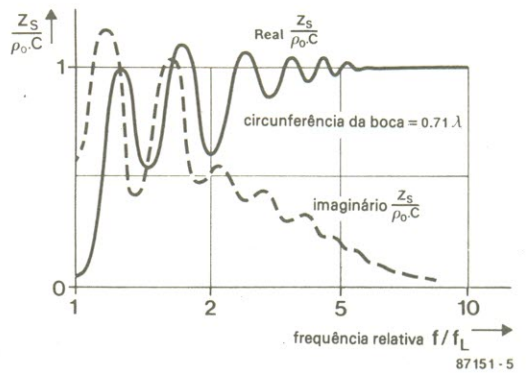
3



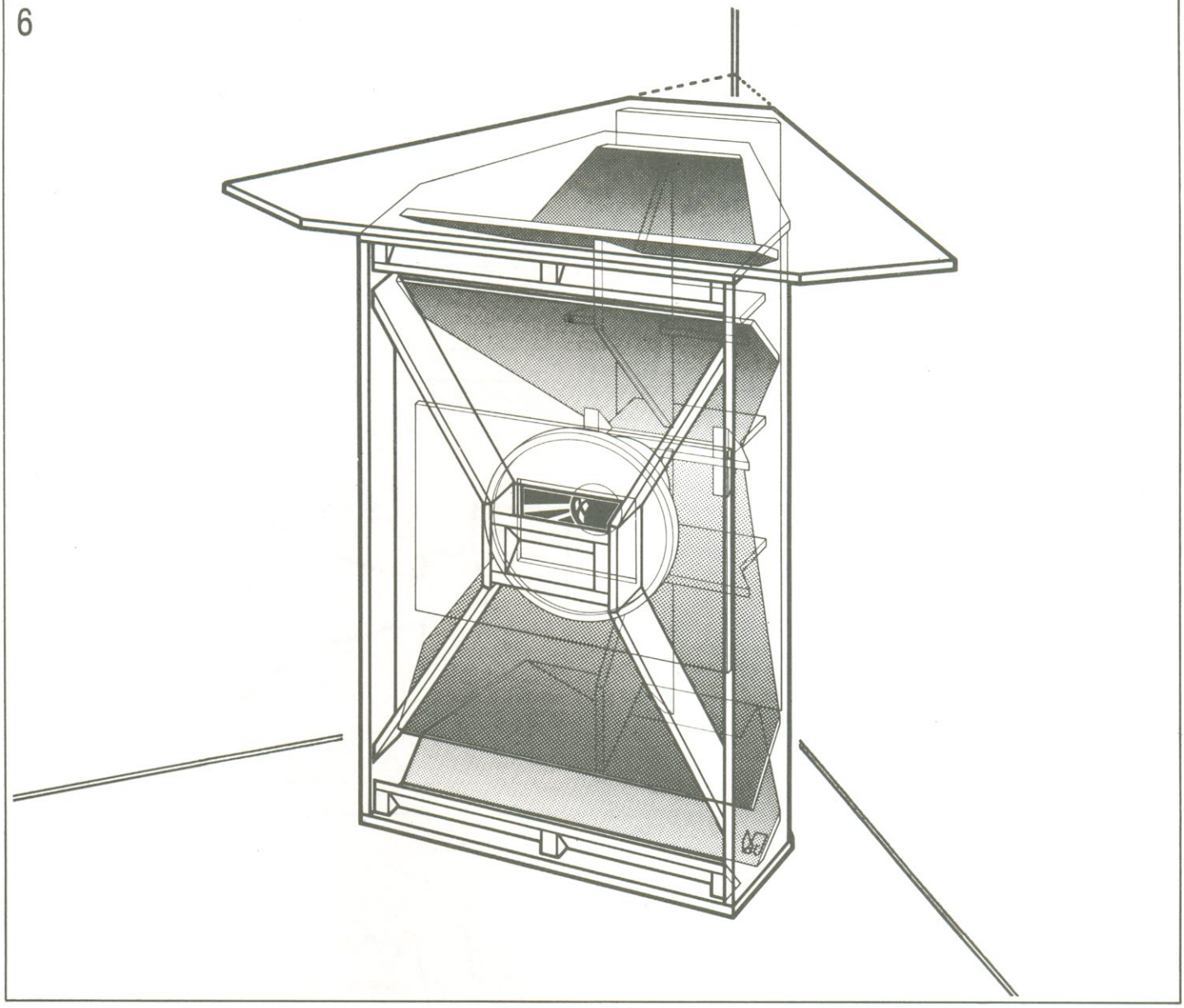
4



5



6



mobilidade, isto implica em reduzir a magnitude de $\mathbf{3}_A$ (particularmente de sua parte real) abaixo das admitâncias em paralelo de M_{MD} e C_{MS}. Dessa forma, $\mathbf{3}_A$ irá predominar na carga do secundário. Ao mesmo tempo, é preciso reduzir o valor das impedâncias primárias em série, quando refletidas no secundário (veja a figura 1b). Quanto ao valor de L, pode ser desprezado nas baixas freqüências.

Levando em conta a dificuldade de se conseguir valores suficientemente grandes de impedância acústica (ou seja, níveis baixos o suficiente da mobilidade acústica $\mathbf{3}_A$), é válido todo esforço no sentido de reduzir a massa móvel e a rigidez da suspensão. Além disso, Bl deve ser maximizada, para que o efeito dissipativo de R_E seja minimizado.

As caixas que aplicam o princípio do defletor infinito (ou gabinete fechado) diminuem a rigidez pelo uso de um grande volume interno e elevam Z_A com a utilização de cones amplos, mas não conseguem baixar a massa móvel (que inclui um cilindro de ar em frente ao cone, cuja profundidade equivale a um terço do raio do próprio cone). Tais sistemas raramente alcançam eficiências muito superiores a 4%, apesar das décadas de pesquisas que consumiram.

A corneta como transformador acústico

Quando uma onda sonora se propaga ao longo de uma corneta exponencial, a velocidade e a pressão das partículas variam de acordo com o diâmetro da corneta; a impedância acústica específica, portanto, permanece constante. Essa impedância, por outro lado, pode ser definida com pressão dividida pelo fluxo (= velocidade multiplicada pela área seccional). Desse modo, nas cornetas exponenciais a impedância acústica varia de forma inversamente proporcional à área seccional — ou seja, elas transformam um fluxo reduzido com alta pressão (na garganta) em um grande fluxo de pequena pressão (na boca).

A corneta costuma ser excitada por um diafragma (tal como o cone de um alto-falante, por exemplo) com uma área seccional

S_D maior que a da garganta (S_T), conforme ilustra a figura 2. A força F_D que atua sobre o diafragma tem relação com a pressão p_T na garganta, segundo a fórmula

$$F_D = S_D p_T \qquad [10]$$

Temos, além disso,

$$u_D = u_T S_T / S_D \qquad [11]$$

onde u_D é a velocidade do diafragma e u_T, a velocidade das partículas na garganta.

A impedância mecânica, Z_M, é definida como a força por unidade de velocidade; dessa maneira, no diafragma vamos ter

$$Z_M = F_o / u_D$$

$$= (S_D^2 p_T)/(S_T u_T)$$

$$= (S_D^2/S_T)(p_o/u_o) \qquad [12]$$

onde p_O e u_O são, respectivamente, a pressão e a velocidade na boca da corneta.

Para cornetas de dimensões adequadas, o acoplamento com o exterior atinge uma eficiência de 100%, enquanto que a impedância acústica específica aproxima-se de $\varrho o.C$, na garganta. Na verdade, isto seria válido apenas para cornetas infinitas, mas na prática basta uma corneta cuja boca tenha uma circunferência igual ao comprimento de onda da menor freqüência a ser reproduzida. Sob tais condições, a impedância mecânica torna-se

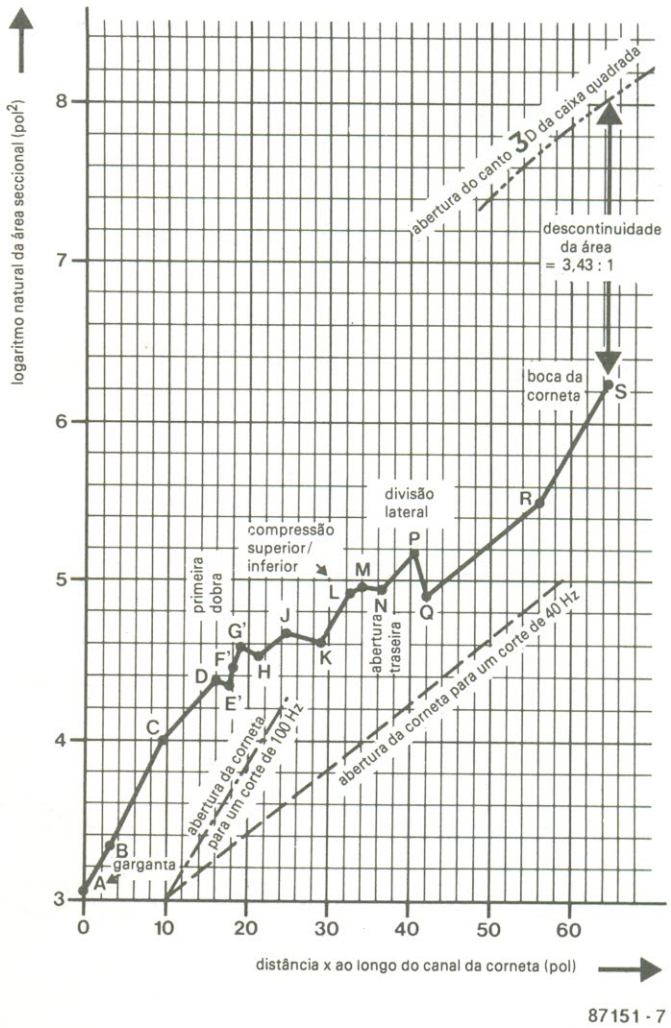
$$Z_M \approx \varrho_o c (S_D^2/S_T) \qquad [13]$$

Para igualar esse valor de Z_M, o sistema de defletor infinito deveria exibir um cone com diâmetro de λ/π, onde λ corresponde ao comprimento de onda. Como em 40 Hz, λ = 8,28 m, isto resulta em um cone inviável, com mais de 2,5 metros de diâmetro.

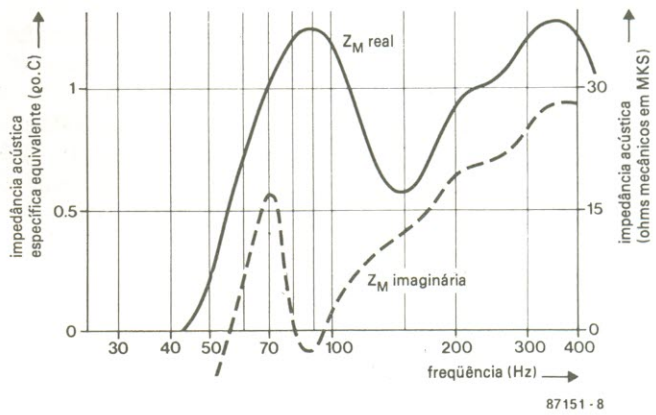
A mais séria limitação das cornetas, quando usadas para reproduzir os graves, é a freqüência de corte f_L, abaixo da qual o som deixa de ser propagado. A área seccional da corneta varia com a distância "x" ao longo de sua extensão, segundo a fórmula

$$S_x = S_T \exp(mx) \qquad [14]$$

7



8



onde o parâmetro "m", cuja unidade é m^{-1}, recebe o nome de **constante de abertura**. O corte em baixas freqüências é dado por

$$f_L = mc/4\pi \qquad [15]$$

Assim, por exemplo, se m = 0,3646 m^{-1}, f_L = 40 Hz.

No caso de uma corneta exponencial infinita, a parte real da impedância da garganta cai bruscamente a zero na freqüência

de corte (veja a figura 3). A parte imaginária (reativa, portanto) chega ao máximo em f_L e depois cai assintoticamente a zero. Note que acima da freqüência de corte ela parece uma imagem espelhada da reatância capacitiva normal, razão pela qual costuma ser chamada de **reatância capacitiva negativa.**

Ela própria indica como pode ser compensada: basta ligar em série uma reatância capacitiva positiva, com a mesma magnitude. Em termos acústicos, isto equivale a incluir um volume complacente de ar por trás do diafragma, fechado em uma câmara selada (veja a figura 4). Convém ressaltar ainda que esse processo não é, de forma alguma, uma operação de sintonia para seleção de freqüências; em princípio, não passa de um sistema de anulação de reatâncias em um amplo espectro.

O volume da câmara de ar pode ser calculado multiplicando-se a área da garganta (S_T) pela extensão em que a corneta tem sua área seccional dobrada e depois por 2,9. Normalmente, esse volume é pequeno, quando comparado aos volumes fechados necessários aos projetos dos defletores infinitos.

No caso das cornetas finitas, as curvas de impedância da garganta exibem um certo grau de periodicidade, sendo que a profundidade das oscilações vai aumentando à medida em que a corneta se torna mais curta e mais estreita. A figura 5 mostra o comportamento das partes real e imaginária da impedância da garganta, computado por Olson, para uma corneta com 0,71 λ de circunferência na boca — onde λ é o comprimento de onda na freqüência de corte. Uma vez decididas a constante de abertura e as dimensões da boca, a extensão da corneta vai depender apenas do tamanho de sua garganta; o comprimento ideal é frequentemente impraticável em baixas freqüências.

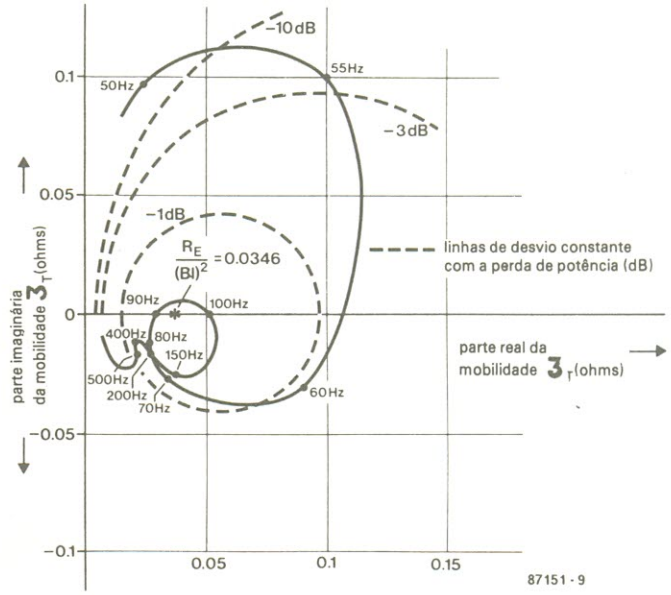
Restrições práticas

Em condições ideais, a corneta deveria exibir uma boca bastante ampla — com 8,3 m de circunferência, digamos — para garantir um perfeito acoplamento com o ambiente em 40 Hz; isto iria implicar em uma extensão de 5 metros, aproximadamente. É óbvia, portanto, a necessidade de algum compromisso de projeto, caso queiramos adotar gabinetes equipados com cornetas em aplicações semifixas ou mesmo portáteis.

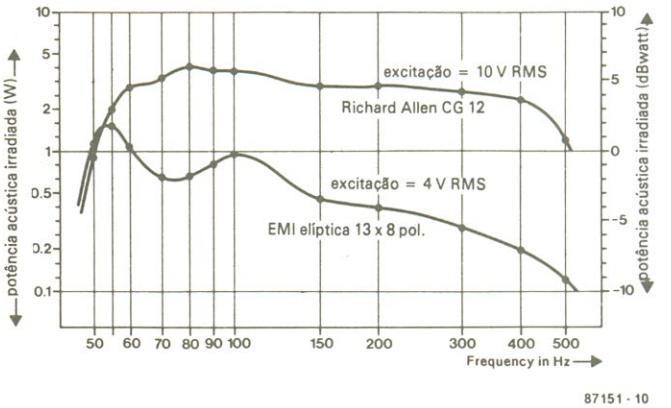
Vários artifícios podem ser utilizados para aliviar as limitações dimensionais. O mais conhecido deles consiste em "dobrar" a corneta sobre si mesma uma ou duas vezes, de modo a implementar uma estrutura mais compacta, com o formato de uma caixa. Menos popularizado talvez seja o método adotado por Lee em seu projeto catenóide (ref. 3), ou o de P. W. Klipsch, no qual a boca da corneta deve "iluminar" o ambiente a partir de um dos cantos.

A eficiência do método Klipsch pode ser compreendida considerando o fenômeno que faz surgir uma imagem em fase por trás de um plano sólido, quando a fonte sonora é posicionada nas proximidades desse plano. Da mesma forma, uma fonte próxima à intersecção de dois planos dá origem a duas imagens, ao passo que junto ao canto de uma caixa retangular a fonte é acompanhada por três imagens em fase. Assim, o efeito de posicionar a boca de uma corneta nas vizinhanças de um canto é a quadruplicação da área efetiva de sua boca, que realmente alivia as condições anteriores: a circunferência cai pela metade.

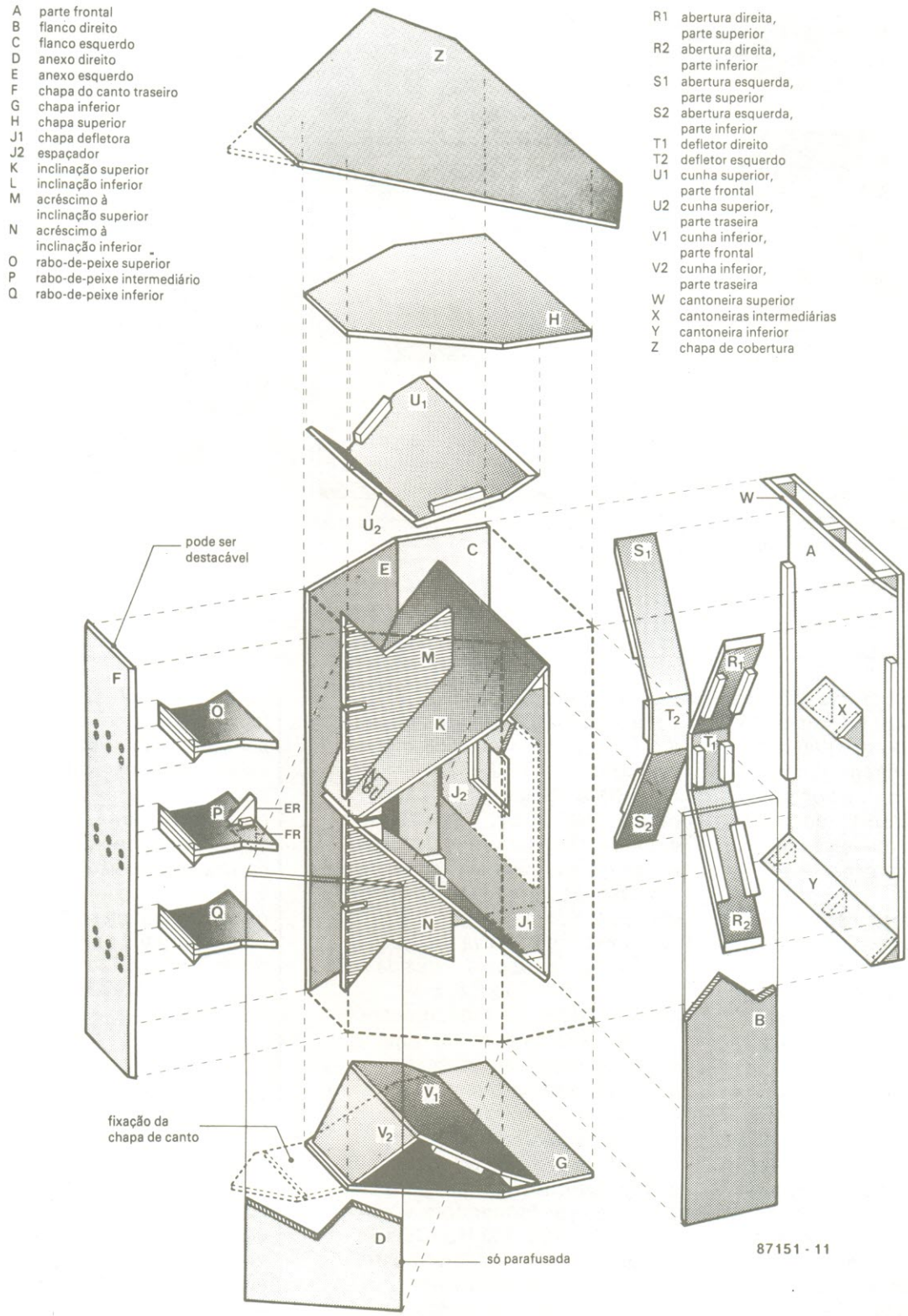
9



10



11

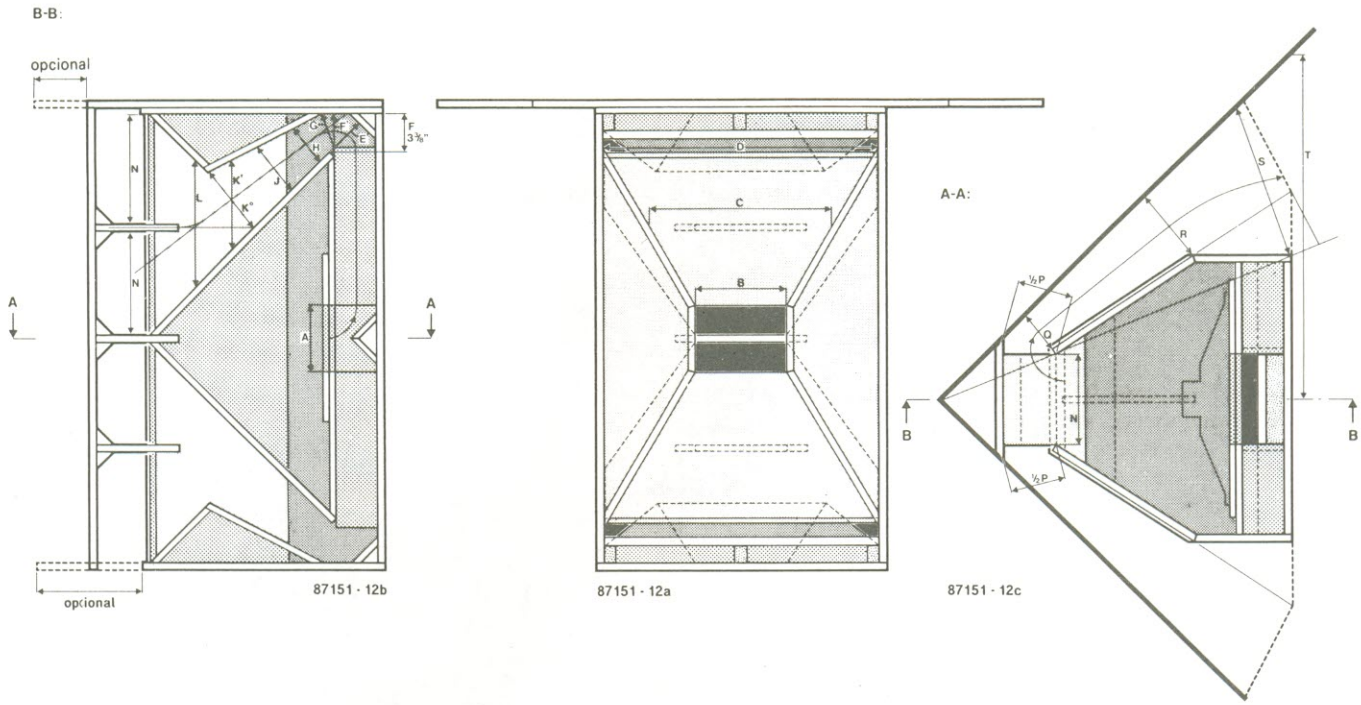


A corneta de Klipsch ou Klipschorn

P. W. Klipsch descreveu, em 1941, uma corneta para graves de pequenas dimensões (ref. 4). Seu trabalho experimental foi interrompido pela segunda guerra mundial, mas proporcionou dados suficientes para a realização de projetos com razoável confiabilidade. Incluía todos os aperfeiçoamentos já descritos neste artigo e uma engenhosa caixa acústica, reproduzida na figura 6.

O projeto esconde habilidosamente uma corneta refletora com dupla divisão e cerca de 1,5 m de extensão, além de utilizar as paredes do ambiente em dois lados da mesma. A boca da

12



corneta é formada por duas fendas verticais retangulares (incluindo as imagens adjacentes, nas paredes e no chão), dando origem a um sistema que ajuda a direcionar o som no plano horizontal, ao mesmo tempo em que eleva a impedância acústica específica.

Não era minha intenção reproduzir ou mesmo resumir a detalhada análise de Klipsch; preferi assumir os resultados obtidos por ele e aplicá-los neste projeto, composto por uma caixa *klipschorn* e uma unidade excitadora tipo Richard Allen CG12 (ou equivalente). O pesquisador utilizava uma unidade Jensen 12, de 12 polegadas, energizada pela rede, que permitia realizar algumas medidas acústicas através dos terminais da bobina, pela simples ativação ou desativação do campo magnético. A câmara de ar, em formato de cunha, tinha um volume de 64 litros, dos quais 9,8 litros eram ocupados pela unidade excitadora. Em virtude de seu formato piramidal, essa câmara ficava isenta de ressonâncias de médias freqüências e dispensava amortecimentos (que, de qualquer modo, iriam reduzir a eficiência do conjunto).

O diâmetro do cone (10,5 polegadas ou 27 cm) deu origem a uma área $S_D = 0{,}0558\ m^2$, que foi reduzida para $0{,}0322\ m^2$ na entrada da garganta, para gerar a relação $S_D/S_T = 1{,}73$ na equação (11). Isto foi considerado muito grande para as freqüências mais baixas, tornando necessário improvisar uma "garganta elástica" com uma área efetiva de $0{,}0644\ m^2$ em 40 Hz, depois reduzida para $0{,}0322\ m^2$ aos 100 Hz. Esse artifício foi implementado criando-se uma corneta com abertura múltipla, cuja primeira seção apresenta um corte aos 100 Hz e o restante, aos 40 Hz.

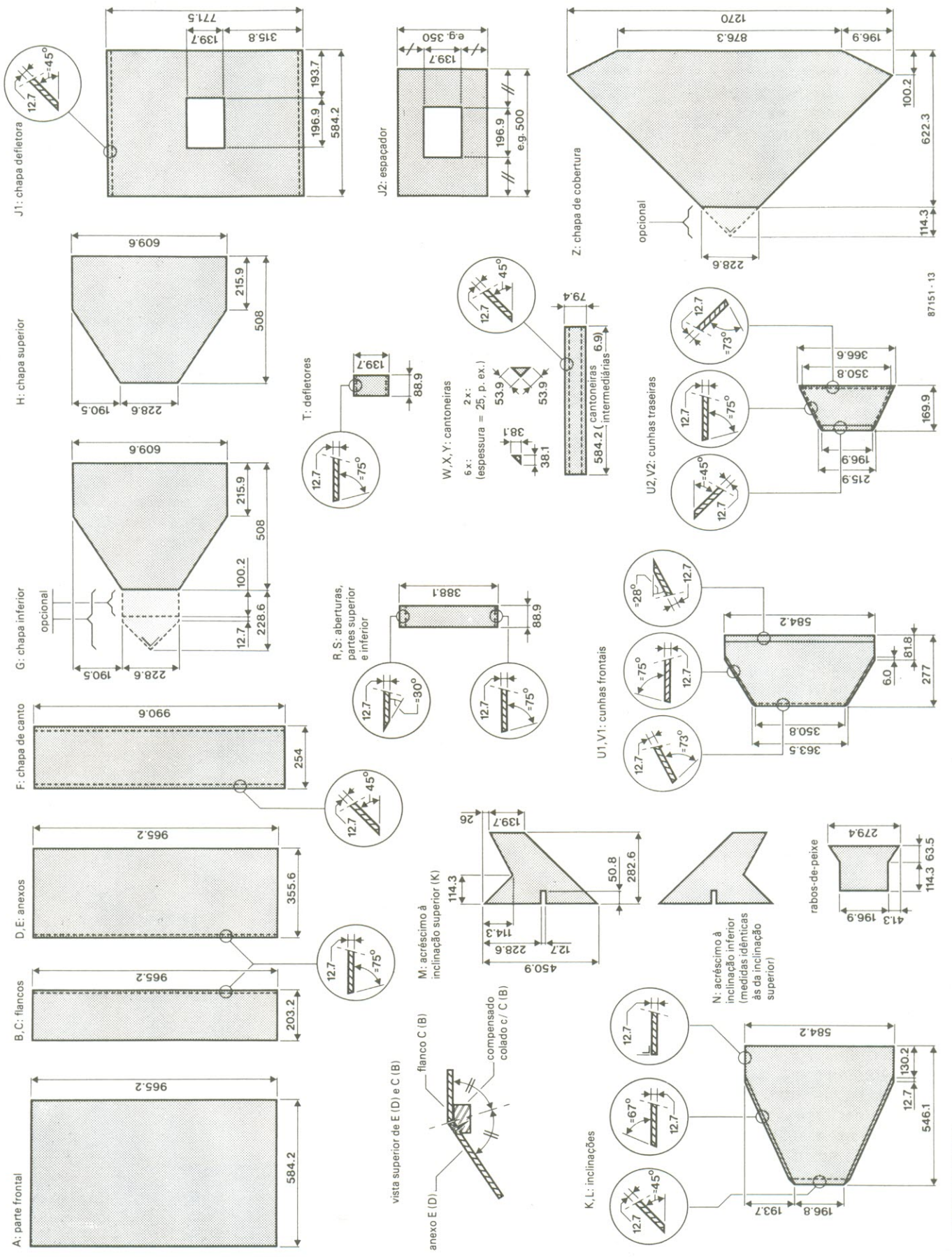
A garganta abre-se então para uma corneta dividida, com canais simétricos que apontam para cima e para baixo, formando a seção com o corte de 100 Hz. Os dois canais inclinam-se sobre a parte superior e inferior da câmara de ar, restringindo as dimensões laterais mas abrindo-se na vertical. A constante de abertura para o corte de 40 Hz foi mantida, de modo aproximado, com o auxílio de uma seqüência de pequenas aberturas lineares, para facilitar a construção da caixa.

O canto abrupto em que a caixa deve ser encostada foi suavizado por uma chapa traseira, que reflete para os lados (em direção às laterais e paredes do gabinete) o som que vem já combinado dos canais superior e inferior. Nesse ponto, a corneta foi dividida lateral e simetricamente, considerando que a caixa tenha sido corretamente disposta. A figura 7 é um gráfico que representa o perfil de múltiplas aberturas de nosso projeto, onde o logarítmo natural da área seccional foi plotado em relação à distância do canal.

Desempenho com um CG12, da Richard Allen

Klipsch mediu a impedância acústica (Z_T) do canal da corneta com e sem a câmara de ar — que era externa em seu protótipo — e verificou que ela realmente atenuava os picos provocados pela parte reativa da impedância. O resultado, incluindo a câmara, pode ser visto no gráfico da figura 8.

Os engenheiros eletrônicos talvez estejam mais familiarizados com o diagrama de Argand da figura 9, onde a impedância acústica medida foi convertida em sua recíproca ($\mathfrak{Z}_T$, medida em "ohms de mobilidade"), como


J1: chapa defletora
J2: espaçador
Z: chapa de cobertura
opcional
H: chapa superior
T: defletores
W,X,Y: cantoneiras
6 x: (espessura = 25, p. ex.)
2 x:
cantoneiras intermediárias
U2,V2: cunhas traseiras
87151 - 13
G: chapa inferior
R,S: aberturas, partes superior e inferior
U1,V1: cunhas frontais
F: chapa de canto
D,E: anexos
B,C: flancos
M: acréscimo à inclinação superior (K)
N: acréscimo à inclinação inferior (medidas idênticas às da inclinação superior)
rabos-de-peixe
A: parte frontal
vista superior de E (D) e C (B)
flanco C (B)
compensado colado c/ C (B)
anexo E (D)
K,L: inclinações
medidas em milímetros

convém ao circuito secundário da figura 1b. O valor de $R_E/(Bl)^2$ também foi plotado para o caso do CG12, onde R_E = 6,5 ohms e B1 = 13,7 $T.m^{-1}$.

Pode-se obter a máxima potência, a partir de um gerador de tensão constante, quando Z_T equivale a $R_E/(Bl)^2$; nesse caso, porém, o rendimento na transferência de energia é de apenas 50%. O grau de "descasamento" entre esses dois parâmetros corresponde à perda de potência acústica. Assim, caso Z_T ultrapasse o valor de $R_E/(Bl)^2$, o rendimento realmente sobe, mas não o suficiente para compensar a queda na corrente de carga; e se Z_T for inferior a $R_E/(Bl)^2$, o rendimento cai rapidamente, provocando maior dissipação de potência na resistência ôhmica da bobina.

Os demais parâmetros relativos ao excitador CG12 — ou seja, massa móvel e constante de elasticidade — foram inseridos na rede elétrica completa e as equações da potência acústica foram resolvidas com o auxlio de uma calculadora programável TI-55II. A resposta em freqüência resultante, para uma excitação de 10V RMS, foi levantada na figura 10 e a saída prevista de 5 W pode ser então comparada com os 12,3 W que seriam obtidos com uma resistência de 8 ohms.

Os 10 V RMS correspondem a um amplificador doméstico de 12 W, mas o efeito audível com guitarra baixo ou música de concerto aproxima-se dos sistemas de 120 W. O autor confirma, portanto, as alegações de Klipsch, que afirmava ter obtido um rendimento dez vezes maior nos alto-falantes, em relação aos projetos empregando defletores infinitos.

Para fins de comparação, a figura 10 mostra também o desempenho de outro excitador, este com 4 ohms e um fator Bl bem inferior (3,35 $T.m^{-1}$, apenas). A tensão de excitação menor (4 V RMS) não chega a desenvolver mais que 5 W; mas o detalhe mais importante é a maior incidência de picos na resposta, indicando que a resistência refletida da bobina não ficou posicionada no centro do diagrama de Argand (figura 9).

A *"klipschorn"* aceita até 100 W de sinal, com uma distorção de segunda harmônica inferior a 1% ao longo de toda a sua resposta, que é bastante plana entre 40 e 400 Hz. Um divisor de frequência pode direcionar os sinais acima dos 400 Hz para alto-falantes convencionais de médios e agudos — os quais também podem ser "turbinados" por cornetas, se desejado.

Montagem

Antes de empreender essa ambiciosa tarefa, o autor confeccionou dois modelos reduzidos, um deles em papelão, na escala 1:8, e outro em compensado, na escala 1:3,6. Este segundo modelo mostrou uma inclinação de resposta que começava nos 180 Hz, que foi extrapolada para 50 Hz na caixa em escala real. A estrutura, por ser intrinsecamente auto-sustentável, pediu painéis de pouca espessura; assim, por medida de economia, o autor adotou aglomerado de alta densidade, de meia polegada, que proporcionou o peso adequado ao conjunto. Alguns suportes foram confeccionados em compensado naval, ao passo que para vedações, cantoneiras e outros suportes foram aproveitadas sobras de madeira maciça.

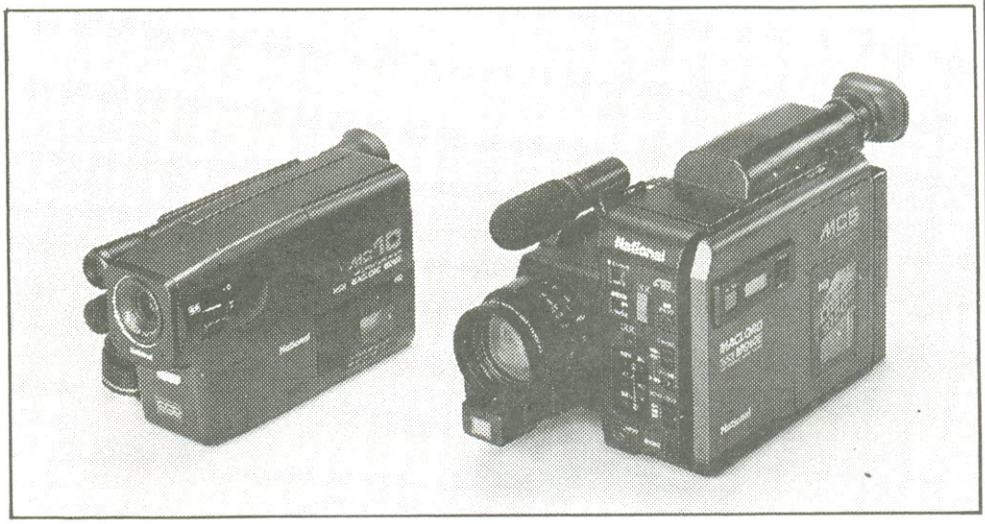
Todas as juntas foram coladas e parafusadas, com exceção do painel de acesso (uma das chapas laterais), que precisou ser fixado somente com parafusos auto-atarraxantes, prevendo assim a instalação do alto-falante e possíveis manutenções. Procurou-se concentrar, nas fotos e figuras que ilustram o artigo, o máximo de informação possível sobre a confecção da caixa — facilitando assim a tarefa dos audiófilos que montam seus próprios equipamentos de áudio.

Referências

1. *Paul W. Klipsch*, Wireless World, fevereiro 1970.
2. Leo L. Beranek, *Acoustics.*
3. Abraham B. Cohen, *Hi-fi Loudspeakers and Enclosures,* 2ª edição, Ed. Newnes Butterworth, Londres, 1975.
4. P. W. Klipsch, *A Low Frequency Horn of Small Dimensions*, Journal of the Acoustic Society of America, vol. 13, pág. 137/144 (1941).
5. Rocard 1933, citado em *Acoustics*, de Moire.
6. *J. Jecklin*, Wireless World, fevereiro 1969.

Por dentro das câmeras gravadoras VHS-C, 8 mm e full-cassette

Masakazu Hara



Uma abordagem técnica sobre as características das três modalidades de camcorders *existentes no mercado mundial.*

MÉTODOS DE GRAVAÇÃO

1. Câmeras de 8 mm

Esta é a modalidade mais compacta entre as camêras gravadoras, utilizando cassetes semelhantes aos de áudio, em formato e tamanho. Suas fitas são à base de metal, com 8 mm de largura, e capazes de proporcionar até 90 minutos de gravação. Um processo que permite uma grande densidade de armazenagem, portanto, especialmente sabendo que as trilhas têm apenas 20 μm de largura. Sua qualidade de reprodução é considerada excelente, principalmente após o lançamento de um novo tipo de fita, contendo metal puro.

Conforme ilustra a figura 1, esse sistema grava os sinais de áudio e vídeo fazendo a fita envolver 220°, aproximadamente, da circunferência de um pequeno cilindro, cujo diâmetro é de 40 mm. Enquanto a fita é deslocada à velocidade de 14,3 mm/s, as duas cabeças embutidas no cilindro giram a 30 rps.

Na figura 1B podemos ver o formato de gravação desse sistema. Um sinal separado de áudio, sob a forma digital e modulado em PCM, é gravado na parte inicial (cerca de 36°) da trilha inclinada. O restante de cada trilha (180°) recebe os sinais combinados de vídeo, áudio (modulado em FM) e rastreio (necessário para o sistema ATF ou localização automática de trilhas).

Por esse método, grava-se o sinal de luminância modulado em freqüência, na faixa de 4,2 a 5,4 MHz, juntamente com o de

1

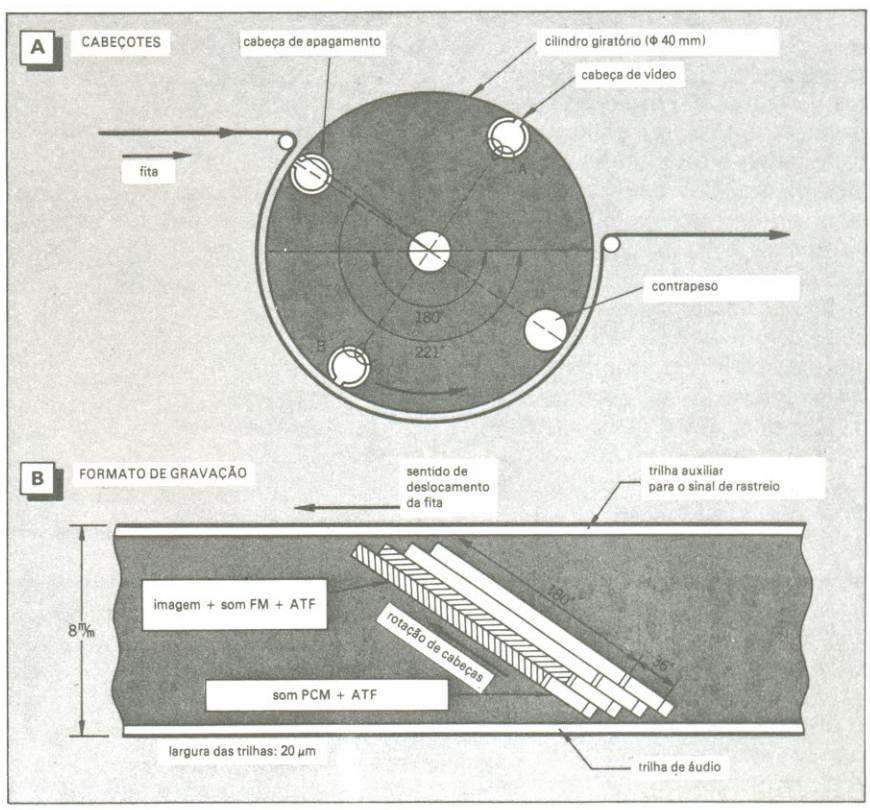


figura 1 — Cilindro giratório e formato da fita de uma *camcorder* 8mm.

crominância, convertido de 3,58 MHz para 743 kHz. Para evitar interferências provocadas pela captação de sinais em trilhas adjacentes, o sinal de luminância é gravado com um azimute de ±10°, enquanto o de crominância utiliza o método PI, que inverte a fase do mesmo a cada trilha, tal como no sistema Beta.

Três métodos foram prescritos para a gravação do sinal de áudio: pela modulação em freqüência e multiplexado com o sinal de vídeo (a exemplo do sistema Beta); pela modulação por códigos de pulsos; e através de uma cabeça fixa, em uma das extremidades da fita, no sentido de seu comprimento. Mais informações sobre o sistema 8 mm podem ser obtidas no artigo "O vídeo de 8 mm", publicado na Elektor nº 4 (outubro de 1986).

Gravação muticanal de áudio por PCM

Empregando as fitas do sistema 8 mm somente para a gravação de áudio, com modulação PCM, pode-se conseguir vários canais de música em alta fidelidade. Como ilustra a figura 2, o espaço originalmente reservado para o sinal de vídeo é dividido em cinco segmentos de 36°, cada um dos quais utilizado para registrar uma faixa musical em estéreo, modulada em PCM.

Assim, por esse processo é possível dispor de seis canais com 90 minutos cada um, contando-se o espaço inicial de 36° já reservado para o áudio PCM. Em outras palavras, um videocassete de 90 minutos é capaz de proporcionar 540 minutos ou 9 horas de som, se tocado seis vezes seguidas, com seleção de faixas.

Cabeças de sendust

As fitas de metal puro produzem gravações excelentes, mas exigem cabeçotes de melhor qualidade, já que os de ferrite não alcançam o nível de magnetização necessário. Desse modo, o sistema 8 mm utiliza cabeçotes compostos, confeccionados com sendust e outras ligas magnéticas. A figura 3 representa a estrutura de uma das mais recentes cabeças desse tipo, na qual o sendust é aplicado sobre un núcleo de ferrite.

2

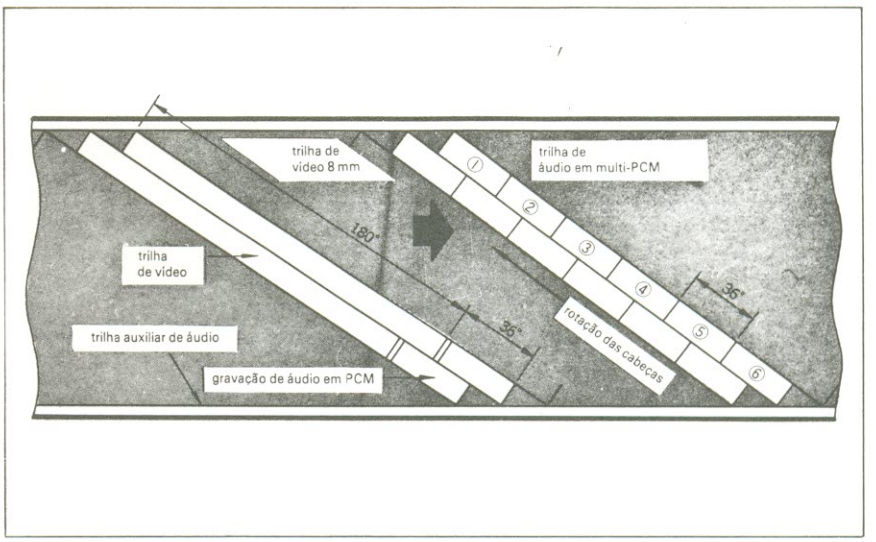


figura 2 — Formato da fita para gravação de áudio em multi-PCM.

3

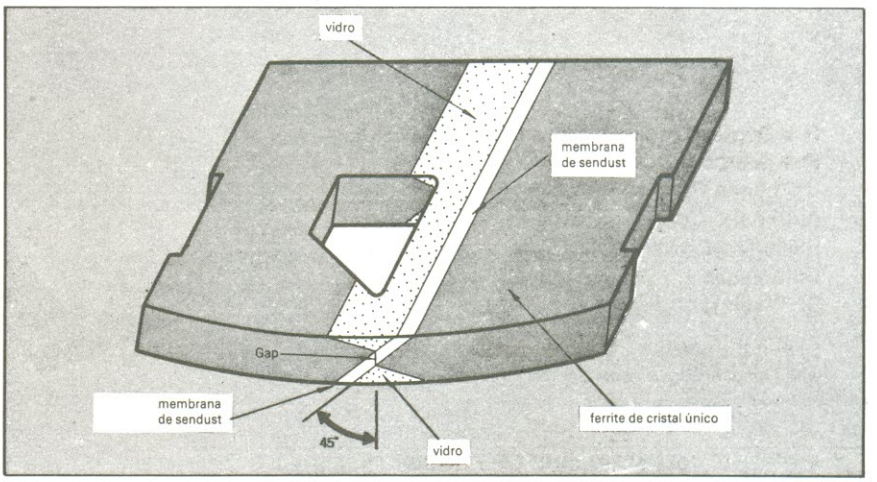


figura 3 — Típica cabeça de sendust.

2. Câmeras VHS-C

O sistema VHS-C deve as dimensões compactas de seus equipamentos a um processo de gravação sequencial, usando quatro cabeças embutidas num pequeno cilindro — com 41,33 mm de diâmetro, em contraste com os 62 mm exibidos pelo cilindro VHS convencional. Ele utiliza fitas comparáveis, em tamanho, aos cassetes 8 mm.

As cabeças ficam dispostas em pares (A1/B1 e A2/B2) e posicionadas em intervalos de 90° ao redor do cilindro, como se vê

na figura 4. A fita ocupa 270° da circunferência desse cilindro e corre a uma velocidade de 3,34 cm/s, enquanto as cabeças giram a 45 rps. Dessa forma, o sinal de vídeo correspondente a um campo ocupa exatamente uma trilha da fita.

Esse processo é compatível com o VHS porque, como ilustra a figura 4, seu formato de gravação é o mesmo. O cassete do tipo VHS-C proporciona 20 minutos de gravação em sua modalidade padrão e 60 minutos na modalidade ampliada; além disso, pode ser gravado e reproduzido em aparelhos VHS convencionais, por meio de um adaptador especial.



Modelo M21 da Matsushita, do tipo *full-cassette*.

3. Câmeras Beta

Elas empregam os cassetes Beta comuns e são plenamente compatíveis com os aparelhos de vídeo dessa modalidade, embora usem um cilindro com apenas 44,671 mm de diâmetro (contra os 74,49 mm dos VCRs). Como se pode ver na figura 5, a fita ocupa cerca de 300° da circunferência do

4

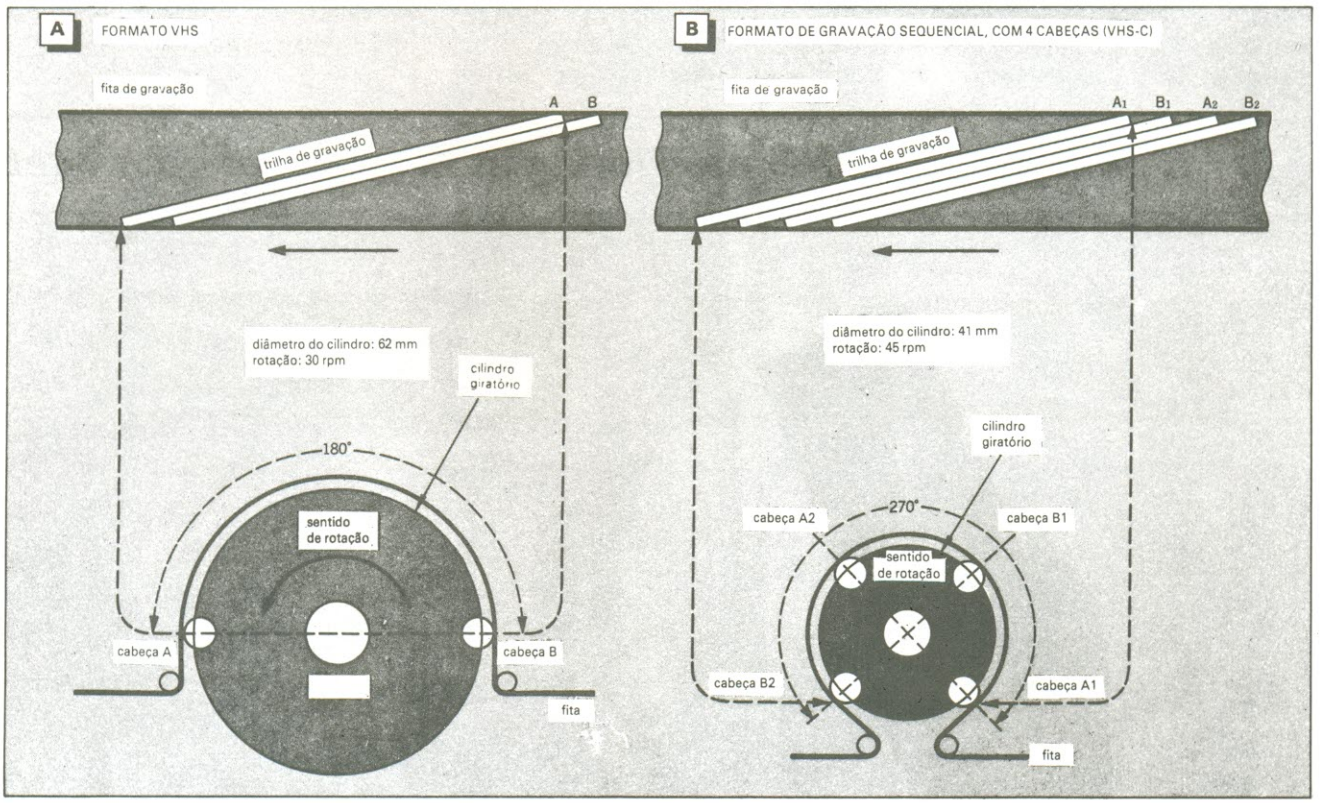


figura 4 — Comparação entre os formatos VHS e VHS-C.

cilindro e desloca-se a uma velocidade de 20 mm/s; uma cabeça de duplo azimute gira a 60 rps para gravar o sinal de vídeo.

Apesar da compatibilidade de fitas, essas câmeras não tem condições de gravar sinais de vídeo externos, pelo fato de utilizarem um padrão especial nessa operação. Ademais, permitem apenas fazer gravações, não sendo capaz de reproduzí-las; mas isto não representa um grande problema, já que as fitas gravadas nesse tipo de câmera podem ser reproduzidas com perfeição nos VCRs Beta.



Camcorder 8 mm da Sony, modelo CCD-V30.

LENTES E VISORES

Toda câmera gravadora consiste basicamente de dois módulos: o da câmera propriamente dito e o da gravação de vídeo. A qualidade de imagem demonstrada por essas máquinas é determinada pelo desempenho de suas lentes e do dispositivo captador de imagens, contidos no módulo da câmera.

A parte de captação de imagens costumava incluir lentes *zoom* sêxtuplas, que estão sendo gradativamente substituídas pelas triplas, como parte de uma estratégia para oferecer *camcorders* mais compactas e fáceis de operar. É o caso, por exemplo, dos modelos CCD-V30 (Sony) e GR-C11 (JVC). Era também comum a utilização de lentes com f = 1.2, mas estão dando lugar às de 1.6, devido à crescente sensibilidade dos elementos captadores eletrônicos; aqui a finalidade é igualmente produzir modelos cada vez mais compactos.

5

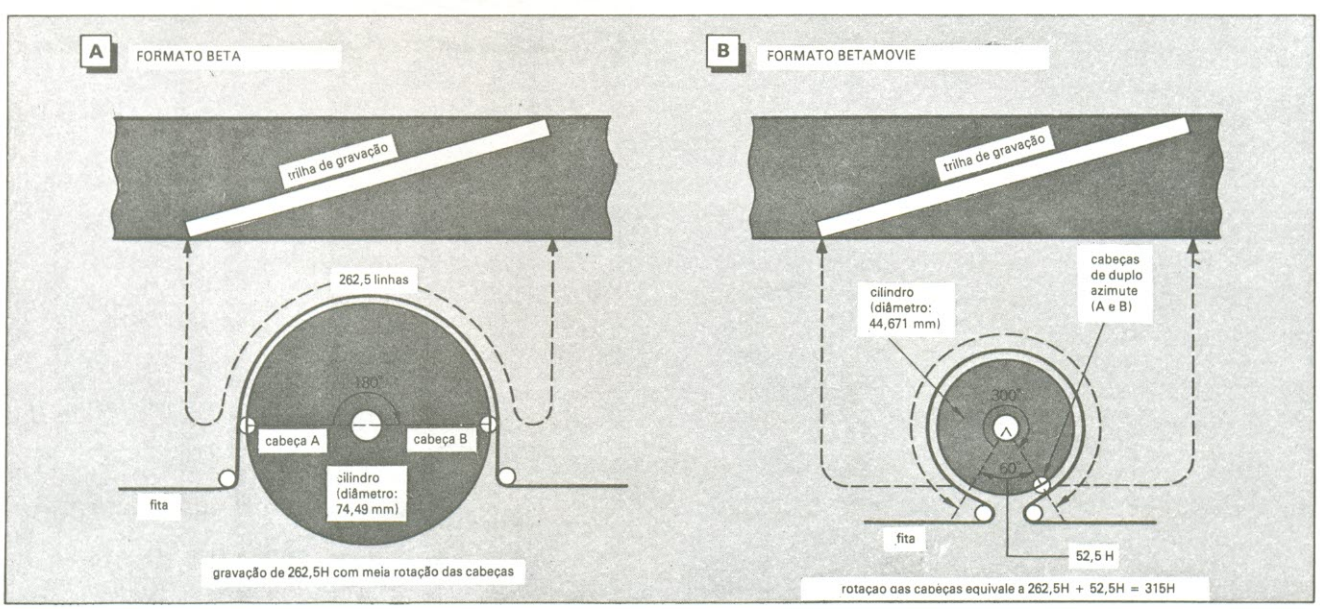


figura 5 — Comparação entre os formatos Beta e Beta Movie.

Os visores eletrônicos possibilitam um perfeito enquadramento da imagem, mesmo no caso de objetos na diagonal. Graças ao aparecimento de tubos de imagem miniaturizados, com 1,8 cm ou menos de tela, os visores ficaram ainda mais compactos. Modelos que reproduzem em cores as cenas focalizadas também deixaram de ser opcionais.

MECANISMOS DE FOCO AUTOMÁTICO

A focalização sempre foi considerada a função mais problemática da gravação de vídeo. Nos últimos anos, porém, com o desenvolvimento de novos sistemas de foco, passamos a ter mecanismos compactos e uma excelente resolução de imagem. Vamos abordar rapidamente os três principais sistemas de auto-focalização para câmeras gravadoras:

6

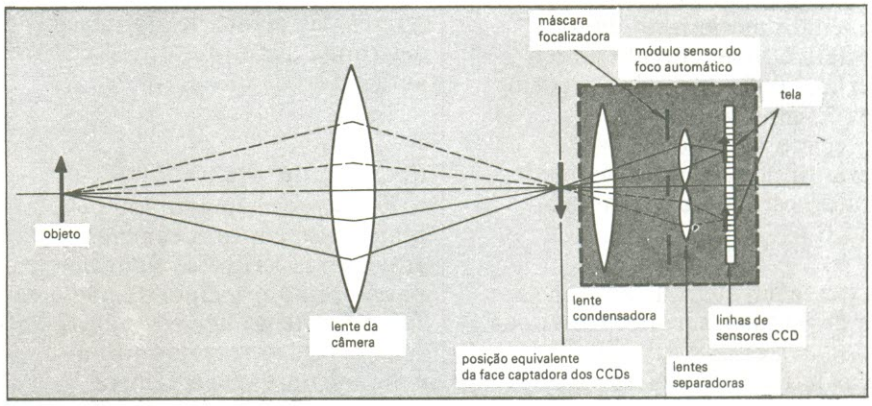


figura 6 — Módulo sensor da auto-focalização.

1. Sistema por infravermelho

É composto por um par emissor/sensor de infravermelho, que fica posicionado ao lado da lente de enquadramento da imagem. A luz refletida pelo objeto visado produz uma imagem do mesmo sobre o sensor; este detecta a diferença do ângulo incidente pela sua distância em relação ao objeto e faz com que o foco seja ajustado adequadamente. Apresenta as desvantagens de reagir drasticamente a objetos mais escuros e conferir pouco contraste.

7

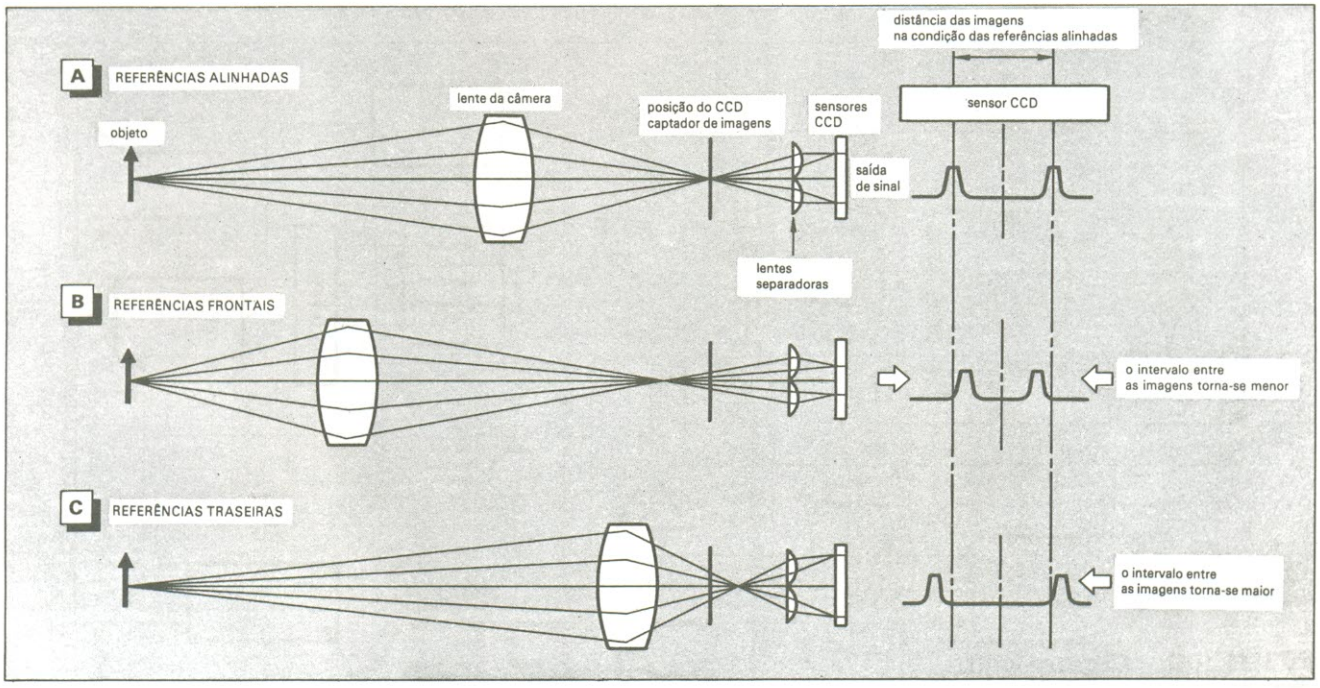


figura 7 — Mecanismo de medição do sistema de auto-focalização.

2. Sistemas por detecção diferencial de fase

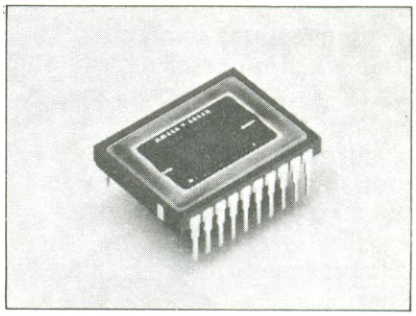
O mais recente entre eles aproveita o mecanismo de foco automático desenvolvido para a Maxxum 7000, conhecido modelo reflex 35 mm da Minolta. Empregado no modelo C-1, da própria Minolta, seu princípio de operação está representado na figura 6.

A luz incidente, que entra pela lente de enquadramento, é dividida em dois feixes que passam pelas bordas laterais da mesma, por intermédio da lente condensadora e da máscara focalizadora. Em seguida, através da lente separadora, as imagens do objeto a ser gravado formam-se em duas áreas distintas do sensor CCD.

O intervalo entre as imagens formadas no sensor, conforme nos mostra a figura 7, é pequeno quando elas se encontram mais próximas dos pontos dianteiros de referência e grande sempre que estão deslocadas para as referências traseiras. O sistema detecta a distância entre as imagens existentes no CCD, verifica se estão perto das referências dianteiras ou traseiras e determina assim o ajuste necessário para o foco.

3. Sistema piezoelétrico

É um processo adotado pela Matsushita em suas câmeras gravadoras VHS-C e *full-cassette*. Baseia-se no princípio de que o componente de alta freqüência do sinal de vídeo recebido torna-se maior sempre que a câmera encontra-se perfeitamente focalizada e os contornos da imagem estão bem definidos. Como se vê na figura 8, neste sistema o elemento CCD é instalado no centro de uma placa piezocerâmica; o componente piezoelétrico recebe uma freqüência de apenas 15 Hz, que o faz vibrar fracamente. Dessa forma, é possível alterar com grande precisão a relação entre o foco da máquina e a cena a ser gravada.



Dispositivo CCD de 1/2'', exibindo 250 mil elementos de imagens e 350 linhas de resolução horizontal.

De fato, o sistema julga, a partir do nível das altas freqüências de vídeo presentes no CCD e da fase desse sinal, se a imagem se encontra mais próxima da referência frontal ou traseira, detectando assim o ponto correto de focalização e desencadeando o ajuste.

8

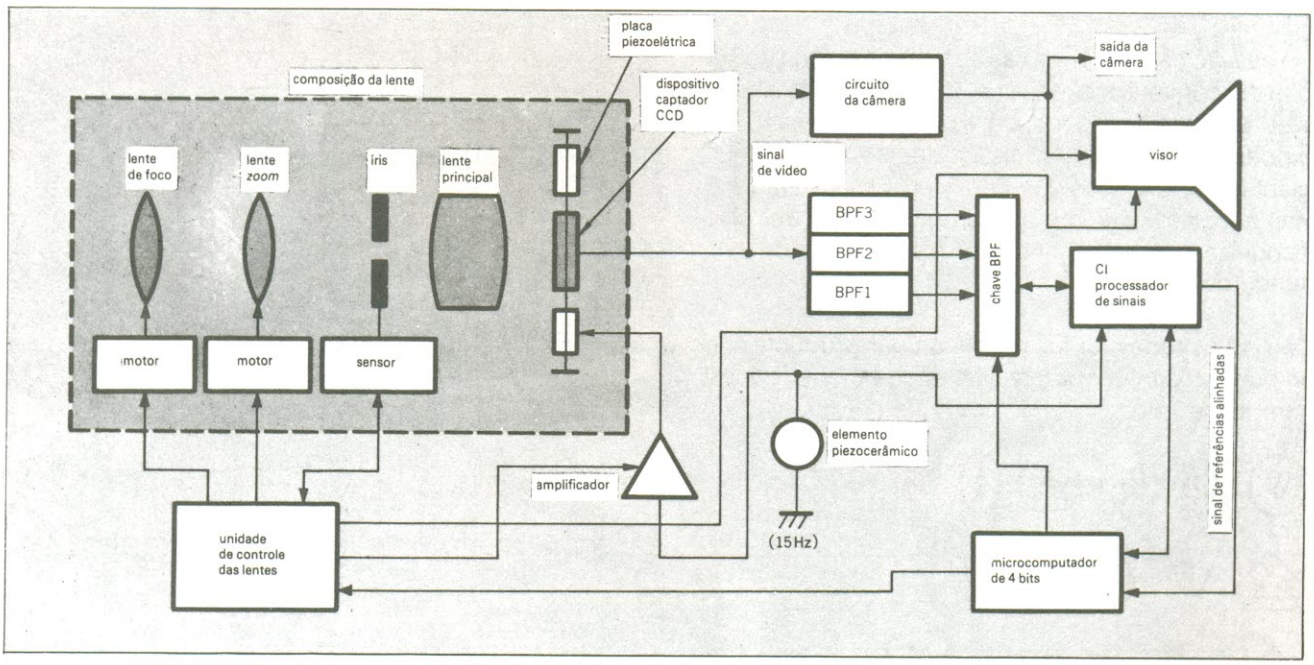


figura 8 — Mecanismo piezoelétrico de foco automático.

MECANISMOS DE EQUILÍBRIO DO BRANCO

Trata-se de circuitos que ajustam automaticamente o nível da cor branca nas gravações, de acordo com o tipo de luz ambiente — seja ela solar, incandescente, fluorescente, etc. Eles asseguram um perfeito equilíbrio de cores, portanto, sob quaisquer condições de iluminação e já constituem um recurso normal em todas as *camcorders* mais recentes.

CAPTAÇÃO DE IMAGENS POR SEMICONDUTORES

Em todas as câmeras gravadoras já se utiliza elementos CCD, MOS ou algum outro dispositivo semicondutor ótico, tanto para converter imagens em sinais elétricos como para apagá-las. Tais dispositivos são invariavelmente constituídos por matrizes contendo centenas de milhares de EIs (elementos de imagem), dispostos em numerosas linhas e colunas sobre pastilhas semicondutoras de 1 centímetro quadrado, em média. Cada elemento de imagem gera e armazena um sinal elétrico com um nível correspondente à intensidade da luz incidente. Dependendo do método empregado para a leitura desse sinal, o elemento captador de imagens será do tipo MOS ou CCD.

Os componentes CCD mais encontrados atualmente têm cerca de 1,3 cm de lado, 250 mil elementos de imagem e resolução horizontal de 350 linhas. Quanto aos dispositivos MOS, exibem a mesma resolução horizontal e contêm aproximadamente 300 mil EIs; isto com cerca de 1,7 cm de lado.

As duas tecnologias, porém, já produziram a próxima geração de componentes captadores de imagens. Pela parte dos dispositivos CCD, é possível dispor de modelos com resolução de 420 linhas e 330 mil EIs, ao passo que a tecnologia MOS oferece 370 mil EIs e 450 linhas de resolução. Tais componentes estão sendo utilizados em câmeras dos formatos super-VHS e Beta ED, cuja característica principal é justamente a elevada qualidade de imagem.

Vale citar ainda uma *camcorder* que foi lançada recentemente e vem crescendo em popularidade, graças à utilização de um obturador eletrônico, capaz de registrar imagens vívidas de cenas bastante rápidas (tal como movimentos do golfe, por exemplo). Uma câmera gravadora convencional é capaz de ler sinais elétricos retidos durante 1/60 s em seus elementos de imagem. Os novos modelos têm possibilidade de registrar cenas que duram apenas um milésimo de segundo, auxiliados por obturadores de grande velocidade.

Essas máquinas "rápidas" estão sendo oferecidas pela Panasonic e pela Sanyo, entre outras. Na área dos elementos óticos do tipo MOS, já foram desenvolvidos produtos contendo um obturador que abrange a faixa de 1/60 a 1/15750 s.

ALGUNS MODELOS REPRESENTATIVOS

1. Câmeras 8 mm

— *CCD-V30, Sony:* Neste formato, considera-se o CCD-V30 como modelo padrão e o CCD-V100 como especial. O primeiro exibe uma distância focal de 12 a 32 mm, com abertura 1.6, e um sistema de lentes que permite *zoom* manual, incluindo um visor eletrônico de 1,8 cm. Embora compacto e pesando apenas 1,4 kg, ele vem equipado com auto-focalização por infravermelho, ajuste automático do equilíbrio de branco, macro e mecanismo de checagem de gravação.

— *VEM-D1, Sanyo:* Outro modelo compacto, com peso de 1,27 kg, que combina um original mecanismo de foco automático e visor eletrônico com um sistema sêxtuplo de lentes e *zoom;* sua distância focal cobre de 9 a 54 mm, com abertura de 1.6. Utiliza um elemento CCD com 250 mil EIs, acoplado a um obturador eletrônico de alta velocidade (até 1/1800 s).

2. Câmeras VHS-C

— *VM-C30, Hitachi:* Esta câmera inclui um recurso adicional, que permite trabalhar no foco enquanto se observa o temporizador e o visor. Possui um captador MOS, com 300 mil EIs e uma resolução horizontal de 350 linhas; distância focal de 11,4 a 69 mm, com abertura 1.6; auto-focalização por infravermelho; sistema sêxtuplo de lentes, com *zoom* e visor eletrônico. Seu peso é de 1,2 kg.

— *NV-MC5, Panasonic:* Conta com auto-focalização piezoelétrica e obturador eletrônico de 1/1000 s, combinados com um captador CCD de 1,3 cm. A distância focal abrangida vai de 9 a 54 mm, com abertura 1.2. Pesa 1,4 kg.

— *C-1, Minolta:* Desenvolvida por um dos maiores fabricantes de máquinas fotográficas, a C-1 tirou profeito do sistema de auto-focalização das mesmas, além de exibir um conjunto sêxtuplo de lentes com distância focal entre 9 e 54 mm, abertura de 1.6 e *zoom.* Emprega ainda um método exclusivo de ajuste para a lente de compensação, ilustrado na figura 9; como resultado, ganhou um sistema de lentes compacto e o foco é automático dentro da faixa de 1 cm ao infinito.

— *GR-C11, JVC:* Trata-se da versão compacta do modelo GR-C7. Possui foco automático por infravermelho, sistema triplo de lentes com *zoom,* 9 a 27 mm de distância focal e 1.7 de abertura, além de um visor do tipo ótico que inclui *zoom* e lente captadora com alteração de ângulo. É considerada

9

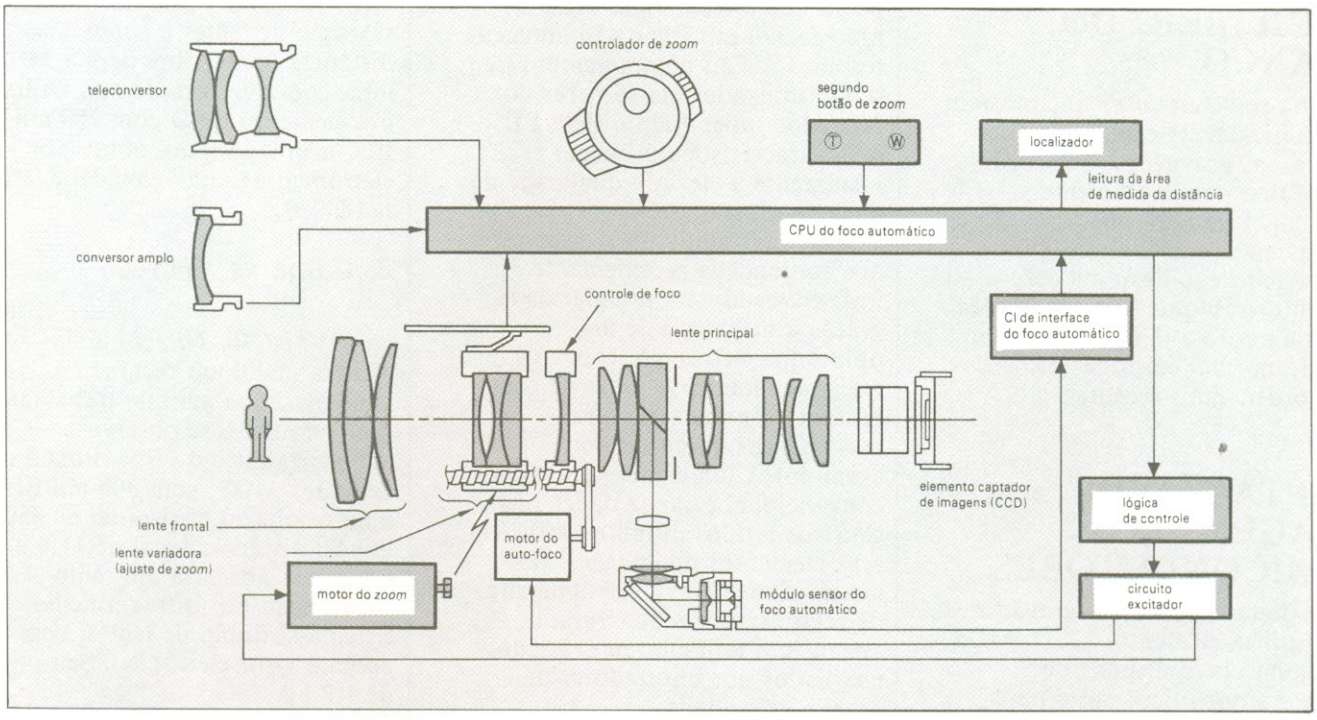


figura 9 — Sistema de *zoom* com foco interno.

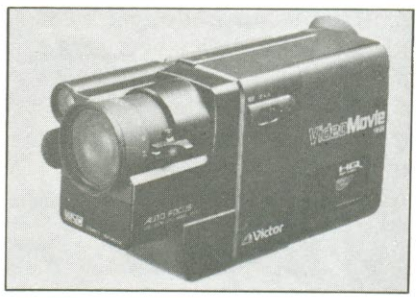
a menor câmera gravadora do mundo, pesando apenas 950 gramas.

3. Câmeras full-cassette

— *VM-550, Hitachi:* É uma câmera de ombro, com peso de 2,4 kg. Também dispõe de um sistema sêxtuplo de lentes, incluindo *zoom*, cuja distância focal varia de 11,5 a 69 mm e a abertura é de 1.2. Seu circuito de foco automático atua por infravermelho e seu dispositivo captador é do tipo MOS, com 350 linhas de resolução horizontal. Conta ainda com um sistema datador automático, que registra nas fitas a data e a hora de cada gravação.

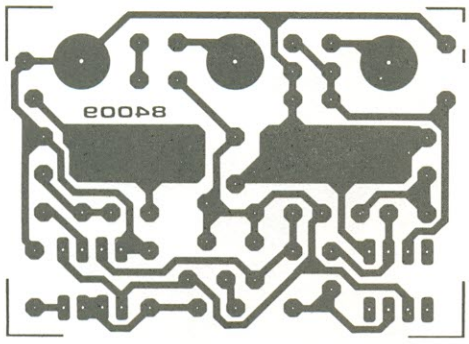
— *NV-M21, Panasonic:* Exibe visor do tipo eletrônico e auto-focalização piezoelétrica; seu sistema sêxtuplo de lentes permite distâncias focais entre 9 e 54 mm, com uma abertura de 1.2. Dado o seu peso de 2,4 kg, é também considerado um modelo de ombro, assim como o primeiro a incorporar um obturador eletrônico de 1/1000 s com um captador CCD. O datador automático é uma função normal nesse modelo.

— *BMC-3000, Sony:* Esta é uma das mais recentes câmeras no formato Beta, pertencente à categoria dos modelos profissionais. Sua focalização é manual, mas exibe uma das melhores reproduções de imagens do mercado, graças ao formato βIs de gravação. Com visor do tipo eletrônico, ela possui um conjunto sêxtuplo de lentes, cuja distância focal abrange de 12 a 72 mm e a abertura é de 1.4. O elemento captador adotado é de tecnologia CCD, contendo 250 mil elementos de imagem. Proporciona uma hora de gravação com cassetes Beta do modelo L-500.

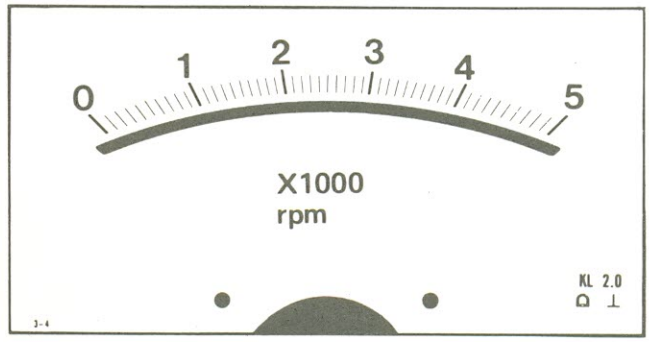


Câmera modelo GR-C11, da JVC.

Fonte: revista JEI, 1987.

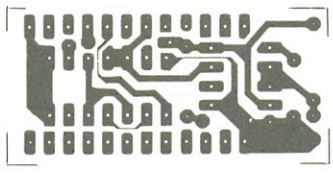


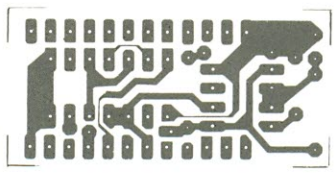
conta-giros

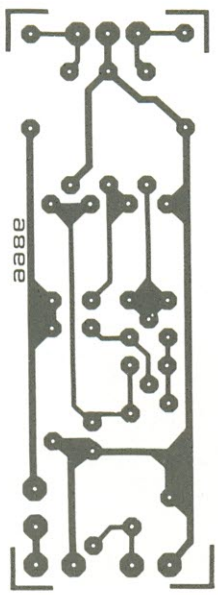


conta-giros

programador.

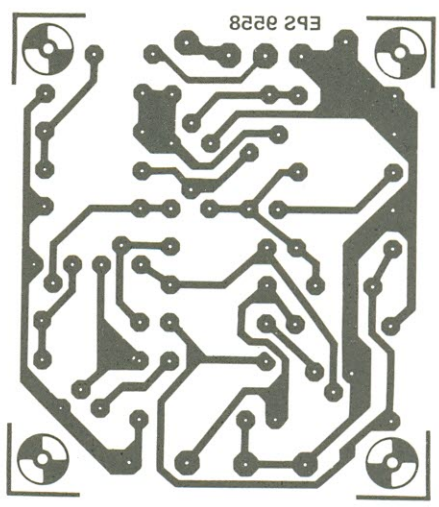






7. Pré para microfones de eletreto

3. Amplificador de micropotência



Uma orquestra começa repentinamente a recitar passagens de Shakespeare, uma guitarra elétrica lê as últimas notícias, a voz de um locutor muda inesperadamente de sexo, solistas passam a soar como corais inteiros — estes são apenas alguns dos espetaculares efeitos que podem ser obtidos com uma classe especial de instrumentos eletrônicos: os *vocoders* ou codificadores de voz. Neste artigo em duas partes veremos toda a técnica em que se fundamentam, preparando terreno para mais uma fascinante montagem Elektor

Vocoders — o que são, como funcionam, suas possibilidades

1ª Parte

C. Chapman

O codificador de voz, mais conhecido como *vocoder* (uma aglutinação do termo *voice coder*), é um instrumento especialmente projetado para analisar e recriar, por meios eletrônicos, o som da voz humana. Embora não seja um invenção recente, pois foi utilizado por algum tempo em telecomunicações e processamento de dados, só nos últimos dez ou doze anos começou-se a explorar seriamente todo seu potencial em música e efeitos sonoros.

Histórico

O termo "*vocoder*" foi cunhado pela primeira vez em 1936, por um americano chamado Homer Dudley, inventor de uma máquina que comprimia a faixa da voz para fins de transmissão. O alemães também demonstraram algum interesse por esses aparelhos, durante os anos 30 — um interesse estimulado pelo seu óbvio potencial militar, já que permitiam a codificação de mensagens secretas.

Em meados da década de 60, a Siemens tinha um *vocoder* em seu poder, ocasionalmente utilizado em gravações. Da mesma forma, a Oficina Radiofônica da BBC e uma série de outros estúdios experimentais adotavam codificadores de voz na produção de efeitos especiais em discos, rádio e TV. Esses primeiros protótipos, porém, tinham como desvantagem suas grandes dimensões, que os tornava adequados apenas para aplicações altamente especializadas.

Uma nova fase teve início em 1975, com o aparecimento de um *vocoder* que, em virtude de seu projeto compacto e ergonômico, era próprio para situações normais de estúdio, onde podia ser interfaceado com outros equipamentos e, portanto, explorar todas as suas possibilidades. Estamos falando do EMS *(Electronic Music Studios)*, desenvolvido por Tim Orr, um instrumento portátil e auto-suficiente que não só era capaz de sintetizar a fala com altura constante e variável, mas podia também codificar literalmente qualquer som gravado com qualquer sinal de voz, pela utilização de um segundo sinal de entrada, de natureza não vocal. Com esses recursos, a máquina tinha a capacidade de gerar o efeito de instrumentos musicais "falantes".

Desde então, os *vocoders* se multiplicaram, sendo atualmente produzidos por várias marcas famosas do áudio, de procedência americana, européia e japonesa. Algumas fotos desta primeira parte mostram aparelhos da Sennheiser e da própria EMS.

Sintetização de fala e codificação de voz

Como dissemos, uma das características básicas do *vocoders* é sua capacidade de analisar e

1

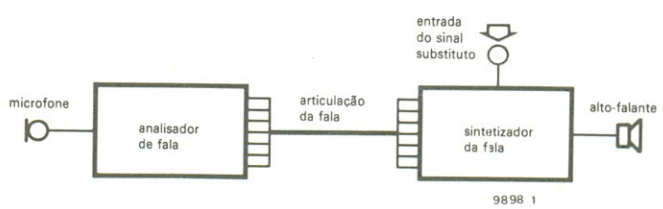


figura 1 — Este diagrama simplificado mostra o princípio básico de operação de todos os *vocoders*. O sinal aplicado de fala é analisado, a fim de gerar um conjunto de dados que serve para impor o padrão ou articulação do mesmo sobre um sinal substituto externo. O nome desses aparelhos (*VOice CODER*) deve-se ao fato de que os sons originais da fala são codificados sob a forma de tensões de controle.

simular eletronicamente o som da fala. Assim, antes de examinarmos o princípio de operação desses dispositivos, temos que refrescar a memória com as particularidades da fala humana.

Os sons da fala — Até o momento, foi virtualmente impossível criar uma réplica realista da voz humana, não só porque os sons da fala exibem uma intensidade bastante irregular, mas também por serem extremamente ricos em harmônicas. Ademais, a fala sintética costuma ser muito "limpa" — isto é, faltam-lhe as imperfeições naturais que caracterizam a fala real.

A fala em si é composta por dois grupos principais de sons: — O ar vindo dos pulmões pode ser forçado entre as cordas vocais situadas na traquéia, fazendo-as vibrar e provocando a introdução de uma coluna da ar pulsante pelas cavidades nasal e bucal. A frequência fundamental da nota resultante é determinada pela extensão, espessura e tensão das cordas vocais. Os sons produzidos dessa maneira, como as vogais,

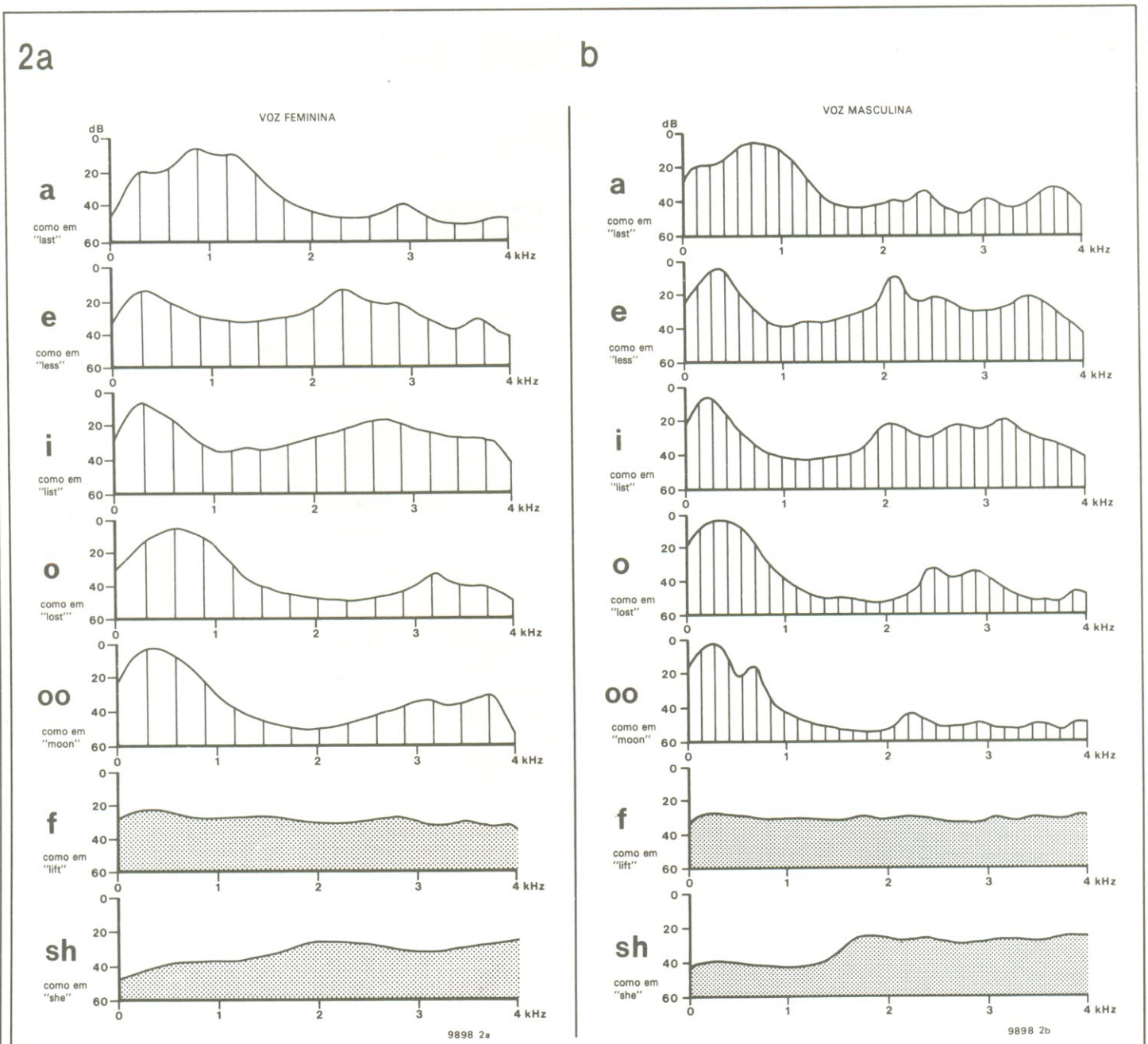


figura 2— Análise espectral do som de vogais e consoantes da língua inglesa, pronunciadas por uma voz feminina (a) e outra masculina (b). A frequência fundamental da primeira está situada em torno dos 280 Hz, enquanto a da segunda é de aproximadamente 140 Hz; a altura é a mesma para todas as vogais. O som produzido pela vibração das cordas vocais exibe uma grande quantidade de harmônicas. As características de amplitude dinâmica das diferentes vogais variam em consequência das ressonâncias formadas pelas várias posições que a língua, os dentes e os lábios assumem — sendo também afetadas, portanto, pelo formato das cavidades nasal e bucal. Este processo, que exige uma sofisticada "filtragem" dos sons da fala, é igualmente importante no caso do sons surdos; isto fica evidente pelas diferenças, no espectro, entre as duas pronúncias de "f" e "sh".

por exemplo, são conhecidos como **sonoros**.
— Caso o ar dos pulmões, ao contrário, não seja forçado pelas cordas vocais, mas simplesmente expelido pela boca, são gerados o que se convencionou chamar de sons **surdos**, tais como o "f" ou o "s". Estes são basicamente similares ao tipo de sons produzidos por um gerador de ruídos.

Tanto no caso dos sons surdos como sonoros, o formato das cavidades bucal e nasal vai determinar o caráter ou timbre dos sons emitidos. Por outro lado, a variação das ressonâncias dessas cavidades, pelo movimento da língua e dos lábios, controla o conteúdo harmônico da voz e nos permite separar as vogais das consoantes (veja as figuras 2a e 2b). Os lábios desempenham um papel especialmente importante nos sons que são individualizados pelas suas características de amplitude dinâmica, tal como no transiente percussivo de ataque do p em "papel".

Dessa forma, a voz pode ser encarada como um complexo instrumento gerados de sons, composto por um oscilador controlado por frequência e amplitude (as cordas vocais e os pulmões), um gerador de ruído (os pulmões) e uma série de filtros de tonalidade (as cavidades nasal e bucal).

Síntese de fala — Vista por esse ângulo, a voz nos leva naturalmente a especular sobre uma possível simulação, empregando técnicas semelhantes às dos sintetizadores musicais. As cordas vocais poderiam ser substituídas por um oscilador, cuja forma de onda teria que incluir harmônicas superiores em quantidade suficiente para permitir uma filtragem diferenciada; um gerador de ruído forneceria então os sons surdos, ao passo que um circuito chaveador faria as comutações entre essas duas fontes de sons, dependendo da modalidade de voz requerida.

Os problemas começam a surgir, porém, ao se analisar o tipo de filtro necessário para um sintetizador de fala como esse. Tendo em conta que as variação contínua dos parâmetros — seja o conteúdo harmônico estático, sejam as características dinâmicas do som — é vital para a implementação da fala articulada, seria preciso dispor de um sistema de filtros equalizadores, a fim de simular todas as nuances do caráter tonal da voz humana. E o que é mais, esse sistema de filtragem teria que ser controlado por tensão, para ter alguma possibilidade de acompanhar as rápidas mudanças no conteúdo harmônico da fala.

A esta altura já estamos mais que convencidos de que um sintetizados analógico de fala deste tipo iria exigir uma quantidade enorme de *hardware,* para viabilizar o complexo padrão de tensões necessário ao controle do banco de filtros. Uma boa alternativa poderia ser um sistema híbrido, que utilizasse uma memória para armazenar essas tensões de controle; de fato, os modernos sintetizadores que adotam esse processo exibem uma qualidade razoável. Chegaram a ser lançadas até mesmo

3

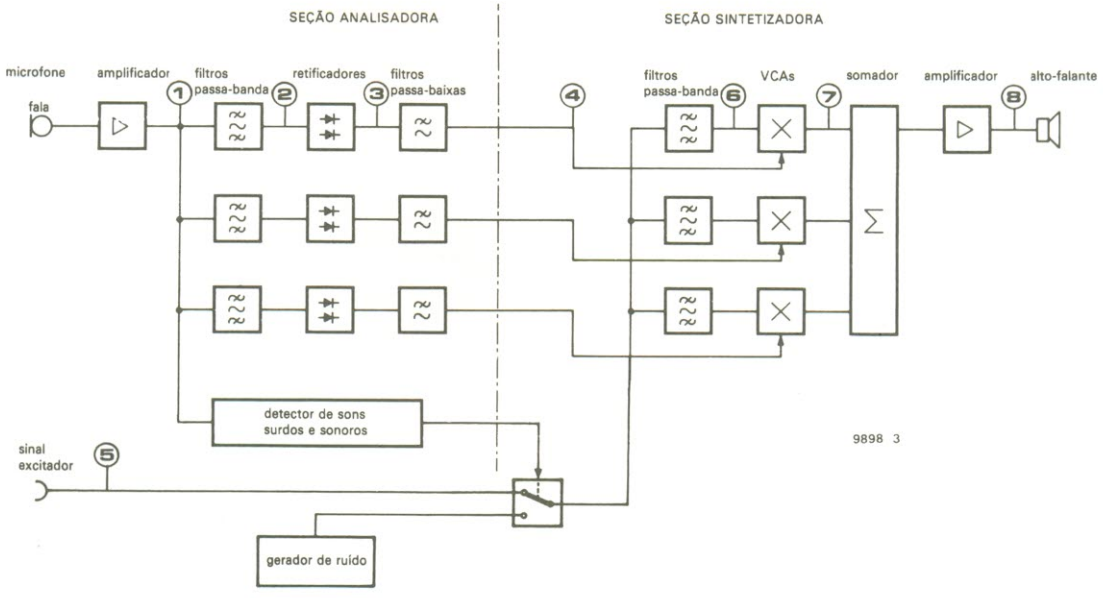


figura 3— Diagrama de blocos funcional de um *vocoder* com vários canais, no qual se baseiam todos aqueles voltados para efeitos musicais. Em primeiro lugar, faz-se uma análise espectral do sinal de voz, em tempo real, por meio de um banco de filtros passa-faixa e seguidores de envoltória. O resultado da análise é uma série de tensões de controle, que excitam um banco de VCAs (amplificadores controlados por tensão), com a finalidade de variar o sinal substituto. Dessa forma, o espectro do sinal original de fala aparece sobreposto ao sinal "excitador" (que não é, normalmente, um sinal vocal). Enquanto isso, o detector de sons surdos e sonoros faz amostragens contínuas do sinal de fala e decide se o gerador de ruído deve ou não ser inserido no circuito, em momentos determinados. Esse gerador torna-se necessário porque a maioria dos sinais excitadores não dispõe de um espectro suficientemente amplo para permitir a síntese de sons sibilantes. Para o bem da simplicidade, somente três canais foram representados no diagrama.

calculadoras falantes, que utilizavam fala sintética para fornecer o resultado dos cálculos.

As figuras 5 e 6 provam que não era necessário um circuito demasiado complexo para simular a voz pela forma digital. Os componentes usados na "construção" da fala ficavam armazenados em uma memória ROM, onde podiam ser percorridos por um microcontrolador específico para essa função. Um conversor D/A, embutido no próprio microcontrolador, encarregava-se então de produzir o sinal de voz analógico, a partir dos equivalentes digitais.

Codificação de voz — Muito embora a estocagem digital de dados represente a solução mais simples para os sistemas que devem gerar a fala (desde, é claro, que o vocabulário não seja muito extenso), esse não é o caso dos *vocoders;* chegamos, portanto, ao ponto que distingue os **codificadores** dos **sintetizadores** de voz.

O *vocoder* é projetado, basicamente, para sobrepor uma série de palavras faladas a um sinal gravado, mas de natureza não vocal — tal como música, o som do vento e assim por diante —, de tal maneira que o som resultante pareça estar pronunciando aquelas palavras. A articulação do sinal de saída costuma ser excelente, caracterizando-se por uma grande clareza de "pronúncia".

Essa qualidade de articulação é o que diferencia, entre outras coisas, os codificadores de voz de outros dispositivos menos sofisticados, tais como os conhecidos pedais uá-uá ou mesmo o tubo vocal, de concepção mais recente (veja a figura 7). Este último não passa, na verdade, de um *vocoder* mais grosseiro, de operação puramente acústica e mecânica. A caixa fechada contém um amplificador de potência e um alto-falante, que são excitados pelo sinal vindo de um guitarra elétrica ou instrumento semelhante. O som amplificado do instrumento é então passado para o tubo plástico, cuja extremidade fica na boca do músico.

Este, sem usar as cordas vocais, mas simplesmente alterando o formato de sua cavidade bucal, pode articular o sinal produzido pelo seu próprio instrumento, que parece falar. Esse sinal é captado por um microfone, posicionado defronte à boca do músico, e depois deixado aos cuidados do equipamento convencional de amplificação ambiente. Assim, os sons gerados pelo tubo vocal são fundamentalmente semelhantes aos que forneceria um *vocoder.* Entretanto, ele mostrou-se muito limitado no número de possíveis aplicações, além de exibir uma qualidade de articulação bem inferior — particularmente na produção de sons surdos e explosivos.

Os Vocoders modernos

Resumindo o que já sabemos sobre os codificadores de voz, a articulação da fala é modulada sobre um segundo sinal, que serve de "excitador"; isto é feito convertendo-se o sinal aplicado de fala em dados que possam ser usados para variar o sinal de saída. Apesar de existirem, em princípio, diversos modos de se analisar e sintetizar a fala humana, estamos tratanto aqui dos chamados "*vocoders* de vários canais".

4

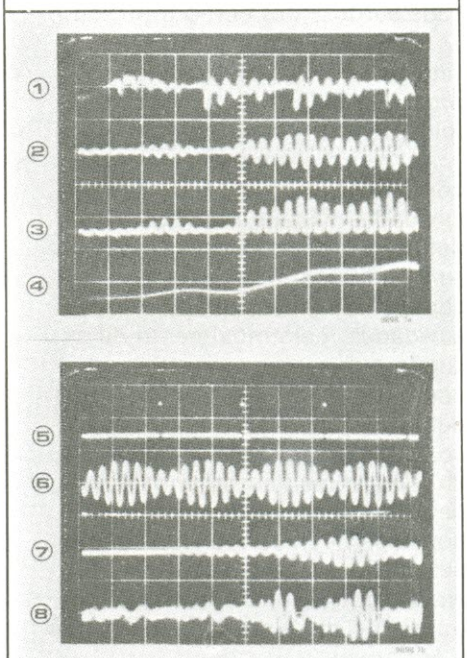


figura 4— Fotos tiradas da tela de um osciloscópio, mostrando o sinais presentes nos pontos numerados da figura 3.

5

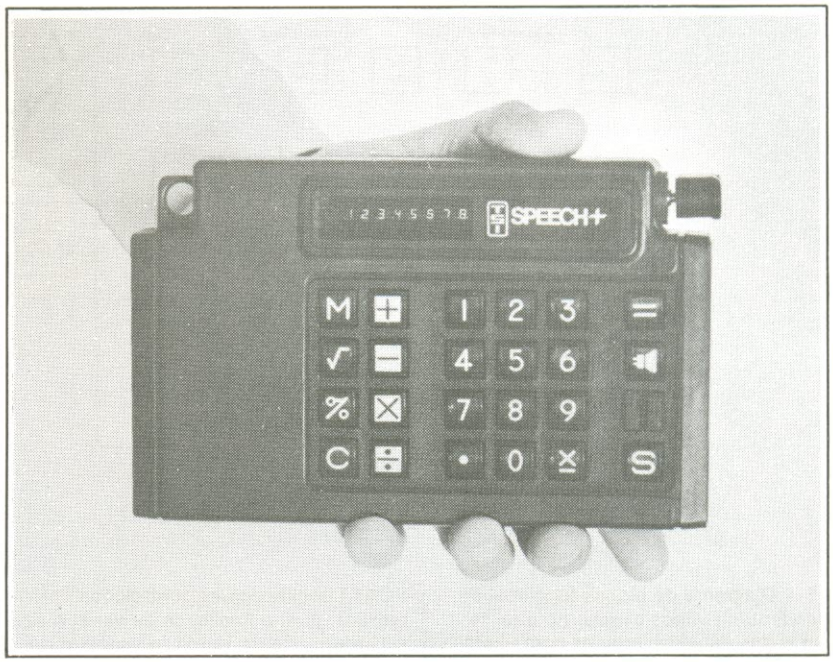


figura 5— Aspecto de uma calculadora lançada em 1976, contendo um pequeno sintetizador de voz; fornecia assim o resultado dos cálculos por meio de fala artificial.

A figura 3 ilustra, em forma de diagrama de blocos, a estrutura de um codificador dessa categoria. O sinal de voz, proveniente de um microfone, é aplicado a um banco de filtros passa-banda, que o dividem em uma série de faixas de frequência separadas e bastante estreitas. Retificando e passando esses sinais por filtros passa-baixas, obtém-se então uma série de tensões CC que correspondem à envoltória dos mesmos. São essas tensões de controle que vão manipular o banco de filtros do sintetizador; como se pode perceber, representam uma verdadeira análise temporal do sinal de fala.

O sinal de voz é aplicado também a outro circuito, mais exatamente ao detector de sons surdos e sonoros — o qual faz amostragens contínuas do mesmo, procurando pelos sons dos dois tipos e identificando-os pela comutação entre dois níveis de tensão (tal como 0 V e +5 V, por exemplo).

As saídas desse detector e dos seguidores de envoltória controlam então a etapa sintetizadora do *vocoder*. Como ela contém um número de filtros equivalente ao da etapa analisadora, o sinal excitador — seja ele fornecido simplesmente pelos osciladores e pelo gerador de ruído do sintetizador ou por essas duas fontes mais uma entrada externa — é analisado com a mesma quantidade de frequências do sinal de voz. Através de um conjunto de amplificadores controlados por tensão (VCAs), as saídas da seção de filtragem sofrem variações impostas pelas tensões de controle; resultado: o espectro do sinal de voz é sobreposto ao sinal de excitação.

Os canais separados são por fim somados e entregues ao estágio final, dando origem a algo que possui a "voz" do sinal excitador (um violino, um guitarra, etc.), mas também a articulação da passagem falada. Além disso, tanto o caráter típico do sinal excitador, como as nuances de articulação da fala — dialeto, sotaque e outras — são totalmente preservados. Trocando em miúdos, a voz humana é simplesmente substituída pela do instrumento que estiver fornecendo o sinal excitador.

6

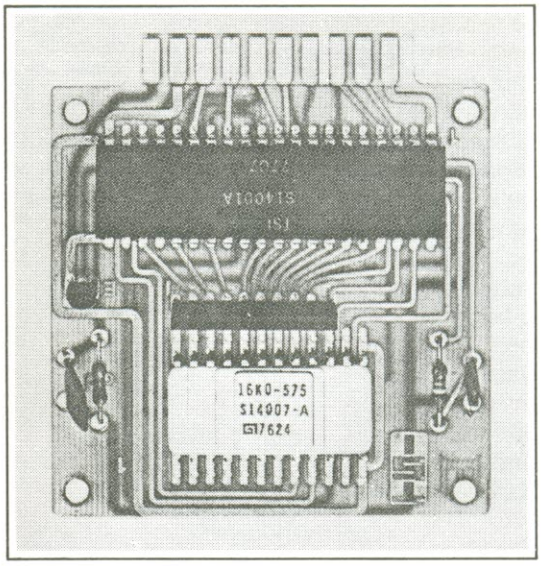


figura 6— Parte interna da calculadora "falante". O circuito consistia em apenas dois CIs: uma ROM, onde eram armazenados os componentes da fala sob a forma digital, e um microcontrolador que selecionava esses componentes para cada palavra desejada e, por meio de um conversor D/A, os reunia para formar o sinal analógico de fala.

7

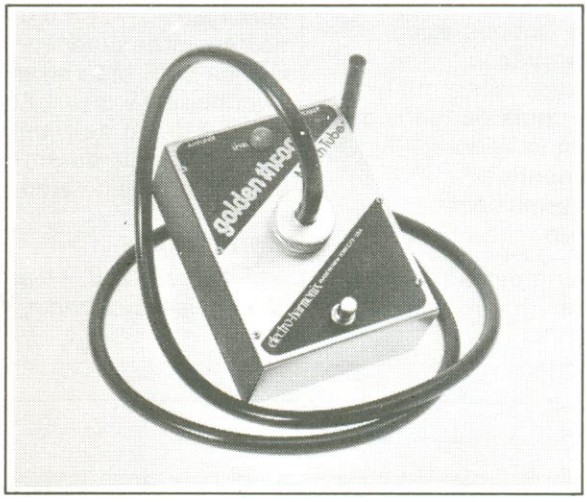


figura 7— Exemplo de tubo vocal. A caixa contém um amplificador de potência e um alto-falante; o som resultante é enviado, através do tubo plástico, para a boca do músico, que modula ou "articula" esse sinal pela variação de suas cavidades bucal e nasal. O instrumento que ele estiver tocando, portanto, parecerá cantar ou falar.

Em teoria, ao menos, o detector de sons surdos e sonoros parece supérfluo nesse processo; o fato é que a maioria dos sinais excitadores não possui um espectro dinâmico amplo o suficiente para sintetizar o som das consoantes do tipo sibilante (tal como o "s" e o "f", por exemplo). Por esse motivo, o detector coloca o gerador de ruído no circuito sempre que necessário, garantindo o fornecimento de "matéria-prima" ao sintetizador, toda vez que o sinal excitador não é capaz de fazê-lo.

A figura 4 permite observar os sinais típicos internos do circuito,

nos pontos que aparecem numerados na figura 3. Em (a) pode-se ver como o sinal aplicado de fala é convertido, na etapa analisadora, em tensões de controle que acionam os VCAs; em (b) aparecem os vários estágios de sintetização, utilizando-se um gerador de pulsos como sinal excitador. Vamos descrever mais detidamente cada um desses sinais:

1. Sinal de fala, obtido a partir de um microfone; o traço corresponde à vogal "a" na palavra de teste "bast".
2. Sinal de saída em um canal de filtragem, localizado na etapa analisadora (frequência central de 680 Hz, com 140 Hz de largura de faixa, a 6 dB).
3. O mesmo sinal, após a retificação.
4. Tensão de controle, obtida pela filtragem passa-baixas do sinal retificado.
5. Sinal excitador, enviado por um gerador de pulsos, com frequência aproximada de 150 Hz.
6. Saída obtida após o sinal pulsado ter sido entregue aos filtros da etapa sintetizadora.
7. Resultado da modulação do sinal analisado (4) sobre a saída dos filtros de sintetização.
8. Saída final do *vocoder,* em consequência da soma de todos os canais da parte sintetizadora; percebe-se claramente a semelhança da mesma com o sinal original de fala.

Na segunda parte desta matéria vamos detalhar um pouco mais o funcionamento dos *vocoders,* além de dar vários exemplos de aplicação. O autor e o editor gostariam de agradecer ao sr. Tim Orr, da EMS Ltd.: ao sr. Buder, da Sennheiser; e ao sr. Funk, da Rádio Estúdio de Hamburgo, por sua assistência durante a preparação deste artigo.

8

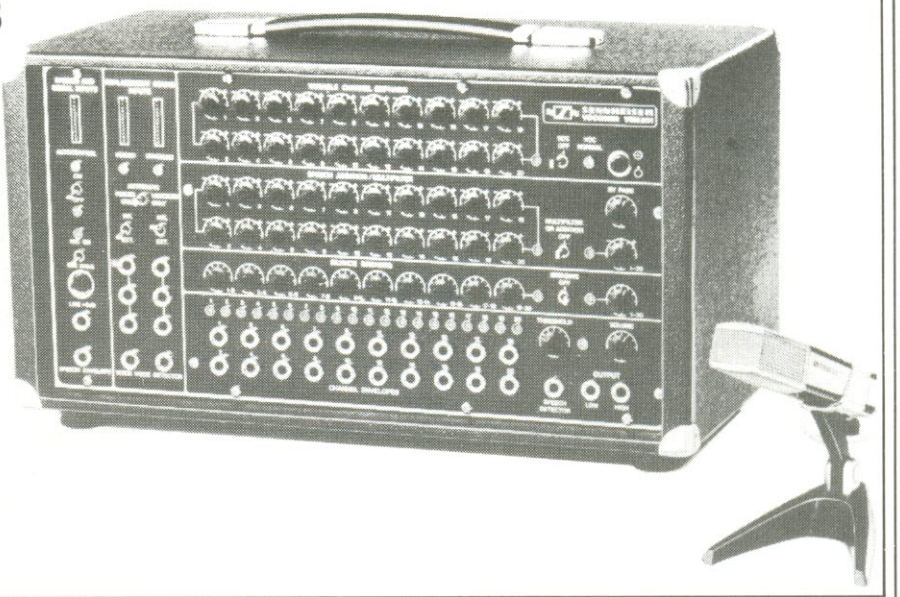


figura 8— *Vocoder* modelo VSM 201, da Sennheiser, que foi concebido especificamente para uso em estúdio e pode ser incorporado a sintetizadores de maior porte.

Referências

— Figuras 1, 2, 3, 4 e 8: *Sennheiser Electronic*, Wedemark, Hannover, Alemanha Ocidental.
— Figuras 5 e 6: *Silicon Systems Inc,* Irvine, Califórnia, EUA.
— Figura 7: *Electro-Harmonix,* Nova Iorque,
— Figura 9: *EMS,* Londres, Inglaterra.

9

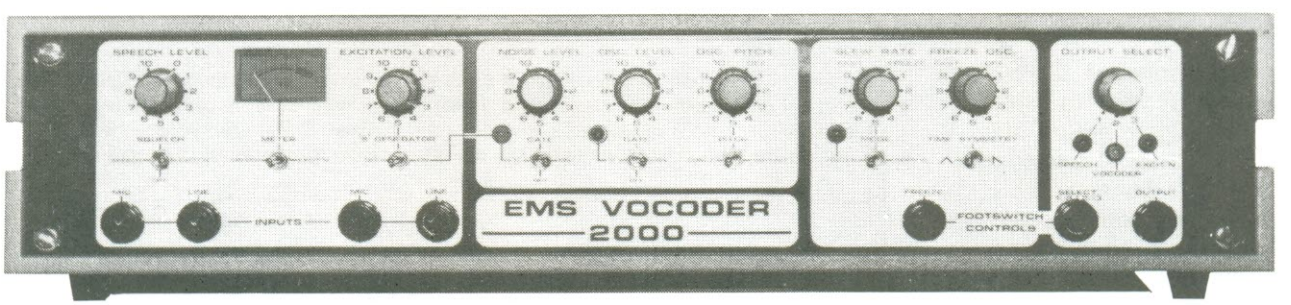


figura 9— Um *vocoder* "miniatura" da EMS. Suas dimensões o tornam ideal para utilização em palco, nas apresentações ao vivo.

Este circuito pode ser utilizado na gravação de programas e outros dados em memórias EPROM do tipo 2716. Para essa tarefa razoavelmente complexa, ele dispõe apenas de um 555, quatro portas NE e mais um punhado de pequenos componentes. Impossível? Não com a valiosa ajuda de um sistema que contenha um microprocessador — o qual é colocado para fazer todo o trabalho pesado

Programador "embutido" de EPROMs

R. Pequet

Embora seja considerada um tanto "idosa" segundo os atuais padrões da informática, a 2716 ainda é uma EPROM bastante popular. Foi a primeira de sua classe a exigir uma única tensão de programação, facilitando assim tremendamente esse processo. Permanece, porém, o dilema de como programá-la (o qual, diga-se de passagem, persiste com suas sucessoras).

Se fosse apenas pelas regras do jogo, não haveria grandes problemas; elas são bastante simples, como se vê na figura 1: além da tensão de programação de 25 V, é preciso dispor somente de um pulso em níveis TTL, com uma duração de 50 ms. Para sermos mais precisos, o pino $\overline{CE}$ da memória deve ser levado ao nível alto, para que depois seja feito o mesmo com seu pino $\overline{OE}$ — situação que precisa ser mantida durante 50 milissegundos, após o que tanto $\overline{CE}$ como $\overline{OE}$ voltam ao nível baixo.

Para verificar se o ciclo de programação foi bem sucedido, os dados podem ser lidos em seguida, sem que a alimentação de 25 V tenha que ser desligada (veja a tabela 1).

Os programadores "normais" de EPROMs são máquinas bastante complexas, pois devem ser capazes de: 1. Obter os dados necessários em outra EPROM ou de alguma outra fonte; 2. Distribuir os vários sinais pelos pinos da nova EPROM, na sequência correta; 3. Verificar o processo de programação e 4. Repetí-lo se for necessário. Impossível, portanto, conceber uma unidade "simples" para realizar todo esse trabalho, principalmente se ela tiver que ser auto-suficiente.

As coisas poderiam ficar bem mais fáceis, porém, se passássemos a maior parte do serviço para um sistema já existente, que inclua um microprocessador. Pois a idéia aqui sugerida adota essa solução, com um ou dois aperfeiçoamentos.

Na prática, a memória é frequentemente destinada ao próprio sistema que contém o microprocessador (um computador

1

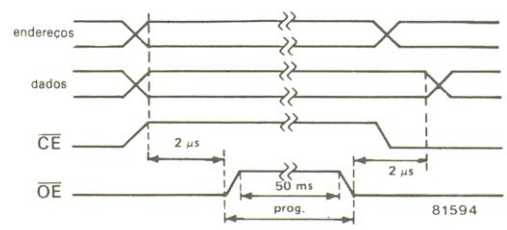


figura 1 — A memória 2716 permite uma programação excepcionalmente simples. Uma vez providenciada a tensão programadora de 25 V, é preciso apenas garantir que os terminais $\overline{OE}$ e $\overline{CE}$ assumam o nível alto nos momentos corretos.

2

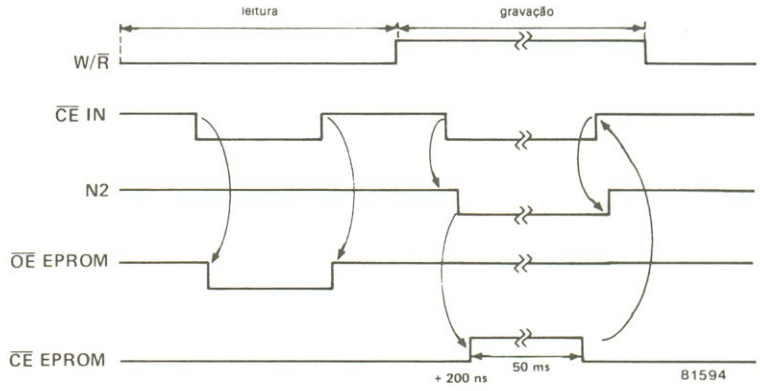


figura 2 — O circuito proposto converte os sinais $\overline{R}$/W e $\overline{CE}$ nos pulsos $\overline{OE}$ e $\overline{CE}$ pedidos pela EPROM (note que $\overline{OE}$ deve ser baixo durante a leitura e alto na gravação).

3

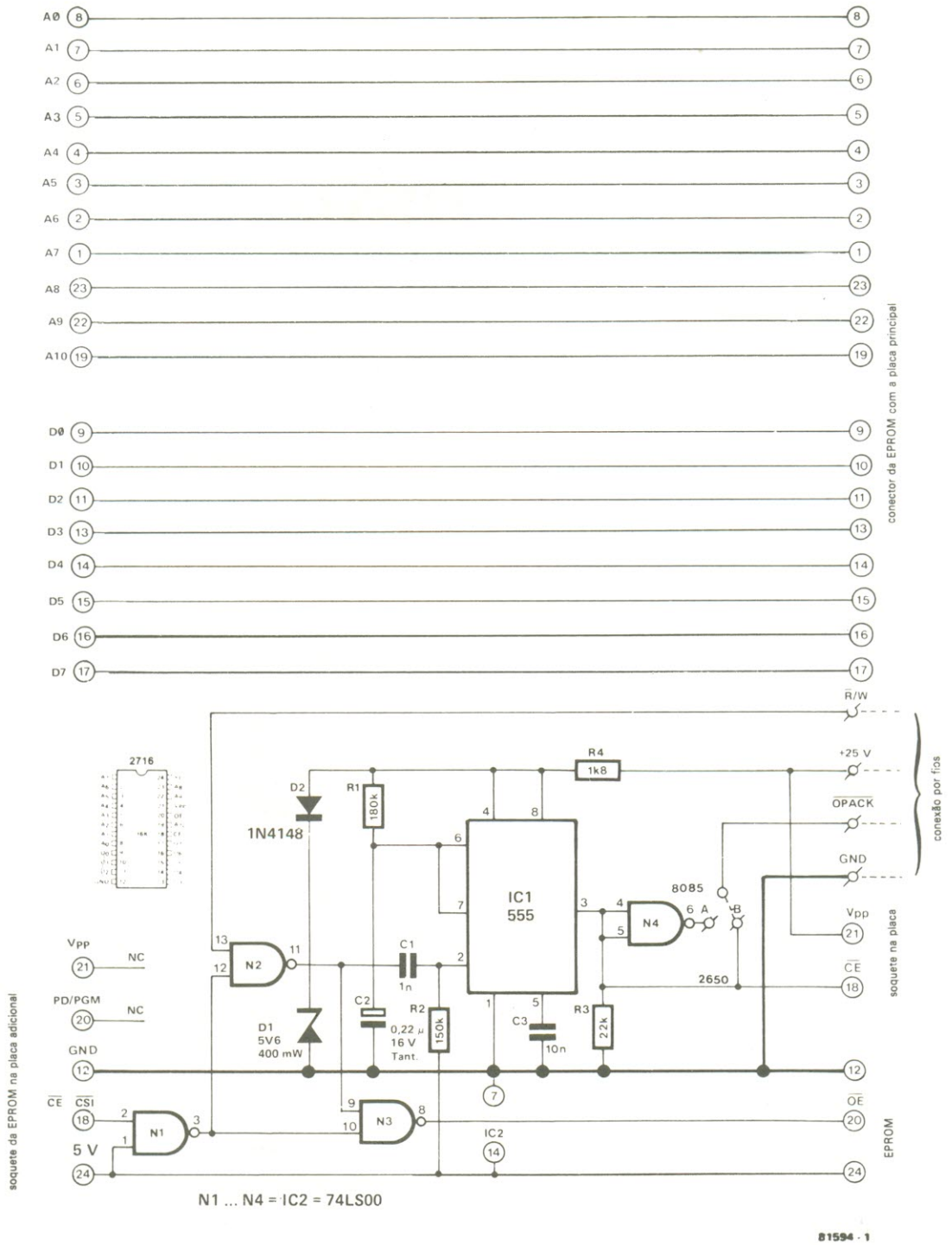


figura 3 — O esquema completo do circuito mostra que a maioria dos sinais presentes no soquete original da memória permanecem inalterados durante a programação. O sinal $\overline{CE}$ do sistema é combinado com $\overline{R}/W$, dando origem aos sinais $\overline{OE}$ e $\overline{CE}$ para a EPROM a ser programada e $\overline{OPACK}$ para o microprocessador. A própria alimentação para o 555 é obtida a partir da tensão programadora de 25 V.

pessoal, por exemplo). Isto significa que há pelo menos um soquete previsto para ela, na placa impressa, no qual pode ser alojado um pequeno circuito auxiliar, por baixo da EPROM que se deseja gravar. Apenas quatro fios extras vão ligados a esse circuito auxiliar, permitindo que a memória seja programada através de uma operação comum de gravação para cada endereço!

A essa operação segue-se outra de leitura normal, para assegurar que os dados tenham sido transferidos corretamente. É interessante observar que qualquer área ou local isolado da memória

4

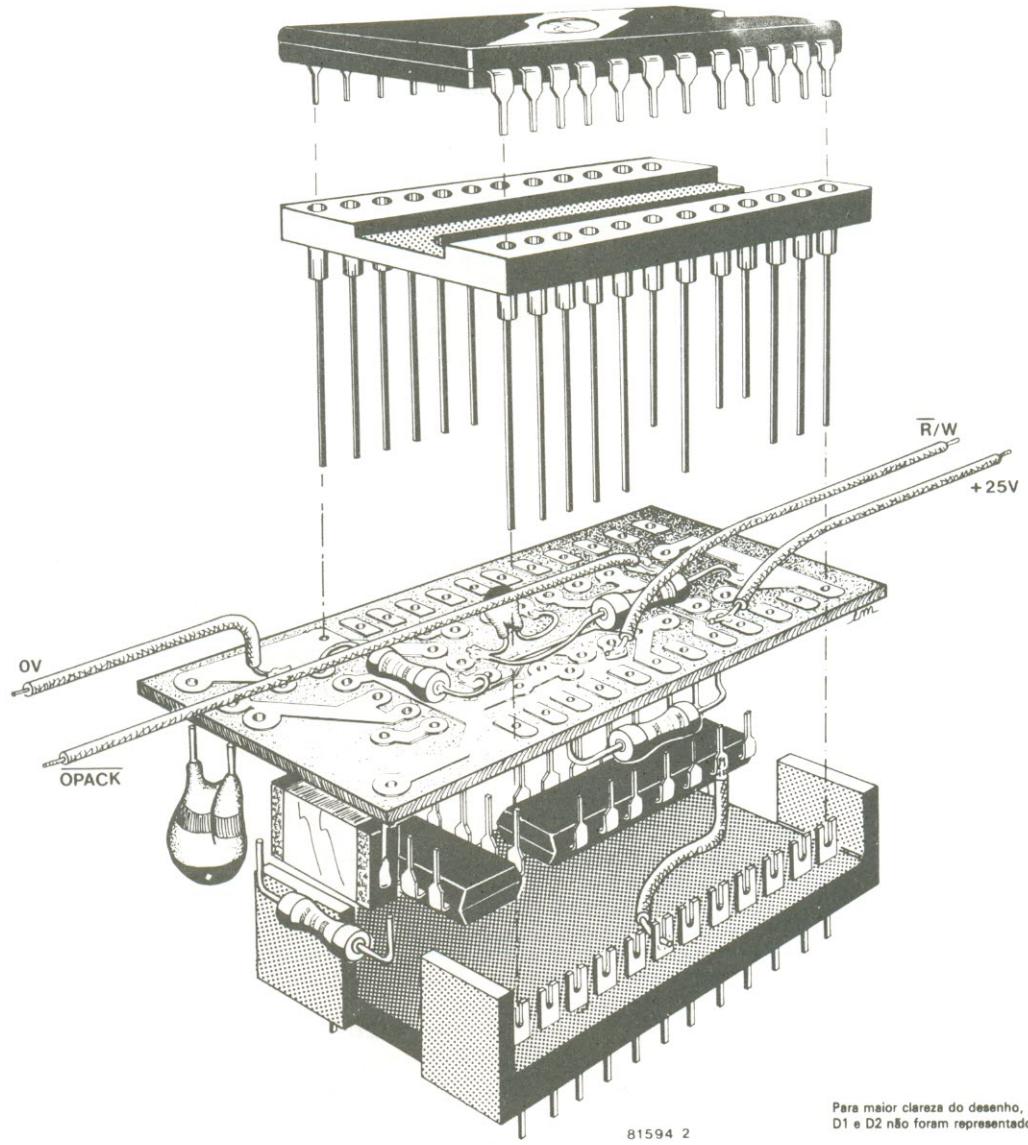


figura 4 — Este desenho em perspectiva permite avaliar com clareza toda a confecção do programador. Depois de montar todos os componentes na placa impressa, pequenos pedaços de fio rígido devem ser soldados nos furos correspondentes, a fim de encaixar o conector DIL por baixo e o soqete da memória por cima. Como alternativa, pode-se empregar um soquete para montagem tipo *wire-wrap*, cujos pinos são suficientemente longos para atravessar a placa e atingir o conector na parte inferior.

pode ser programado desta maneira; em outras palavras, partindo de uma EPROM em branco, os dados não precisam preencher a memória de uma só vez, podendo ser gravados em várias ocasiões diferentes.

Mas antes que todo hobista ou profissional de informática ponha mãos à obra, é preciso fazer uma pequena ressalva. Para que o circuito funcione a contento, deve haver uma forma de imobilizar o microprocessador por 50 ms, durante a operação de gravação. A primeira coisa a fazer, portanto, é verificar se o microprocessador do sistema dispõe de uma entrada com essa função. Em caso afirmativo, é quase certo que o circuito poderá ser usado — com uma ou outra alteração de pequeno porte, de acordo com o processador envolvido.

Isto se deve ao fato de o programador ter sido projetado para utilização juntamente com o 2650, um processador fabricado anos atrás pela Signetics e com pouca repercussão no Brasil. Mas o idealizador do circuito afirma que outros microprocessadores podem aceitar o artifício sem problemas — tal como o 8085, por exemplo, do qual é possível aproveitar a entrada READY. O projeto prevê as mudanças necessárias para este

5

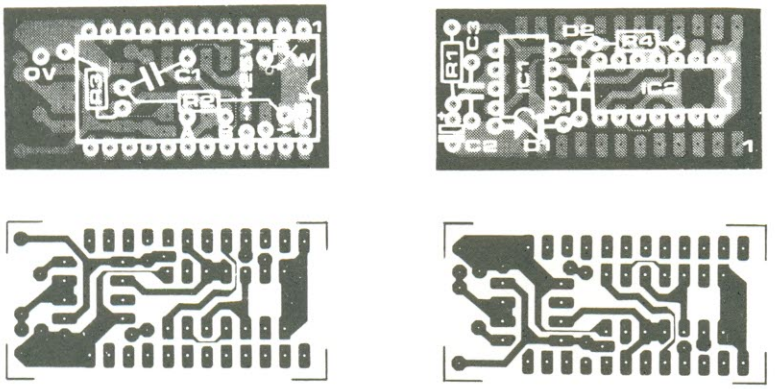


figura 5 — Placa de circuito impresso em tamanho natural, mostrando claramente a disposição dos componentes nos dois lados da mesma. Note que os pinos 20 e 21 do conector DIL não ficam ligados à placa e que o pino 18 é acoplado ao pino 2 de IC2, através de um fio separado; isto está indicado, na placa, como "CSI".

Lista de componentes

Resistores (1/8W)
R1- 180 k
R2- 150 k
R3- 22 k
R4- 1,8 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 1 nF
C2- 0,22 µF/16 V (tântalo)
C3- 10 nF

Semicondutores
D1- zener de 5,6 V/400 mW
D2- 1N4148
IC1- 555
IC2- 74LS00

Diversos
Placa nº 81594
Soquete DIL de 24 pinos
Conector DIL de 24 pinos

TABELA 1 — Condições para gravação e leitura da EPROM 2716

pinos / modalidade	$\overline{CE}$/PGM (18)	$\overline{OE}$ (20)	Vpp (21)	Vcc (24)	saídas (9/11,13/17)
leitura	V_{IL}	V_{IL}	+5 V	+5 V	D_{OUT}
standby	V_{IH}	indiferente	+5 V	+5 V	Z alta
programação	V_{IL} p/ V_{IH} pulsado	V_{IH}	+25 V	+5 V	D_{IN}
verif. program.	V_{IL}	V_{IL}	+25 V	+5 V	D_{OUT}
inib. program.	V	V	+25 V	+5 V	Z alta

processador específico; os demais foram deixados a cargo de seus próprios usuários.

O circuito

O sinal $\overline{OPACK}$ encarrega-se de paralisar o processador na condição em que estiver, mantendo inalteradas as linhas de dados e endereços. Isto simplifica bastante a tarefa de manter estáveis os bits de dados e endereços durante o ciclo de programação de 50 ms. Utilizando um simples temporizador 555, pode-se gerar um sinal $\overline{OPACK}$ sem grandes problemas.

Os requisitos básicos para o controle da memória podem ser vistos na figura 2. A EPROM é habilitada toda vez que sua entrada $\overline{CE}$ vai para um nível baixo; no ciclo de leitura, não acontece nada de especial. Como se vê na figura 3, a entrada $\overline{R}/W$ (em nível 0 durante a leitura) leva a saída de N2 para um nível alto — o qual, combinado com o nível alto enviado por N1, faz com que o pino $\overline{OE}$ vá para 0 via N3. Os dados podem ser lidos então normalmente; a entrada $\overline{CE}$ da memória permanece em 0 ao longo de todo o processo.

Numa operação de gravação as coisas tornam-se, como é óbvio, um pouco mais complicadas. As entradas $\overline{CE}$ e $\overline{R}/W$ do circuito permanecem em 1 neste caso, provocando um nível alto na saída de N3 (terminal $\overline{OE}$ da EPROM). Além disso, o pulso descendente na saída de N2 dispara o temporizador (IC1), levando sua saída também para 1; este é o sinal $\overline{CE}$ para a memória. Como se vê pela figura 1, com $\overline{OE}$ e $\overline{CE}$

simultaneamente em nível alto, temos instaurada a modalidade de programação. Veja ainda que durante o período de 50 ms do temporizador, a saída $\overline{OPACK}$ também é mantida em 1, a fim de imobilizar o processador; no caso do 8085, esse sinal pode ser invertido via N4.

Usando o programador

Na prática, utiliza-se o seguinte procedimento genérico na programação de uma memória 2716:

— Insere-se o circuito auxiliar no soquete da EPROM e coloca-se por cima a memória que deve ser gravada; liga-se então as linhas $\overline{R}/W$, $\overline{OPACK}$ e de alimentação (25 V e terra) por meio de fios separados, seguindo as orientações da figura 4.

— Utilizando um programa previamente elaborado (que varia de acordo com o microprocessador utilizado), transfere-se então os dados desejados para a memória.

— Pode-se agora desligar os quatro fios auxiliares, remover o circuito auxiliar e inserir a EPROM normalmente em seu soquete original; está feito!

Como dissemos, porém, essas são instruções básicas, que devem ser complementadas com alguns detalhes. Em primeiro lugar, o sinal $\overline{R}/W$ deve estar presente antes ou, o mais tardar, ao mesmo tempo que $\overline{CE}$; para o 8085, isto quer dizer que será preciso adotar $\overline{SI}$ no lugar de WR.

Além disso, o sinal $\overline{CE}$ para o circuito não deverá ser obtido, de forma alguma, a partir de $\overline{R}/W$. Em termos práticos, isto significa que o decodificador de blocos de endereços que seleciona a EPROM só pode ser habilitado por algum sinal do tipo "endereço válido". Após cada ciclo de programação, por fim, deve-se prever um curto período para a estabilização do circuito (cerca de 2,5 ms) — que pode ser introduzido sob a forma de um breve retardo no programa de gravação.

A dupla R1/C2 proporciona um período de 45 ms para o 555, considerando o capacitor com seu valor nominal. Na prática, porém, esse tipo de capacitor costuma exibir uma capacitância maior que a nominal, especialmente nesta aplicação de baixa frequência. Se um instrumento de medida adequado estiver disponível, R1 poderá ser ajustado até que o período seja exatamente de 50 ms; os valores fornecidos mostraram-se confiáveis, de qualquer forma, nos vários testes efetuados pelo projetista.

Os leitores perfeccionistas já devem ter notado que os sinais de programação da EPROM não estão totalmente corretos; de fato, foi omitido o retardo de 2 μs entre o momento em que o endereço e os dados são aplicados e o início o pulso $\overline{OE}$. Para o autor, porém, isto nunca causou problemas.

Repare ainda que o 555 introduz um retardo de pelo menos 200 ns entre o pulso de disparo em seu pino 2 e a saída resultante no pino 3. Na prática, esse atraso poderia fazer com que o sinal $\overline{OPACK}$ surgisse tarde demais para imobilizar o processador. Com seus 3 MHz de *clock,* o 8085 deveria receber o sinal dentro de 100 ns; embora outros testes não tenham denunciado problemas nessa parte, é sempre bom ter em mente que uma redução temporária da frequência de *clock* pode tornar a programação mais confiável — especialmente no caso dos microprocessadores mais recentes, com ciclos ainda menores.

Para encerrar, gostaríamos de alertar que os manuais nem sempre concordam sobre quais são os pinos $\overline{OE}$ e $\overline{CE}$ da 2716. Mas se for seguida a pinagem dada neste artigo — ou seja, pino 18 para $\overline{CE}$ e pino 20 para $\overline{OE}$ — o circuito irá funcionar sem problemas. ⏮

Onze sugestões práticas para áudio

1. Mixer digital

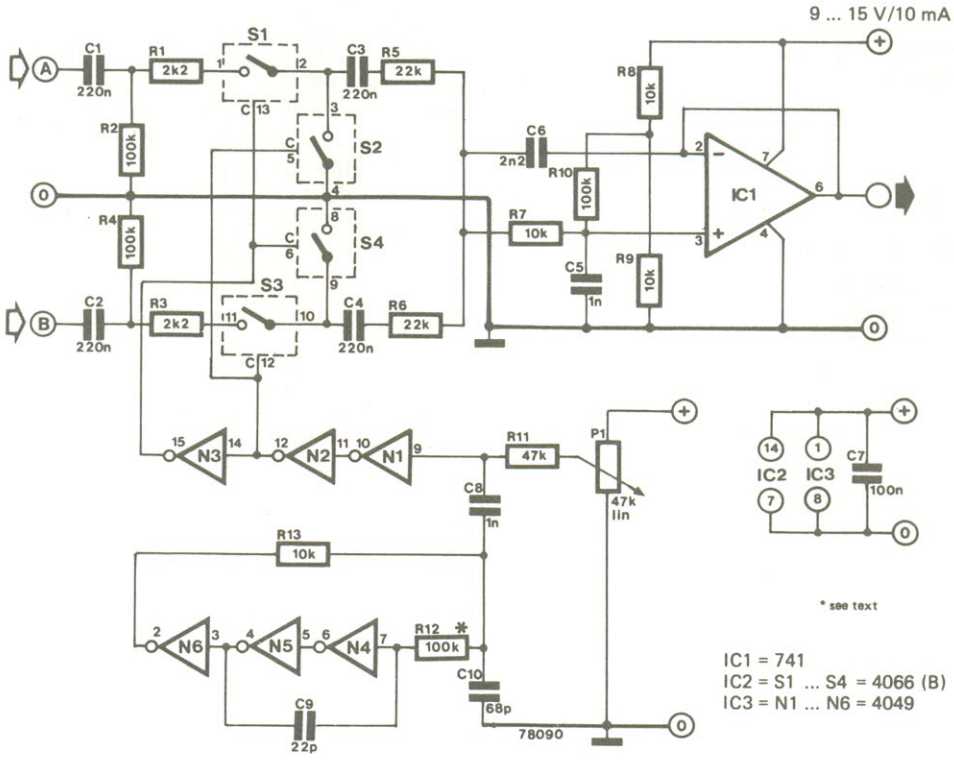
Este circuito opera segundo um princípio bem diferente do que estamos acostumados a ver em misturadores. Ao invés de empregar potenciômetros convencionais como atenuadores analógicos, juntamente com um amplificador somador, ele atua fazendo amostragens alternadas dos dois sinais de entrada, em alta freqüência.

Os sinais aplicados em suas entradas são levados a um par de chaves eletrônicas, cada uma delas composta por dois elementos de um integrado CMOS tipo 4066. O uso de chaves, tanto em série como em paralelo com o percurso do sinal, permite adotar uma elevada impedância de carga (o que reduz a distorção), ao mesmo tempo em que mantém uma boa isolação entre os sinais, nos momentos em que os canais estão desativados.

Os dois conjuntos de chaves são abertos e fechados alternadamente por um *clock* de 100 kHz e duas fases, implementado com base nos inversores N1...N6. Toda vez que S1 estiver fechada, S2 estará aberta e o sinal A irá chegar até IC1; ao mesmo tempo, S3 vai estar aberta e S4 fechada, bloqueando assim o sinal B. Em contrapartida, na situação inversa (ou seja, S3 fechada e S1 aberta) o sinal B poderá passar, enquanto A será bloqueado.

O potenciômetro P1 permite ajustar o ciclo de trabalho dos pulsos de *clock*, isto é, a proporção do período total em que cada sinal está presente na saída do misturador. Isto, por sua vez, varia a amplitude de cada sinal; com P1 a meio curso, ambos têm aproximadamente a mesma amplitude, ao passo que nos extremos um dos sinais é totalmente bloqueado e o outro, liberado de forma contínua.

O filtro passa-baixas formado por IC1 remove da saída todos os componentes do *clock* — os quais, apesar de serem inaudíveis, podem danificar amplificadores de potência e alto-falantes de agudos,



ou entrar em batimento com o oscilador de polarização dos gravadores, dando origem a apitos de alta freqüência.

A tensão de alimentação, que deve ser estabilizada e sem *ripple*, pode ficar entre 9 e 15 V. Qualquer valor acima de 15 V poderá causar danos aos integrados CMOS, enquanto aqueles inferiores a 9 V não vão permitir uma operação satisfatória do 741. O máximo sinal de entrada que o circuito pode aceitar, sem distorções, gira em torno de 1 V RMS. Para encerrar, gostaríamos apenas de ressaltar que, apesar de bastante prático, este circuito não se destina a aplicações de alta fidelidade; ele pode mostrar-se útil, porém, na "mixagem" de música ambiente e voz, por exemplo.

2. Seletor eletrônico

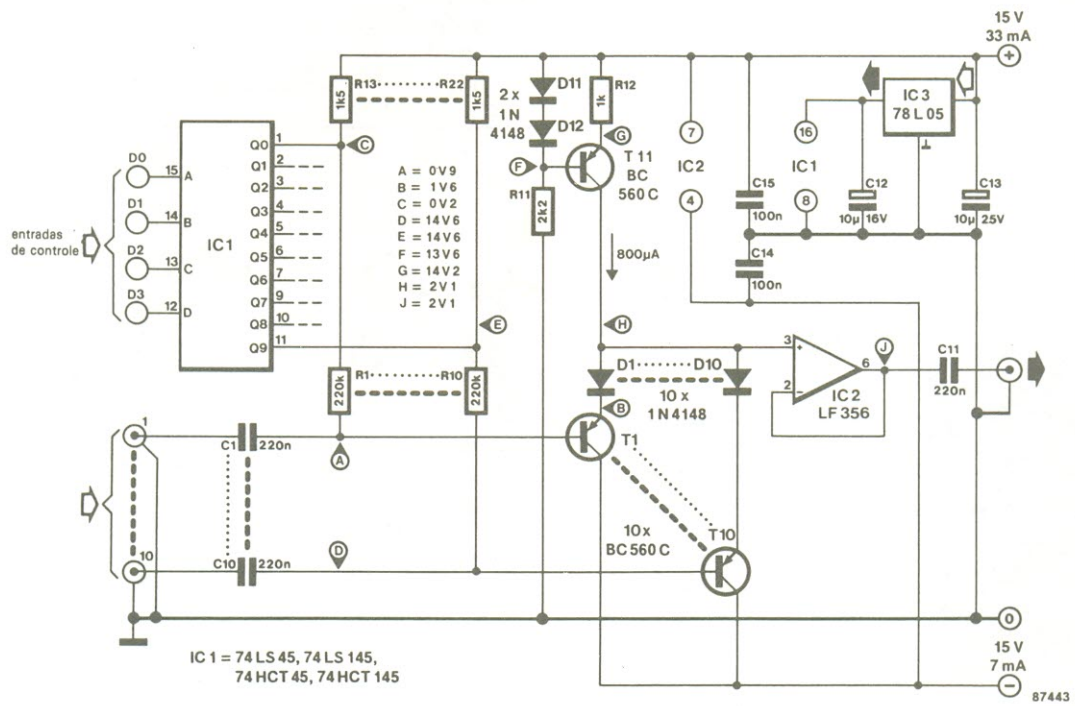
R. Shankar

A comutação digital de sinais de áudio pode ser feita com o auxílio de chaves analógicas ou multiplexadores do tipo CMOS. Embora simples, esse processo envolve uma inevitável perda de qualidade sonora, devido à natureza "ruidosa" desses dispositivos. Além disso, a elevada resistência que essas chaves apresentam quando fechadas, associada às grandes capacitâncias parasitas geralmente existentes nos circuitos CMOS, provoca uma alta suscetibilidade às interferências entre sinais.

Este circuito representa uma alternativa mais confiável para se escolher digitalmente um entre dez sinais de áudio, sem as desvantagens citadas. Como se vê pelo esquema, os dez sinais de entrada (numerados de 1 a 10) são aplicados às bases dos transistores T1...T10, via capacitores C1...C10. As tensões de polarização para os transistores são obtidas por meio dos resistores R1...R10.

Dependendo do código binário presente em IC1, uma de suas entradas Q0...Q9 assume um nível baixo. Assim, por exemplo, caso o código de entrada seja 0010, a saída Q2 vai para 0, aterrando a base de T3, enquanto as bases de todos os outros transistores são elevadas a quase +15V. Desse modo, T3 passa a funcionar como um seguidor de emissor, ao passo que os demais ficam inversamente polarizados. O barramento de saída desse arranjo de transistores é acoplado ao seguidor de tensão IC2, que fornece o sinal selecionado pelo circuito.

O regulador de tensão IC3 só é necessário na falta de uma linha alimentadora de +5 V. Caso o número de canais requeridos em uma determinada aplicação seja menor que 10, os componentes relevantes podem ser omitidos sem problemas. E se for preciso incluir



um recurso de silenciamento *(mute)*, basta aterrar uma das entradas para emudecer a saída, durante a seleção do canal correspondente.

O circuito é capaz de manipular sinais de até 4 V RMS e a distorção total não excede 0,01%, para freqüências de até 20 kHz. Quanto às interferências mútuas, neste projeto elas apresentam uma atenuação de 80 dB; este valor pode ser atingido facilmente, prestando-se a devida atenção para o traçado da placa impressa, o desacoplamento das linhas de alimentação (C14 e C15 devem ser fixados diretamente aos pinos adequados do operacional) e a utilização de componentes de boa qualidade.

Repare que foi incluída uma lista de tensões medidas em vários pontos do circuito, após a montagem de um protótipo. Essas leituras foram obtidas em relação ao potencial de terra, mediante um multímetro digital com 1 megohm de impedância na entrada; o canal selecionado durante as medições era o de nº 1.

3. Amplificador de micropotência

Este amplificador foi especialmente concebido para ser usado com fontes de energia "alternaticas", tais como células solares e unidades de combustível biológico. Esse tipo de fonte de energia, como se sabe, normalmente fornece uma tensão reduzida e variável, aliada a uma alta resistência de saída. Pois o circuito aqui proposto é capaz de operar de modo confiável com qualquer tensão entre 3 e 20 V, "enxergando" resistências de fonte de até

$$\frac{U_{alim.}\ (V)}{2\quad (mA)}\ (k\Omega)$$

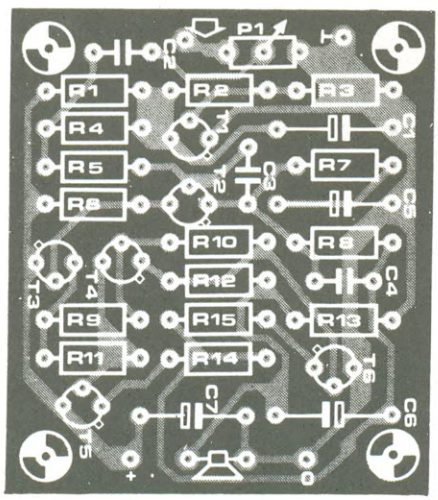
A potência fornecida pelo amplificador vai depender, obviamente, da tensão e resistência da fonte de alimentação, como se pode ver pela tabela anexa. O consumo quiescente do circuito está situado entre 1 e 1,5 mA; o valor exato é determinado pelo tipo de transistor utilizado. Se a corrente de repouso estiver fora desses limites, será preciso alterar o valor de R9.

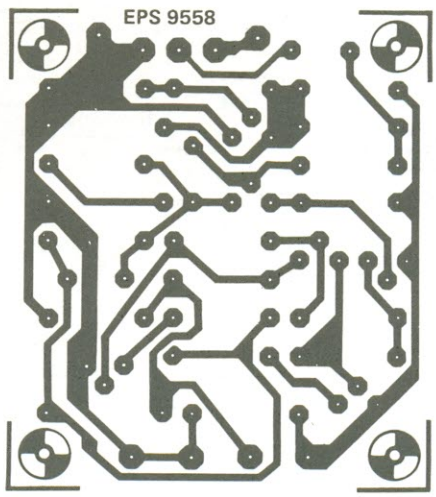
Segundo nos indica a tabela, o desempenho do amplificador melhora com alto-falantes de impedância elevada. Como os modelos com 200 ohms não costumam ser encontrados com facilidade, existe a alternativa de utilizar um alto-falante comum, acoplado a um transformador casador. Assim, por exemplo, um falante de 8 ohms poderia ser usado com transformadores tendo uma relação de espiras de 5:1, aproximadamente.

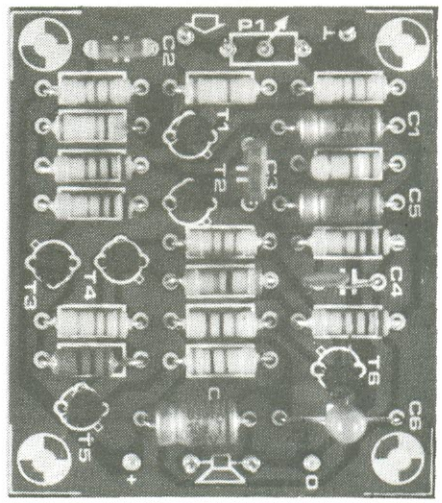
TABELA 1

U_b (V)	P_0 (mW)	I_b (mA)	R_{LS} (Ω)
20	10	19	8
20	20	19	16
20	40	7	200
9	4	11	8
9	6	9	16
9	10	3.8	200
3	9.2	2.4	8
3	0.3	2.2	16
3	0.5	1.4	200

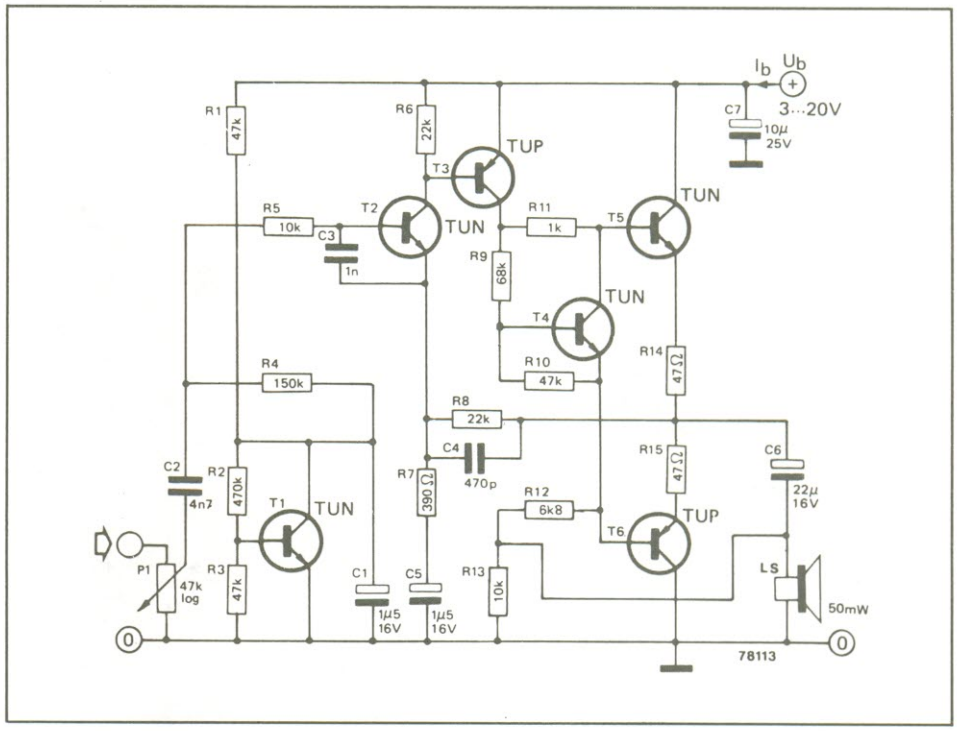
1







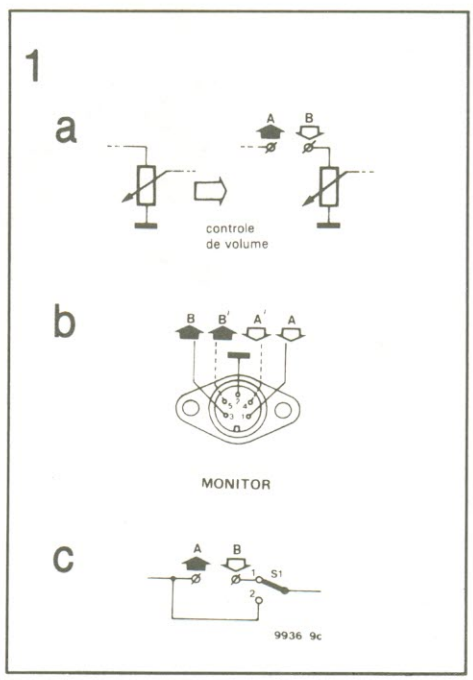
Não se deve esperar sons estrondosos no alto-falante, embora o volume de saída seja suficiente para ser ouvido em ambientes razoavelmente silenciosos. O ganho de tensão chega a 50 e a largura de faixa, a -3 dB, cobre de 300 Hz a 6 kHz, aproximadamente.

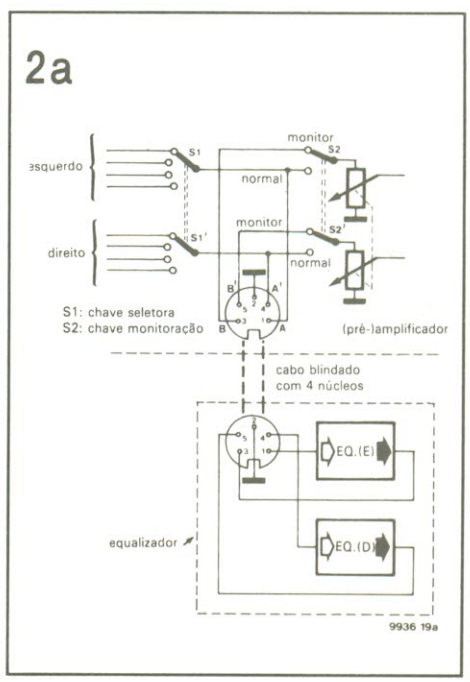


4. Saída de monitoração para amplificadores

Nem todo sistema de amplificação dispõe de uma saída específica para a conexão de um equalizador; felizmente, porém, é uma tarefa simples acrescentar esse recurso ao circuito. Na maior parte das vezes, basta uma pequena "cirurgia" que interrompa o percurso do sinal, num ponto apropriado do pré ou do amplificador.

O lado "vivo" do controle de volume é um bom lugar para tal operação, como se vê na figura 1a. Uma vez feito o corte, as duas pontas livres (A e B) podem ser ligadas a um conector DIN, conforme nos mostra a figura 1b; nesse caso, os pinos 1 e 4 são usados para gravação (saída do pré), os pinos 3 e 5 para reprodução (via controle de volume) e o pino 2 para o terra comum. Para uma conexão monofônica, costuma-se empregar os pinos 1, 2 e 3; o pino 5 é deixado em aberto, enquanto que o 4 pode ser ou não ligado ao pino 1.





Deve-se escolher sempre, para fazer a interrupção, um ponto em que o sinal tenha um nível razoável (entre 100 mV e 1 V); ademais, não deve haver níveis CC nesse ponto. Uma boa idéia é incluir uma chave de monitoração, conforme ilustra a figura 1c, que permita restaurar a conexão original,

quando não houver equalizador ou gravador acoplado ao sistema.

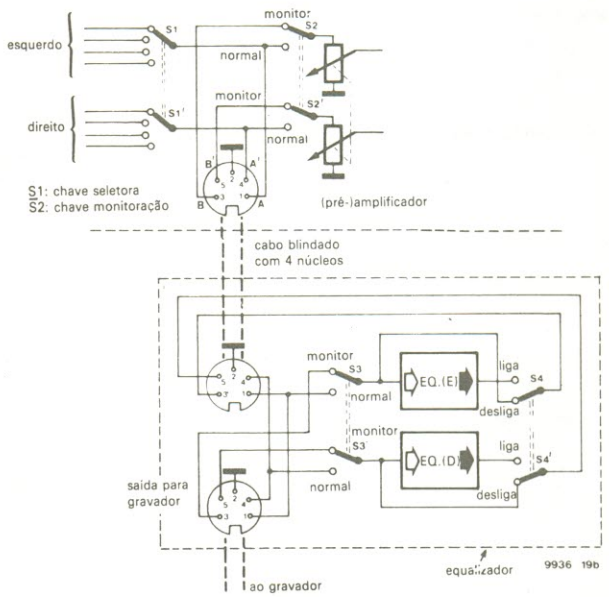
Ligações com o equalizador

O equipamento de equalização pode ser ligado segundo as orientações das figuras 2a, b ou c. Na primeira delas adotou-se a conexão de monitoração sugerida; caso exista um resistor em série ou um divisor de tensão na extremidade "A" (saída do pré), ele deve ser removido. Com a chave S2 na posição "monitor", o equalizador é inserido no circuito; na outra posição ("normal"), ele é retirado do sistema.

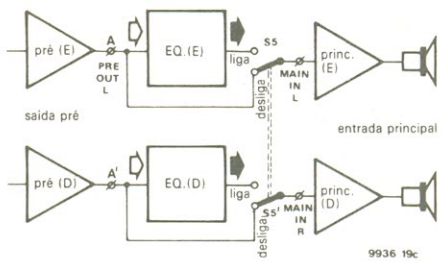
A desvantagem dessa alternativa está no fato de a conexão de monitoração estar em uso permanente, impedindo a inclusão de um gravador. A solução aparece na figura 2b: é só criar uma outra saída de monitoração na entrada do próprio equalizador. Nesse caso, a chave original (S2) permanece o tempo todo na posição "monitor", enquanto S3 é usada como chave de monitoração para o gravador; o equalizador pode ser inserido ou retirado do circuito por intermédio de S4.

Existem, por fim, alguns amplificadores comerciais, especialmente daqueles voltados para amplificação ambiente, que dispoêm de um conector denominado "saída pré/entrada principal" — onde pode ser acoplado o equalizador, segundo ilustração da figura 2c.

2b



2c



5. Wattímetro de áudio

Este simples e confiável medidor de potência pode ser incluído em qualquer amplificador de até 200 W que utilize alto-falantes de 4 ohms. Contendo apenas alguns componentes passivos, quatro diodos de germânio e um miliamperímetro, ele pode ser implementado e calibrado num piscar de olhos, utilizando até mesmo peças de sucata. Permite, além disso, leituras em duas faixas (50 e 200 W) com escala linear.

Para analisar seu funcionamento, vamos relembrar a velha fórmula da potência entregue por um amplificador

$$P = \frac{Uef^2}{R_L}$$

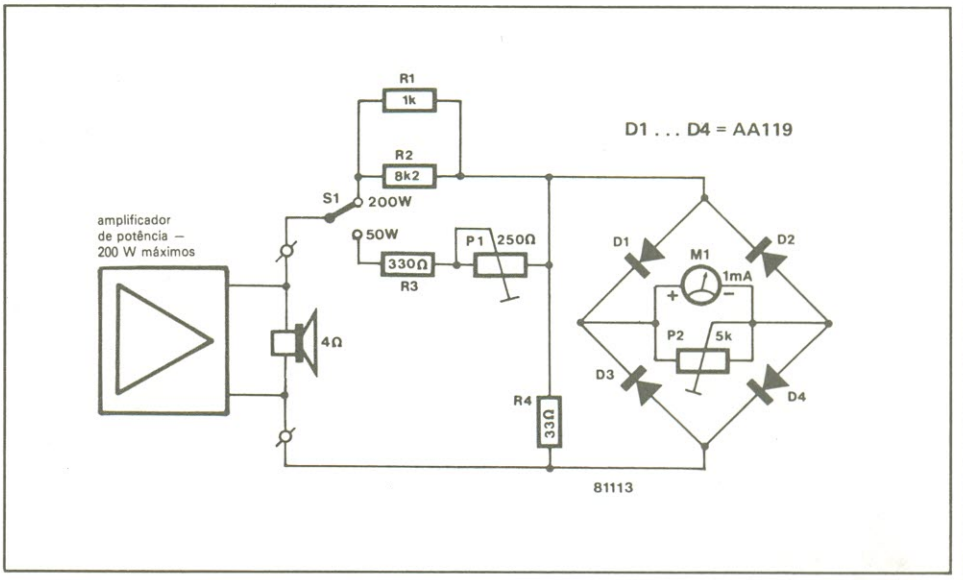
que nos diz que a mesma é proporcional ao quadrado da tensão de saída. Dessa forma, simplesmente medindo a tensão de saída, já temos um wattímetro com uma escala logarítmica.

Para corrigir esse detalhe, tirou-se proveito da curva I/V dos diodos de germânio, aplicando o sinal entregue pelo amplificador a um retificador em ponte, através de um divisor de potencial. Desde que a tensão entre os terminais da ponte permaneça abaixo de 1,4 V, em média, a curva corrente/tensão dos diodos tende a ser exponencial. Isto significa que a corrente que flui pelos diodos é proporcional ao quadrado da tensão de saída (Uef^2).

Monitorando essa corrente por meio de um instrumento de bobina móvel, vamos obter um bom wattímetro de áudio, com escala linear.

Como havíamos mencionado, nosso medidor pode efetuar medidas em duas faixas distintas, providenciadas pelos divisores R1/R2/R4 e R3/P1/R4, mais a chave seletora S1. Nenhum desses componentes tem a obrigação de ser preciso, uma vez que o circuito pode ser calibrado através dos trimpots P1 e P2. Em compensação, o resistência interna do miliamperímetro mostrou-se razoavelmente crítica, devendo estar situada na faixa de 100 a 180 ohms.

Para calibrar o instrumento, começa-se ligando um resistor de 4 ohms na saída no amplificador, em substituição ao alto-falante (com uma dissipação condizente com a potência liberada pelo circuito, é claro). O wattímetro é ligado em paralelo com esse resistor e aplica-se então um sinal de 1 kHz à entrada do amplificador, para depois monitorar a tensão de saída com um multímetro (que deve estar comutado para uma faixa igual ou superior a 30 V CA).



Com a chave seletora na posição "200 W", pode-se aumentar lentamente o volume do amplificador. É importante ficar de olho no miliamperímetro, durante esta etapa, para compensar através de P2 qualquer excesso de leitura, que leve a agulha ao fim de escala. Quando o multímetro estiver indicando uma tensão de 28,3 V, a potência de saída será de 200 W, exatamente. O potenciômetro P2 poderá ser então ajustado para proporcionar uma leitura de fim de escala no wattímetro.

Para concluir, reduz-se gradativamente o volume do amplificador, até ser obtida uma leitura de 14,1 V no multímetro. A chave S1 deve ser então comutada para "50 W" e P1 ajustado para fornecer uma leitura de fim de escala no instrumento.

6. Temporizador para equipamentos de som

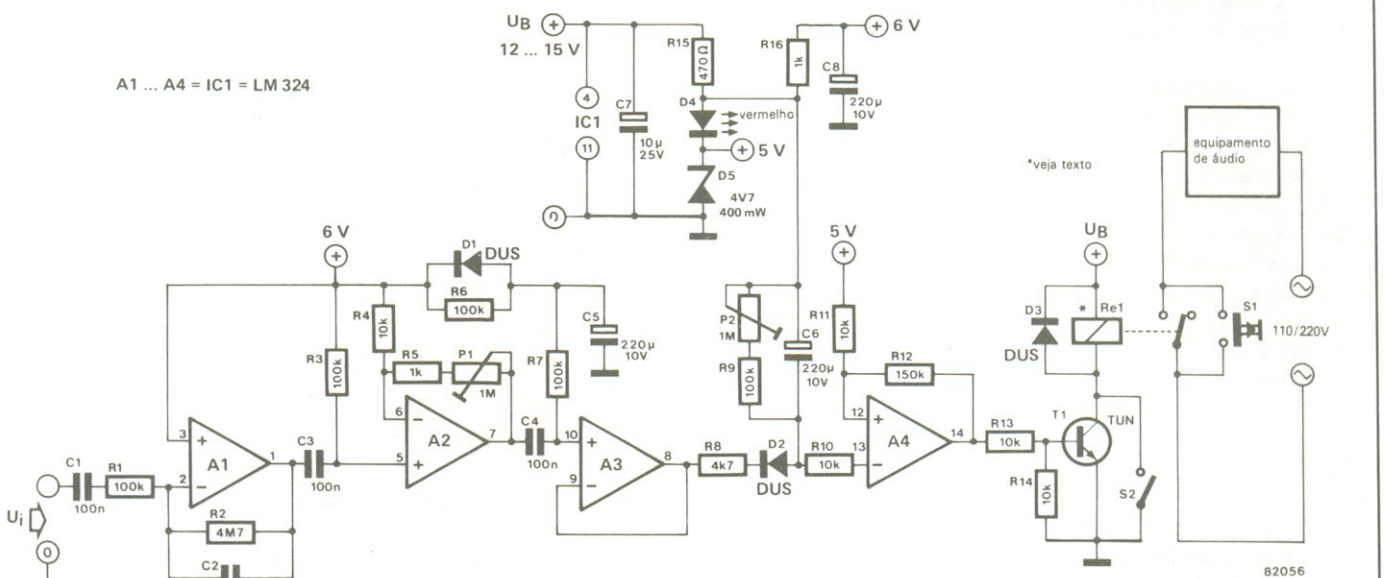
Esquecer a aparelhagem de áudio ligada durante horas ou dias não chega a ser uma tragédia, mas pode causar alguns danos: sobreaquecimento dos circuitos, desgaste da agulha do toca-discos, consumo pequeno mas desnecessário de energia. Uma vez incorporado este simples circuito ao sistema, não é preciso mais preocupar-se com problemas desse tipo: ele se encarrega de desligar todo o equipamento após alguns minutos de silêncio.

Para isso, utiliza-se o sinal obtido de uma saída auxiliar do amplificador, que é consideravelmente reforçado pelos operacionais A1 e A2 (em dois volts, pelo menos). O trimpot P1 tem a função de ajustar o ganho desse estágio entre 47 e 4700 vezes — proporcionando assim uma faixa de sensibilidade bastante ampla, essencial para que o sistema não se auto-desligue com a música em baixo volume.

Quanto ao operacional A3, atua simplesmente como um amplificador adaptador, depois do qual o sinal é retificado e filtrado pela dupla D2/C6. Assim que a tensão sobre esse capacitor ultrapassa um certo valor, a saída do disparador Schmitt A4 vai para o nível alto, fazendo conduzir o transistor T1 e energizando o relé. Se a tensão sobre C6, porém, cair abaixo do limiar do disparador Schmitt, a saída de A4 irá para 0 e o relé será desativado, desligando assim o equipamento de som.

O ritmo com que diminui a tensão sobre o capacitor C6 é determinado pelo ajuste do trimpot P2 e corresponde ao período de silêncio que deve transcorrer antes que ocorra o desligamento. Esse intervalo pode ser calibrado, aproximadamente, entre 1 e 10 minutos; se for necessário, todo o temporizador poderá ser "inibido" pela chave S2.

Ao se ligar o conjunto, é preciso lembrar de por momentaneamente em curto os contatos do relé,



através da chave S1 — caso contrário, o circuito deixará de receber alimentação e o relé não será energizado. A tensão de alimentação pode ser obtida no sintonizador ou amplificador de potência do sistema; caso este disponha apenas de tensões superiores a 12 V, basta incluir um CI regulador adequado como "interface" (note que as tensões secundárias de 5 e 6 V são geradas no próprio temporizador, através de divisores apropriados). O consumo total do circuito não passa dos 15 mA, com o relé desativado.

As tensões suportadas pela bobina e pelos contatos do relé, por fim, devem corresponder aos valores em jogo. E para o bem de T1, a corrente "puxada" pelo relé não deve exceder os 100 mA.

7. Pré para microfones de eletreto

Não é raro que microfones tenham que ser acoplados a equipamentos de amplificação e/ou gravação através de metros e metros de cabo blindado. Como em geral a saída de um microfone é de apenas alguns milivolts, costumam ocorrer perdas significativas e a introdução de ruído pelo próprio cabo. Estamos sugerindo então a montagem de um microfone de boa qualidade, com pré-amplificador embutido, que pode empregar cápsulas comerciais dinâmicas ou de eletreto.

O pré eleva a tensão de saída para algumas centenas de milivolts, permitindo que o microfone seja ligado diretamente às entradas auxiliares ou de linha dos amplificadores e *tape-decks*. Além disso, caso um misturador também vá ser utilizado, pode-se dispensar entradas com prés microfônicos.

Todos já devem estar familiarizados com o princípio do microfone dinâmico, de bobina móvel, que funciona basicamente como um alto-falante ao contrário. Ele tem um diafragma acoplado a uma bobina cilíndrica, que fica suspensa no campo de um poderoso ímã permanente; as ondas sonoras flexionam esse diafragma e deslocam a bobina, que corta as linhas de fluxo magnético, gerando assim um sinal elétrico equivalente ao acústico.

Quanto ao microfone de eletreto, que se popularizou apenas nos últimos 15 anos, trabalha de modo similar ao modelo capacitivo, embora seja menor e mais barato. O diafragma desse microfone é feito de eletreto, um fina película plástica isolante e polarizada com uma carga elétrica permanente. Uma das chapas do capacitor é formada por esse diafragma, enquanto uma chapa metálica fixa atua como segunda placa.

Pelo fato do diafragma estar carregado, ocorre uma diferença de potencial entre ele e a placa de metal, que tem relação com essa

carga e com a capacitância total da cápsula. Sempre que as ondas sonoras provocam deflexões no diafragma, varia a distância entre as duas placas do capacitor e, portanto, também a tensão de saída do microfone.

Como a cápsula de eletreto não passa, para todos os efeitos, de um diminuto capacitor (com apenas alguns picofarads), sua impedância é bastante elevada nas freqüências de áudio, devendo por isso ser "interfaceada" por um circuito adaptador de alta impedância. Tal estágio consiste, em geral, de um FET ligado na configuração seguidor de fonte e embutido na própria cápsula do microfone; ele age como um transformador de impedâncias, apresentando somente algumas centenas de ohms na saída.

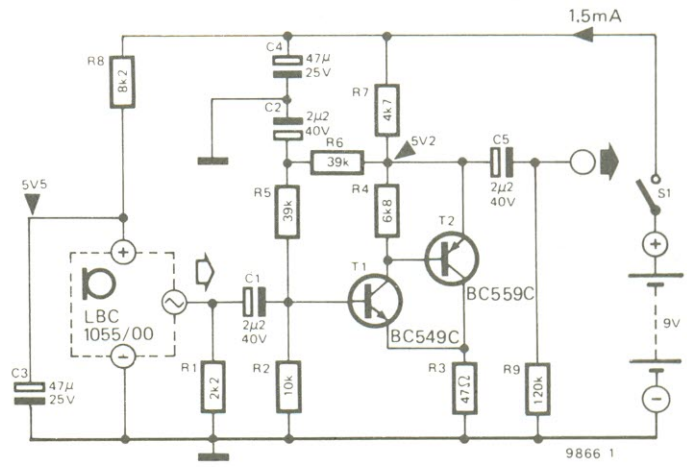
O circuito do pré

O circuito completo do pré-amplificador aparece na figura 1. Caso seja utilizada uma cápsula com um FET embutido (modelo de três terminais), este vai exigir uma tensão de alimentação. Como essa tensão costuma ser inferior aos 9 V pedidos pelo restante do circuito, ela foi reduzida por R8 e desacoplada por C3 (note que o valor do resistor foi calculado para o microfone do protótipo; outros modelos poderão exigir valores diferentes). O resistor R1 serve de carga para o FET interno da cápsula (também foi determinado com base em um modelo específico de microfone e talvez tenha que ser alterado para outros tipos). Se a opção for pelos microfones dinâmicos, basta omitir R1, R8 e C3.

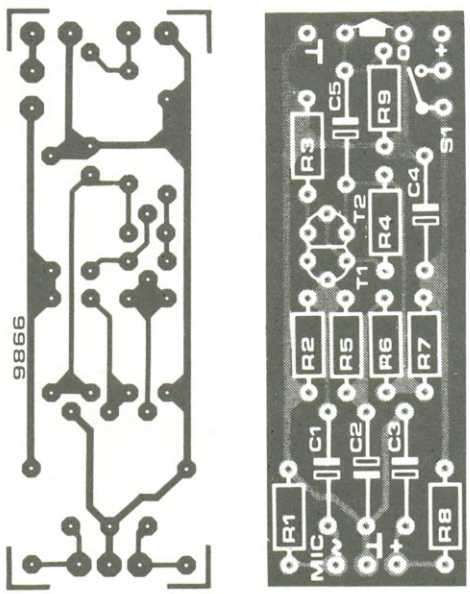
O verdadeiro pré é composto por um amplificador de dois estágios (T1 e T2). Sua impedância de entrada é de aproximadamente 8 k e seu ganho depende da relação entre R7 e R3 (em torno de 100, com os valores sugeridos). O consumo de corrente é baixíssimo: 1,5 mA, em média.

Considerando que certas cápsulas exibem maior tensão de saída, poderá ser necessário reduzir o ganho o pré-amplificador, para evitar sobrecargas; isto é feito reduzindo-se o valor de R7. Para restaurar depois as condições originais de polarização CC, será preciso diminuir também o valor de R6 — o que vai acarretar um pequeno aumento no consumo de corrente. Entretanto, o corte no valor de R7 reduz igualmente a impedância de saída do pré, permitindo a utilização de cabos mais longos, sem que os sinais de alta freqüência sejam atenuados.

1



2



Lista de componentes

Resistores
R1- 2,2 k
R2- 10 k
R3- 47
R4- 6,8 k
R5, R6- 39 k
R7- 4,7 k
R8- 8,2 k
R9- 120 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C2, C5- 2,2 µF/40 V
C3, C4- 47 µF/25 V

Semicondutores
T1- BC549C ou equivalente
T2- BC559C ou equivalente

Diversos
Microfone de eletreto (tipo LBC 1055/00, da Philips, ou similar)
Bateria de 9 V
S1- chave liga-desliga
Placa nº 9866

Desempenho e montagem

A tensão típica de saída da cápsula especificada é de 6,3 mV/Pa, onde Pa significa "Pascal" (1 Pascal = N/m = 10 µbar). Para melhor situar esse valor no contexto prático, podemos dizer que o limiar de audibilidade (0 dB SPL) corresponde a um nível de pressão sonora de 0,0002 µbar, enquanto o limiar da dor está situado 120 dB acima, em 200 µbar.

A sobrecarga da cápsula de eletreto, porém, tem início ao redor dos 104 dB SPL, fazendo com que a máxima tensão esperada na saída, em uso normal, seja de 20 mV (ou 2 V após o pré-amplificador). A resposta em freqüência da cápsula em questão, combinada com o pré, pode ser considerada plana entre 100 Hz e 17 kHz, a -3 dB; um desempenho razoável, levando em conta o baixo custo do circuito. Na figura 2 foi representada a placa impressa do pré-amplificador, vista por ambas as faces, em escala natural.

8. Percussão reforçada

L. Witkam

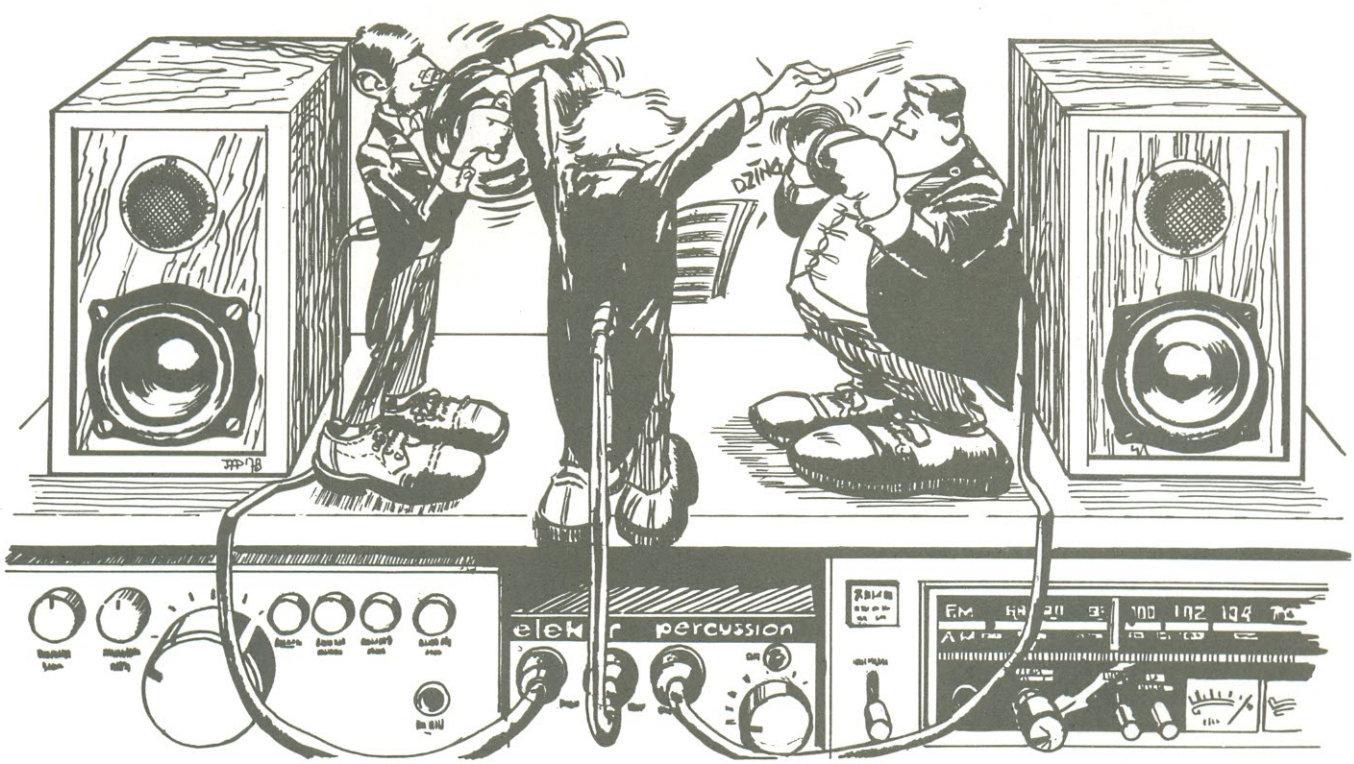
A fase áurea das discotecas já passou, mas deixou suas influências; elas podem ser notadas principalmente nos arranjos de música pop, que mantêm até hoje uma percussão pesada, programada eletronicamente e de natureza razoavelmente complexa. Se você é um fã desse gênero musical e já pensou em "modernizar" canções da era PD (pré-discoteca), eis aqui a solução prática: um circuito que dá um toque percussivo mais acentuado a qualquer música, através de graves sintetizados.

O primeiro passo do projeto consistiu em achar um meio de "detectar" a passagem musical, para que a percussão ficasse sincronizada com ela. A forma mais simples de obter esse efeito foi tirar proveito de que, na música pop, a percussão marca o ritmo para os demais instrumentos. Além disso, os graves tendem a acentuar bastante o ritmo básico, facilitando sua detecção e acompanhamento. O circuito trabalha, portanto, monitorando os componentes de baixa frequência do sinal e acrescentando o "reforço" nos pontos adequados.

Os sons graves são produzidos por um sinal de ruído com uma típica envoltória percussiva, ou seja, sua amplitude sobe bruscamente até o valor de pico, para depois cair mais lentamente (seguindo uma curva exponencial).

O diagrama de blocos do gerador de percussão pode ser visto na figura 1. O sinal musical é primeiramente aplicado a um filtro passa-baixas, que mantém apenas os graves; o sinal resultante passa então por uma retificação, para controlar um fotoacoplador. Quando este é ativado, o sinal de ruído transfere-se para o estágio somador, onde é combinado com o sinal original.

O esquema completo aparece na figura 2. O filtro passa-baixas é composto por T1 e T2, exibindo uma inclinação de 18 dB/oitava (3ª ordem, portanto) e 40 Hz de frequência de transição. A saída do filtro sofre uma retificação pelos diodos D1 e D2 e uma filtragem pelo capacitor C7. Este, com seu breve período de carga, armazena o valor instantâneo da parte percussiva do sinal. Assim,



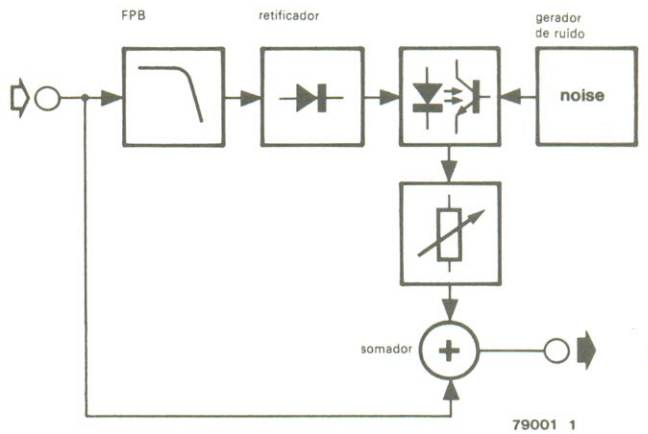
quando a tensão sobre C7 atinge um determinado valor, T3 passa a conduzir; em seguida, o capacitor descarrega-se rapidamente via R7 e junção base-emissor de T3, até que esse transistor vá novamente para o corte.

Entretanto, durante o período em que T3 permanece em condução, tanto D3 como o LED de IC1 são ativados, acionando assim o transistor embutido no fotoacoplador. Isto significa que o sinal de ruído, aplicado à base desse transistor, é transferido de seu emissor para T4, onde é amplificado para ser combinado com o sinal original (via R17).

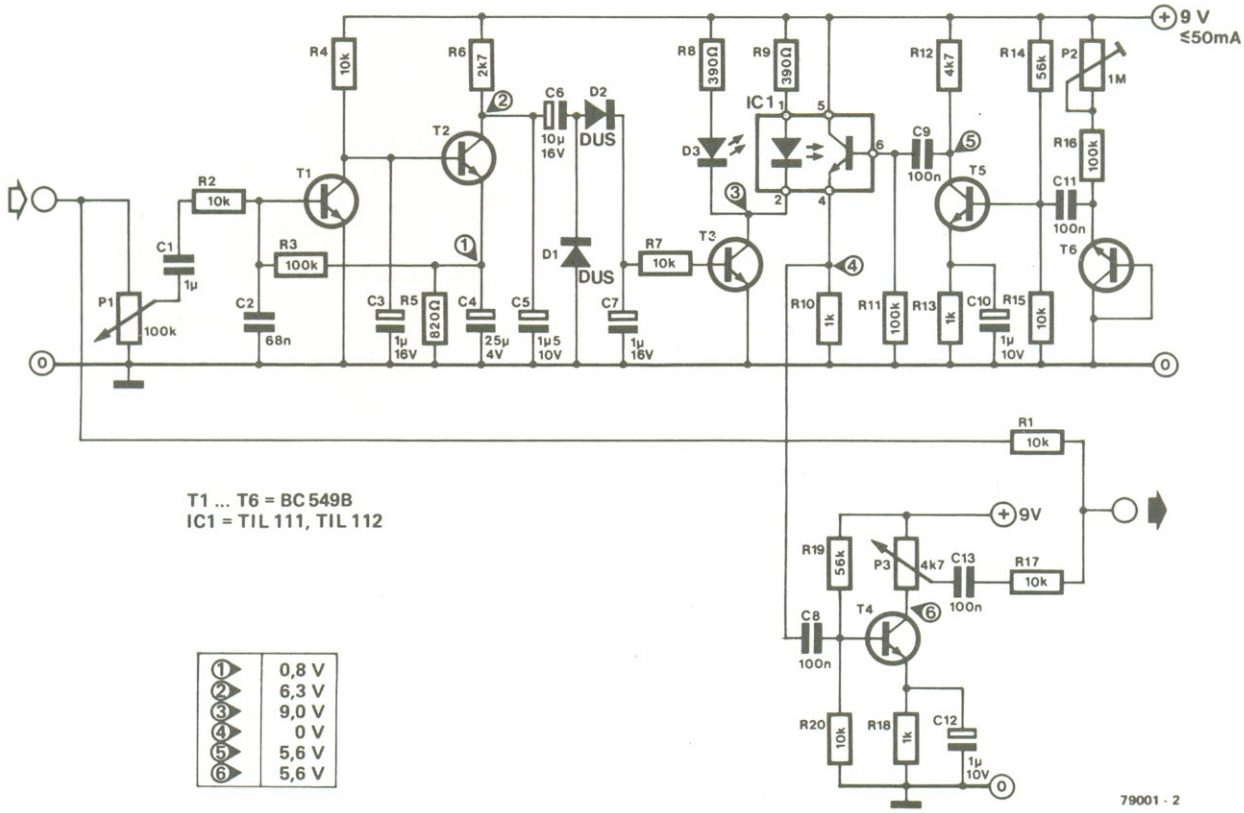
O sinal de ruído propriamente dito surge no estágio de T6, que está ligado como um diodo zener, sendo depois amplificado por T5. O volume do ruído pode ser variado através de P3, ao passo que P1 altera a sensibilidade do circuito (isto é, o nível da passagem percussiva em que o reforço deve ser aplicado). O trimpot P2, por sua vez, precisa ser ajustado até a obtenção de um sinal de ruído adequado; ele afeta o timbre do ruído, dentro de certos limites, permitindo escolher o tipo de percussão produzida.

O nível de ruído deverá também variar consideravelmente de acordo com os transistores empregados. Recomenda-se, portanto, que o gerador de ruído seja montado em primeiro lugar e testado com vários deles, para um melhor efeito final.

1



2



①	0,8 V
②	6,3 V
③	9,0 V
④	0 V
⑤	5,6 V
⑥	5,6 V

A montagem não deve apresentar problemas, pois é bastante convencional. A função do fotoacoplador não chega a ser crítica, podendo ser desempenhada pelos tipos TIL 111, TIL 112 ou qualquer outro equivalente (a pinagem representada no esquema vale para esses dois modelos sugeridos).

O consumo do circuito, em estado quiescente, é de aproximadamente 3 mA. Quanto ao consumo máximo, gira em torno de 40 mA (durante cada liberação de sinal percussivo), o que permite alimentá-lo por pilhas ou baterias, se for necessário. Repare que a operação "saudável" do circuito pode ser conferida com o auxílio das tensões relacionadas na própria figura 2.

Se bem que em teoria o gerador possa ser incluído em qualquer ponto da cadeia de pré-amplificação, é aconselhável fazê-lo antes do controle de volume; caso contrário, será preciso alterar o ajuste de P1 toda vez que o volume sofrer mudanças.

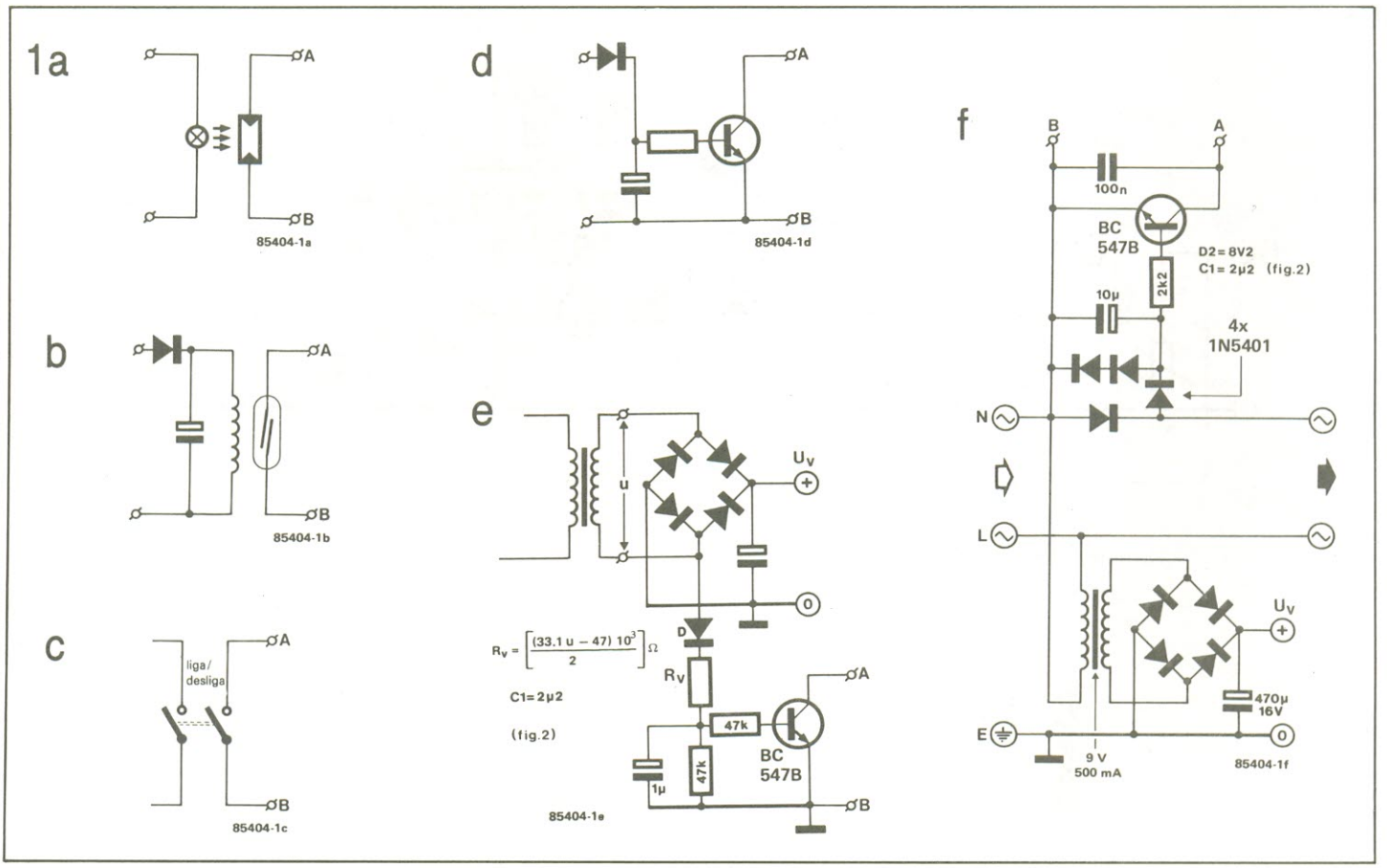
9. Proteções para alto-falantes

Existem muitas formas de preservar os alto-falantes contra o "baque" inicial produzido pelo circuito; várias delas baseiam-se em um circuito grampeador, que mantêm o amplificador aterrado por alguns segundos, depois de aplicada a alimentação. Outras, como a que estamos sugerindo, utilizam um relé para desconectar os alto-falantes por alguns momentos.

Os terminais A e B, no esquema da figura 2, devem ser acoplados a um dos circuitos sensores representados na figura 1, os quais tem seus prós e contras analisados mais adiante. Qualquer que seja o escolhido, porém, obtém-se o mesmo efeito: A e B são colocados em curto logo que é ligada a alimentação.

Isto provoca o corte imediato do transistor T1, seguido pela carga do capacitor C1; em alguns segundos, a tensão em C1 leva o zener D2 à ruptura. Os transistores T2 e T3 passam a conduzir, energizando o relé e conectando os alto-falantes de volta ao circuito. Ao se desligar a alimentação, T1 começa a conduzir, descarregando C1 rapidamente; assim que a tensão nesse capacitor cai abaixo do nível de ruptura de D2, T2 e T3 entram no corte e o relé retorna à condição de repouso, que deixa os falantes desconectados.

O sensor da figura 1a está baseado em um LDR (resistor dependente da luz), instalado o



mais próximo possível da lâmpada piloto do amplificador. Sempre que a lâmpada acende, a resistência do LDR cai bruscamente, colocando A e B virtualmente em curto.

Em b temos uma ampola de relé reed, que deve ser acoplada de alguma forma ao enrolamento secundário do transformador de alimentação. Logo que o amplificador recebe energia da rede, provoca o fechamento dos contatos da ampola.

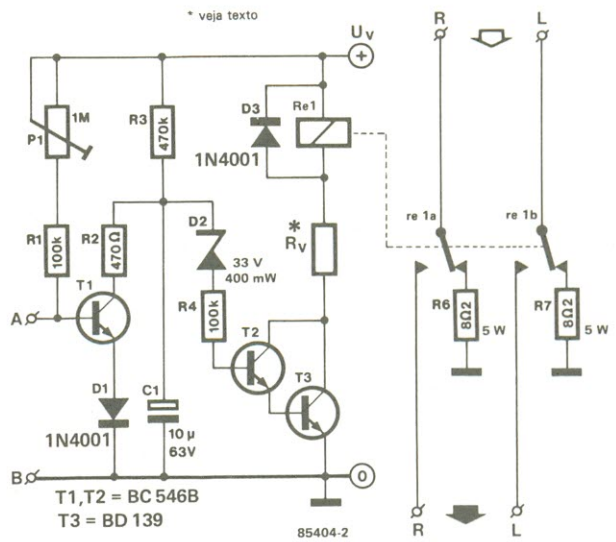
A terceira possibilidade, ilustrada em c, consiste pura e simplesmente em uma chave liga/desliga com um pólo a mais, permitindo assim curto-circuitar A e B toda vez que a fonte é ligada à rede.

Outra opção é oferecida na figura 1d, desta vez com um transistor ligado ao secundário do transformador de alimentação, por meio de um diodo e um resistor; como se pode deduzir, o transistor conduz quando a fonte é ligada.

As versões sugeridas em 1e e 1f encarregam-se também de alimentar o circuito de proteção. O primeiro dispõe de uma ponte retificadora, conectada ao secundário do tranformador; ao se ligar o amplificador, o BC547 conduz e põe A em curto com B. Já o segundo trabalha acoplado diretamente à rede, mas a operação do transistor é idêntica.

A escolha entre essas várias alternativas será influenciada pelas circunstâncias e/ou preferências individuais. Lembre-se que,

2



optando por um dos circuitos 1a...1d, será preciso providenciar uma alimentação separada para o circuito de proteção. Pela forma como o sistema foi projetado, a tensão Uv deve ficar entre 40 e 60 Vcc; no caso de valores menores, o valor de D2 precisa ser reduzido adequadamente.

A resistência Rv vai depender do relé adotado, devendo ser calculada pela fórmula

$$Rv = [(Uv - Ur - 2{,}5)/Ir]$$

onde Ur e Ir são a tensão e a corrente nominais do relé (em volts e ampères, respectivamente). É preciso ter em mente, ainda, que os contatos desse relé devem suportar correntes elevadas: 10 A não é um nível incomum em certos amplificadores.

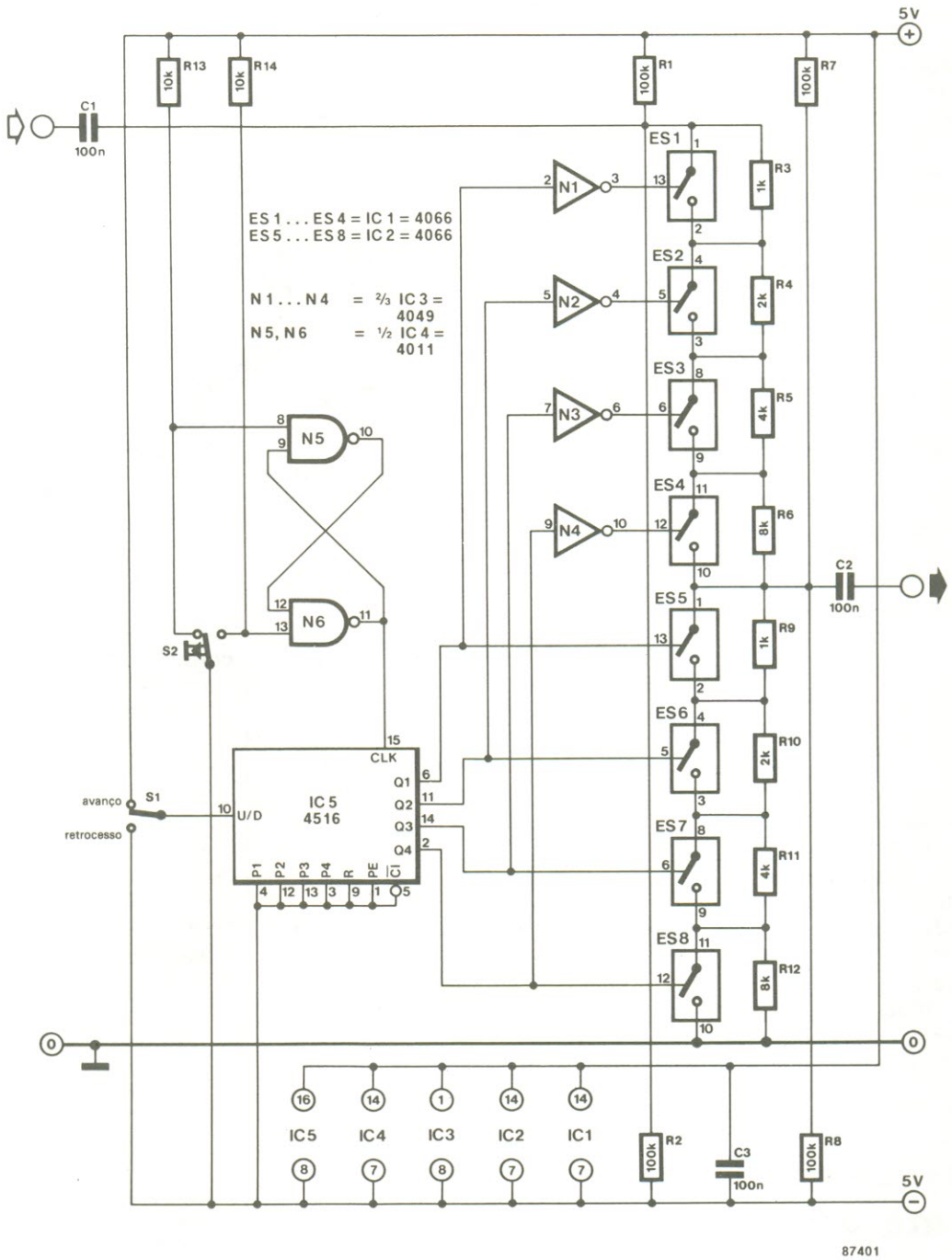
A dissipação de Rv é determinada por Ur x Ir (watts). Caso o "baque" persista nos testes iniciais, deve-se aumentar gradualmente o valor de R3, até que ele desapareça de todo.

10. Controle de volume digital

Boa parte dos amplificadores atuais de alta fidelidade adota controles de volume por passos, embora quase nunca sejam verdadeiros atenuadores escalonados. Na quase totalidade dos casos, esse sistema não passa de um potenciômetro normal, cujo eixo é acoplado a uma peça mecânica que simula o movimento dos atenuadores.

Diga-se de passagem que as chaves rotativas comuns não servem para o controle de volume dos amplificadores, pois ao serem comutadas desligam momentaneamente a fonte de sinal, dando origem a ruídos de todo tipo. Problemas de outra natureza aparecem ao se projetar um controle eletrônico de volume; entre eles, o da distorção é provavelmente o mais difícil de resolver, embora sempre haja um modo de contorná-lo.

Dispomos, basicamente, de dois métodos para implementar um potenciômetro eletrônico: um deles consiste em criar um divisor resistivo comutável (que não difere muito de um potenciômetro normal), enquanto o outro atua variando o valor de duas partes da "trilha" resistiva, de forma que a resistência total permaneça constante. Nosso circuito adota o segundo método e permite 16 passos em sua modalidade básica; o número de passos pode ser aumentado para 64, digamos, pelo acréscimo de quatro chaves e resistores.



O potenciômetro eletrônico, portanto, é composto por duas seções iguais, cada uma com uma resistência total de 15 kΩ. As chaves eletrônicas existentes em cada seção são controladas pelo contador binário IC5; pelo fato dos grupos ES1...ES4 e ES5...ES8 serem controlados de forma complementar, a resistência total do potenciômetro permanece constante.

Os resistores R1/R2 e R7/R8 têm a função de manter em 0 V o potencial de entrada e saída, de maneira a evitar os "cliques" na atuação da chave acionadora (S2). A chave S1 seleciona entre os avanços progressivo e regressivo, enquanto as portas N5/N6 formam um biestável que assegura ao contador IC5 um acionamento livre de ruídos.

O número de passos pode ser elevado, como dissemos, bastando adicionar mais um contador e as chaves eletrônicas necessárias,

divididas entre as duas partes da "trilha". Essas chaves devem ser então ligadas em paralelo com resistores que correspondam, em valor, à sequência binária 1, 2, 4, 8..., como se vê no esquema.

Felizmente, em nosso caso podemos dispensar as relações binárias precisas, já que é possível obter bons resultados com aproximações comerciais dos valores teóricos — desde que esses resistores sejam idênticos nas duas seções.

11. Indicador estéreo

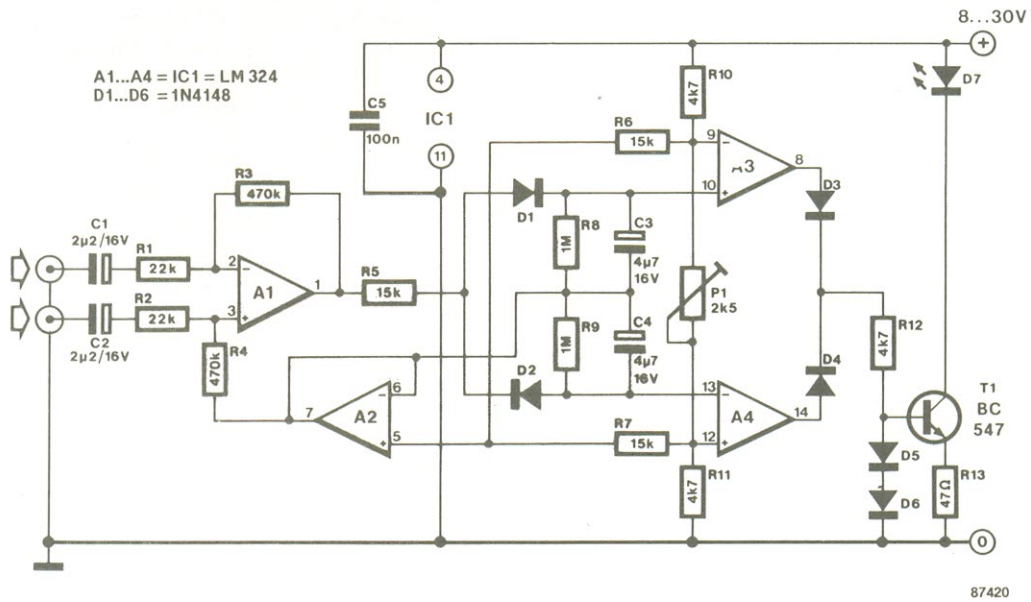
Nos sintonizadores de FM, a luz indicadora de recepção estéreo acende com a detecção da freqüência piloto de 19 kHz. Os amplificadores não têm a mesma possibilidade, ficando limitados a um simples LED ativado pela chave mono/estéreo; isto, quando chegam a incorporar alguma indicação desse tipo.

Este indicador também emprega um LED, mas atua de forma mais elegante, sinalizando apenas quando um verdadeiro sinal estéreo está aplicado à entrada. O amplificador diferencial A1 eleva a diferença existente entre os sinais E e D; quando estes são iguais, a saída de A1 permanece no mesmo potencial de A2, que forma uma linha de terra virtual em metade da tensão de alimentação.

Quando A1 detecta uma diferença entre E e D, fornece uma tensão positiva ou negativa em relação a essa linha de terra, fazendo com que C3 ou C4 seja carregado (via D1 ou D2, respectivamente). Os resistores colocados em paralelo com esses capacitores garantem uma descarga lenta, a fim de suprir breves instantes de silêncio durante o programa. O comparador formado por A3/A4 ativa o estágio excitador do LED, através do par D3/D4, que atua como uma porta OU.

Ao instalar o circuito no amplificador, deve-se ter o cuidado de selecionar o ponto adequado para excitá-lo. Em geral, isto deveria ser antes dos controles de volume e balanço, mas depois do seletor mono/estéreo. O nível do sinal não pode ser inferior a 100 mV, a fim de compensar a queda sobre D1 ou D2. Convém certificar-se, por fim, de que a impedância no ponto selecionado seja relativamente baixa.

Caso o LED acenda com programas monofônicos, será uma indicação de que os sinais têm níveis diferentes, sendo então necessário alterar a sensibilidade de um dos canais do amplificador. Caso isto seja impossível ou indesejável, a solução é substituir R3 por um trimpot e um resistor fixo em série. A sensibilidade do indicador estereofônico pode ser ajustada através de P1 e seu consumo é inferior a 7 mA, com o LED apagado; com o diodo aceso, ele sobe para 20 mA.



Controle global dos transportes via satélite

Em 1990, já deverá estar funcionando na França o sistema de acompanhamento espacial *Locstar,* resultado de um acordo franco-americano. Com ele, os proprietários de frotas marítimas e terrestres da Europa, Ásia, África e Estados Unidos poderão acompanhar ininterruptamente seus veículos de transporte e comunicar-se com eles. Várias empresas de todo o mundo mostraram-se interessadas, como demonstrou o acordo de intenções recentemente assinado por representantes de 21 delas, vindos de 9 países diferentes.

Ao contrário de outros sistemas de acompanhamento e salvamento, como o Argos e o Sarsat, que atuam baseados no efeito doppler (medindo as variações em frequências emitidas por objetos móveis), a rede Locstar vai adotar um processo totalmente diverso, com base em um sistema de triangulação. Pela medição da distância entre o objeto móvel e vários satélites de telecomunicações, ele poderá localizar qualquer veículo, trem ou navio que estiver se deslocando na superfície do planeta, com uma precisão de 100 metros.

Segundo os diretores do Centro Francês de Estudos Espaciais (CNES), deverá ser escolhido o lançador Ariane para colocar em órbita o primeiro satélite, levando o equipamento eletrônico necessário ao funcionamento do sistema. Esse equipamento pertence à empresa Geostar, que irá propor o serviço de acompanhamento por rádio sobre o continente norte-americano. Uma vez assinado o acordo com a parte francesa, a rede Locstar será totalmente compatível com a americana, tornando-se na verdade seu complemento europeu. Os cientistas prevêem para a próxima década, além disso, o acionamento progressivo de uma rede de segunda geração — quando o sistema permitirá então uma cobertura de nível mundial, através de 6 satélites do mesmo tipo em órbita.

Compareceram ao encontro de Paris especialistas americanos, australianos, indianos e chineses, indicando que esse novo serviço espacial pode contar com um mercado considerável. Nos Estados Unidos, por exemplo, já foram encomendados cerca de 15 mil terminais para veículos, ao passo que a China calcula que necessitará em torno de 1,5 milhão desses terminais! Na Europa, avalia-se que o número de usuários do sistema estará entre 400 e 800 mil, por volta de 1995.

Daniel Hernandez, um dos responsáveis pelo sistema Locstar no CNES, cita outros estudos demonstrando que os usuários estariam dispostos a pagar até 2700 dólares por terminal, além de uma tarifa mensal de 35 dólares, aproximadamente.

Aplicações

Uma série de pesquisas provou, por outro lado, que esse sistema de acompanhamento por rádio oferece possibilidades quase que ilimitadas. No mar, os setores de transportes, pesca, lazer e exploração do petróleo mostraram seu interesse, tanto para localização e transmissões, como para sistemas de alerta e controle dos corredores de navegação. Em terra, os setores de transporte rodoviário e ferroviário pretendem utilizá-lo em localização e identificação — a exemplo do Serviço Francês de Estradas de Ferro, que pretende equipar com terminais todas as suas composições; as empresas locadoras de automóveis têm idéia de aproveitá-lo no controle de seus veículos, enquanto as companhias de seguro pensam que seria uma boa forma de combater o roubo dos mesmos (o sistema permite "seguir" qualquer veículo roubado). O Locstar poderá também ser útil à aeronáutica, atuando em controle, comunicações e aeronavegação.

Por fim, como gostam de enfatizar os cientistas, ele poderá mostrar-se um valioso instrumento de experimentação científica — permitindo, por exemplo, sincronizar relógios, acompanhar bóias e balões atmosféricos, telecontrolar instrumentos de medição em plataformas de observação automática e assim por diante.

O diretor do CNES, Frédéric d'Allest, calcula que a inscrição das primeiras empresas no projeto representa uma etapa importante para a constituição da sociedade privada que se encarregará de administrar a rede. Mas o sistema Locstar só poderá ser realmente viabilizado no momento em que a União Internacional de Telecomunicações atribuir-lhe oficialmente uma faixa de

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

frequências, que seja ampla o suficiente para fazer frente ao enorme volume de comunicações que ele deverá atender.

Fonte: CENDOTEC — Centro Franco-Brasileiro de Documentação Técnica e Científica.

Cresce o número de micros nas fábricas

É possível utilizar microcomputadores no controle de processos industriais ? O ambiente é hostil — sujeira, poeira, muitas vezes calor e umidade, vibrações e choques mecânicos, sem falar nos transientes de tensão e interferências de RF. Além disso, a utilização em controle industrial costuma exigir uma grande quantidade de entradas e saídas de dados, assim como a capacidade de reagir em tempo real às interrupções e de responder rapidamente.

Claro que o microcomputador típico não foi concebido para exibir tais características — como constata o relatório intitulado "O mercado norte-americano de microcomputadores, para aplicações industriais", recentemente publicado pela Frost & Sullivan, empresa internacional de informações empresariais e pesquisas de mercado. Esse mesmo relatório, porém, mostra um mercado que cresceu de 567 milhões de dólares, em 1986, para 666 milhões em 87 — esperando-se que chegue a 1,2 bilhão por volta de 1991. Outro dado que ficou comprovado é que o uso de micros, nas indústrias de processos e produção de peças, não está mais restrito ao processsamento de informações; de fato, o maior crescimento ocorreu nas aplicações de controle físico.

Mas por quê usar microcomputadores nessas áreas, quando existem os CLPs (controladores lógicos programáveis), projetados especificamente para o controle industrial? A resposta, principalmente quando se trata de pequenas e médias empresas, resume-se ao custo dos sistemas. Como destaca o relatório, atualmente é possível adquirir, no mercado americano, pelo menos dois micros equipados com disco rígido de 20 MB por um preço total inferior ao de uma memória adicional para um CLP, com apenas 8 kB.

Por outro lado, à medida em que se desenvolveu o mercado de microcomputadores para controle de produção, foram sendo feitas alterações e aperfeiçoamentos que lhes permitiram superar algumas das desvantagens que exibiam no controle direto. Assim, versões mais resistentes já são capazes de suportar as condições "insalubres" a que estão normalmente sujeitos os equipamentos industriais. É óbvio que isto implicou em uma elevação do preço médio das máquinas; ainda segundo o relatório, a versão industrial de um IBM-PC tem um custo entre 3 e 6 mil dólares, enquanto o tradicional fica na faixa dos 1500 dólares.

A capacidade dos micros em realizar algoritmos complexos de controle é particularmente vantajosa para as indústrias de processos. Empresas como as de alimentos e bebidas, por exemplo, que se caracterizam por várias operações pequenas e heterogêneas, são consideradas as principais clientes desse sistema alternativo — liderando as vendas no mercado americano em 1987, com 23,7% do total comercializado.

No capítulo que trata de tecnologia, o relatório da Frost & Sullivan analisa com destaque as novidades esperadas em *software* aplicativo para a produção industrial. Boa parte desses programas deverá vir de terceiros, que já os estão desenvolvendo sob encomenda, para clientes específicos; essas *software-houses,* acredita-se, irão começar a copiar módulos de *software* e de macros de cliente para cliente, para finalmente chegar aos pacotes genéricos.

Por fim, o relatório contém ainda uma análise do mercado como um todo e da concorrência, juntamente com perfis de fornecedores; utilizações possíveis dos produtos e suas características; e uma análise econômica pelo prisma das indústrias usuárias. Mais informações poderão ser obtidas junto à Schlochauer & Associados, empresa paulista que representa a Frost & Sullivan no Brasil (fone: (011) 881-1800/telex: (011) 33001 CNVC-BR/fax: (011) 282-3440).

Europa: contagem regressiva para a integração comercial

A edição inglesa da revista Elektor, em seu editorial de junho último, tece alguns comentários sobre um importante evento previsto para 1992: a integração dos vários países pertencentes ao mercado comum europeu, como parte de uma estratégia para manter a competitividade, frente às outras potências econômicas. Caso venha a se concretizar plenamente, esse empreendimento deverá afetar o mundo todo, de uma forma ou de outra. Além de nos interessar de modo geral, o tema desse editorial nos diz respeito de modo particular, pois trata dos fatos e problemas específicos do setor eletrônico — motivo pelo qual transcrevemos alguns trechos de mais interesse:

"Seguindo o bom exemplo soviético da *perestroika,* a Comunidade Econômica Européia decidiu que também precisa se reestruturar e se tornar um mercado realmente integrado por volta de 1992 — mais de 30 anos após sua formação. E desta vez parece ser uma tentativa séria e não apenas um plano efêmero de alguns políticos.

"Parece que Bruxelas finalmente se deu conta de que, caso os países da Comunidade não venham a atuar como um único bloco, eles serão submersos pelos produtos vindos não só do Japão e dos EUA, mas também dos países mais desenvolvidos do terceiro mundo. As doze nações pertencentes à CEE, se estivessem hoje comercialmente integradas, formariam um único mercado de 320 milhões de consumidores, bem mais do que qualquer outra região comercial do ocidente.

"Para levar a termo essa importante integração, a comissão da CEE propôs abolir, em 1992, todos os controles de alfândega (dentro do mercado comum europeu), estabelecer normas técnicas unificadas e sancionar serviços financeiros comuns a todos os países envolvidos (...)

"(...) A falta de uma normatização técnica em comum dentro da CEE custa centenas de milhões de libras aos estados-membros. Embora ninguém admita oficialmente, as normas regionais existentes não passam, na verdade, de barreiras comerciais disfarçadas. Eis porque, durante os próximos anos, várias batalhas internas deverão ser travadas, para se chegar a um consenso sobre as normas que serão adotadas na prática.

"Os dois países que exibem instituições de padronização mais sólidas são a Alemanha Ocidental e a Inglaterra. Na Alemanha, é a *Technischer Überwachungs-Verein* (TÜV), ou Associação de Testes Técnicos, enquanto a versão inglesa é a *British Standards Institution.* A BSI tem mais de 90 anos de existência e conta com mais de 10 mil normas já catalogadas. Dispõe também de excelentes comitês decisórios, representando todos os ramos da engenharia e tecnologia. Os alemães, porém, estão convencidos de que suas normas são as melhores do mundo.

"Além disso, vários empresários franceses e alemães, entre outros, já se apresentaram como voluntários para formar os comitês que irão criar os novos padrões paneuropeus, nos próximos anos. Até agora, parece haver uma ausência lamentável de candidatos ingleses. É quase como se uma grande parte de nossa indústria não tivesse consciência do que está em jogo. Sem dúvida, o maior discernimento de nossos parceiros comerciais é devido à grande publicidade feita em torno do *quatre-vingt douze* nas televisões da França, Alemanha e Itália (...)

"Não acreditamos, como alguns, que toda a indústria britânica esteja um ano atrasada em suas preparações para 1992, quando comparada aos nossos parceiros da CEE. Grande parte de nossas indústrias mais progressistas está bem adiantada nesse processo, tanto quanto suas rivais estrangeiras. Mesmo assim, existem incômodos sinais de que outras empresas inglesas nem começaram a perceber ainda que algo importante está acontecendo".

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Villares lança micro profissional

"O V-125 não é somente um produto, mas uma solução completa em microinformática": é como a Villares Automação e Informática apresenta seu recém-lançado micro PC-compatível, nas versões XT e AT. Segundo a empresa, o equipamento foi desenvolvido visando preencher uma lacuna existente nas áreas de prestação de serviços e compatibilidade.

Assim, ao optar pelo V-125, o usário poderá contar com uma equipe de suporte técnico responsável pelo levantamento de suas necessidades específicas, acompanhamento da instalação, sugestões de implementações e auxílio a possíveis projetos de sistemas. A Villares garante ainda uma ampla rede de assistência técnica, com atendimento imediato a qualquer solicitação.

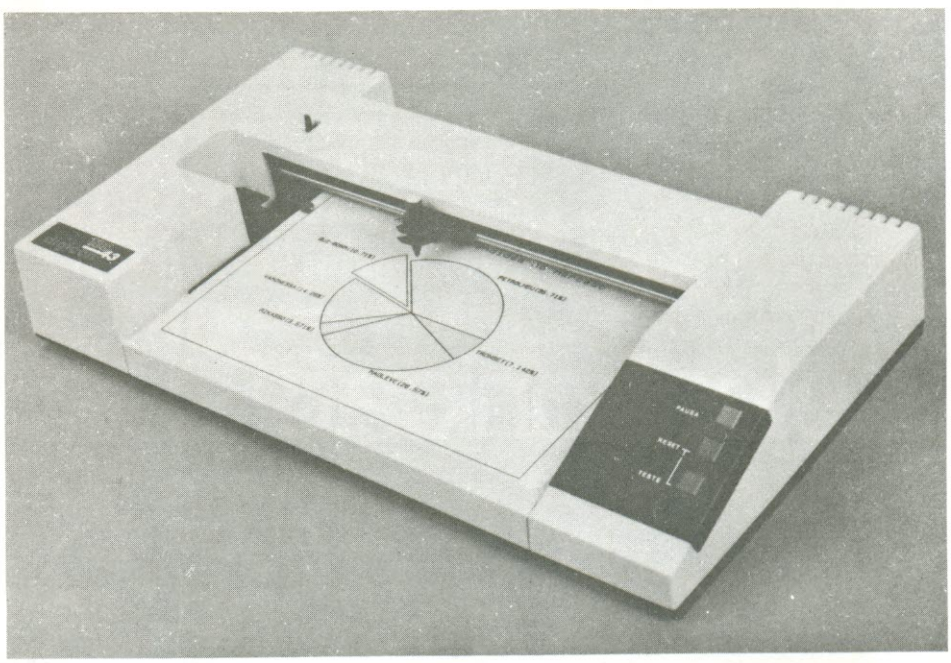


Sem prejudicar a compatibilidade com o padrão IBM, o *hardware* foi otimizado em alguns pontos, tal como na placa turbo de 8 MHz, na placa multifunção e no reposicionamento de algumas partes de difícil acesso nos micros originais. O novo computador pode ser utilizado tanto em aplicações isoladas, como interligado em redes locais, acoplado a máquinas de grande porte (rede Villares) ou configurado como estação de trabalho em CAD/CAM/CAE e automação em geral.

Novo traçador gráfico "pessoal"

Pouco depois do lançamento do TDD43, um sofisticado *plotter* com carrossel rotativo e seis penas coloridas, intercambiáveis automaticamente, a Digicon está apresentando seu irmão menor — um traçador de apenas uma pena, com troca manual da mesma. Batizado de TDD43 Personal, o novo produto veio atender, segundo a empresa, um segmento de mercado que não era atingido com a outra versão, ou seja, profissionais que precisam recorrer a gráficos com menos frequência, embora estes desempenhem um papel de importância em suas atividades.

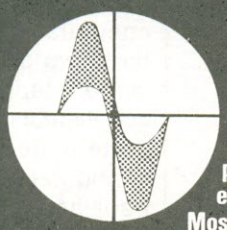
A Digicon cita especificamente os departamentos administrativos e estatísticos das empresas como dois setores que poderiam se beneficiar com o lançamento. O



TDD43 Personal aceita dois formatos de papel (A3 e A4) e possui uma velocidade programável de até 350 mm/s, devendo ser comercializado por 325 OTNs.

MUNIQUE, DE 8 A 12 DE NOVEMBRO

ONDE SALTAM AS FAISCAS



A eletrônica 88 é a maior feira do mundo para componentes e módulos da eletrônica. Mostra a situação atual da técnica e revela os aspectos e tendências, os métodos e as soluções, de maneira compreensiva, exata, atual e transparente.

13.º Congresso Internacional de Microeletrônica
7 e 8 de novembro de 1988

IV Conferência Internacional de Macroeletrônica
9 e 10 de novembro de 1988

Sessões técnicas de sensores
9 e 10 de novembro de 1988

Simpósio de Garantia de Qualidade no setor da eletrônica
11 de novembro de 1988

electronica 88®

Informações:

Câmara de Comércio e Indústria Brasil-Alemanha,
Caixa Postal, 1790
20.001 Rio de Janeiro - RJ
Tel.: 224-2123 - Telex: 30589 caba br

MESSE MÜNCHEN INTERNATIONAL

Finalmente saiu!

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS E FILTROS ATIVOS

por Antonio Pertence Jr

Este livro se destina a todos aqueles que trabalham com eletrônica nas mais diversas áreas; tais como: Eletrônica Industrial, Instrumentação, Telecomunicações, Bioeletrônica, Controle e Servomecanismos, etc.

Trata-se de um texto prático e objetivo sobre as aplicações e projetos com Amplificadores Operacionais.

Completando o trabalho, são apresentadas experiências práticas para serem realizadas pelos leitores ou estudantes.

MANUAIS – NATIONAL SEMICONDUCTOR

LINEAR DATA BOOK 1 VOLUME 1 – 1988
LINEAR DATA BOOK – VOLUME 2 – 1988
LINEAR DATA BOOK – VOLUME 3 – 1988
LS/S/TTL LOGIC DATABOOK – 1987
ALS/AS LOGIC DATABOOK – 1987
NON-VOLATILE MEMORY DATABOOK – 1987
RANDOM ACESS MEMORY DATABOOK – 1987
APPS DANDBOOK 1 – MASS STORAGE – 1986
APPS HANDBOOK 2 – MEMORY SUPPORT – 1986
MICROCONTROLER DATABOOK – 1987
INTERFACE DATABOOK – 1986
VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK – 1982
SWITCHED-CAPACITOR FILTER HANDBOOK

MANUAIS – INTEL CORPORATION

MICROPROCESSADOR AND PERIPHERAL HANDBOOK – 2 VOLUMES – 1988
EMBEDDED CONTROLLER HANDBOOK – 2 VOLMES – 1988
MEMORY COMPONENTS HANDBOOK – 1988
MICROCOMMUNICATIONS HANDBOOK – 1988
iAPX 86/88, 186/188 USER'S MANUAL PROGRAMMER'S REFERENCE – 1986
iAPX 86/88, 186/88 USER'S MANUAL HARDWARE REFERENCE – 1985
80286 OPERATING SYSTEMS WRITER'S GUIDE – 1986
iAPX 88 BOOK – WITH AN INTRODUCTION TO THE iAPX 188 – 1983
80286 AND 80287 PROGRAMMER'S REFERENCE MANUAL – 1987
80826 HARDWARE REFERENCE MANUAL – 1987

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

ELECTRONICA DE POTÊNCIA – Ramshaw
INTRODUCCION AL CONTROL ELETRONICO – Frohr
ELECTRONICA Y AUTOMATICA INDUSTRIALES – TOMO I E II – Mundo Electronico
ELECTRONICA INDUSTRIAL: TECNICAS DIGITALES – Aldana
ELECTRONICA INDUSTRIAL – COMPONENTES Y CIRCUITOS BASICOS – Ceac
AN INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS – Bird/King
EL TIRISTOR – APLICACIONES – CARACTERISTICAS – FUNCIONAMIENTO – Rede
CONVERTER ENGINEERING – AN INTRODUCTION TO OPERATION AND THEORY – Moltgen
AMPLIFICADOR MAGNETICO Y EL TIRISTOR – FUNDAMENTOS Y APLICACIONES – Nosbom
TIRISTORES Y TRIACS – Lilen
TRIACS Y TIRISTORES – Bergtold
POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES – Bose

LASER/FIBRA ÓTICA

TECNOLOGIA Y PRATICA DEL LASER – Tur/Martinez
THE LASER EXPERIMENTER'S HANDBOOK – McAleese
LASERS – THE LIGHT FANTASTIC – 2nd edition – Hallmark/Horn
PRINCIPLES & PRACTICE OF LASER TECHNOLOGY – Muncheryan
FUNDAMENTOS Y APLICACIONES DEL LASER – Carroll
BUILD YOUR OWN WORKING FIBEROPTIC INFRARED AND LASER SPACE-AGE PROJECTS – Iannini
BUILD YOUR OWN LASER, PHASER, ION RAY GUN & OTHER WORKING SPACE-AGE PROJECTS – Iannini
PULSE CODE FORMATS FOR FIBER OPTICAL DATA COMMUNICATION – BASIC PRINCIPLES AND APPLICATIONS – Morris
FIBER OPTICS DEVICES AND SYSTEMS – Cheo
FIBER OPTICS – Lacy
OPTOELECTRONIC SWITCHING SYSTEMS IN TELECOMMUNICATIONS AND COMPUTERS – Elion/Morozov
BULK ACOUSTIC WAVE THEORY AND DEVICES – Rosenbaum
OPTICAL FIBRE COMMUNICATION – Cselt
OPTICAL THIN FILMS USER'S HANDBOOK – Rancourt
OPTICAL FIBER TRANSMISSION SYSTEMS – Geckeler
OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS – PRINCIPALES AND PRACTICE – Senior
COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA – Iglesia
FIBER OPTICS COMMUNICATIONS – Taylor
OPTICAL SENSING TECHNIQUES AND SIGNAL PROCESSING – Jenkins
OPTICAL WAVES IN CRYSTALS – Yariv/Yeh
OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS – Gowar
FIBER OPTICS IN COMMUNICATIONS SYSTEMS – Elion/Elion

CONSULTE-NOS, TEMOS SEMPRE TÍTULOS NOVOS PUBLICADOS POR EDITORES NACIONAIS OU ESTRANGEIROS.

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz$ 500,00 (VARIG: Cz$ 1.000,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz$ 50,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC

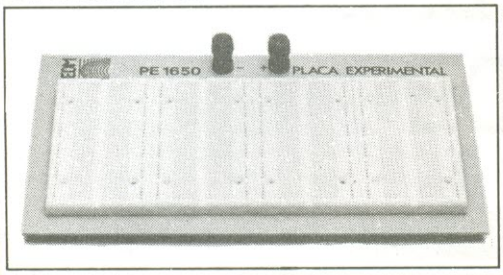
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 — 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 — Caixa Postal 30.869

CEDM

REEMBOLSO POSTAL

PLACAS EXPERIMENTAIS

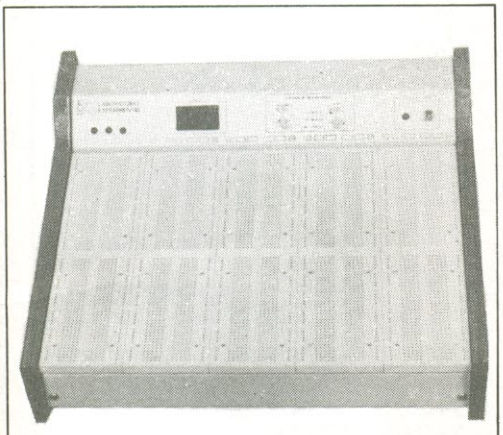
PE 410
PE 820
PE 1650
PE 2460
PE 3280



PLACAS EXPERIMENTAIS (PROTO-BOARD)

LABORATÓRIOS EXPERIMENTAIS

LE 1640 - LE 2460
LE 3280 - LE 4100



PLACAS EXPERIMENTAIS COM FONTES

FPE 820 - FPE 1640
FPE 2640 - FPE 3280

PE 410 - 3.95 OTNs
PE 820 - 7.09 OTNs
PE 1650 - 9.46 OTNs
PE 2450 - 13.04 OTNs
PE 3280 - 14.35 OTNs
LE 1640 - 38.53 OTNs
LE 2460 - 41.73 OTNs
LE 3280 - 43.56 OTNs
LE 4100 - 50.73 OTNs
FPE 820 - 17.02 OTNs
FPE 1640 - 21.67 OTNs
FPE 2460 - 22.94 OTNs
FPE 3280 - 25.33 OTNs

Para saber a quantidade de pontos basta verificar a referência. Por exemplo, a PE 820 tem 820 Pontos. A LE 4100 tem 4100 Pontos.

30% DE DESCONTO

Para pagamento por: VALE POSTAL ou CHEQUE NOMINAL CRUZADO em favor da CEDM - Comércio e Indústria Eletrônica Ltda., Rua Rio Grande do Sul, 85 - CEP 86025 Caixa Postal, 1642 - Fone: (0432) 23-9065 Londrina - Paraná

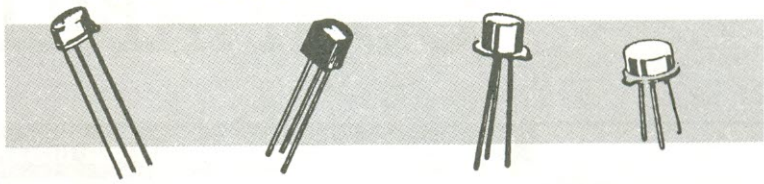
DESPESAS POSTAIS POR CONTA DO CLIENTE

FILCRIL

FAIRCHILD
Transistores - Diodos

MICROELETRÔNICA E INFORMÁTICA

CONSULTE-NOS SOBRE NOSSAS LINHAS DE:
CIs - CONECTORES-MICROCOMPUTADORES - FONTES DE ALIMENTAÇÃO - INSTRUMENTOS DE TESTE - FERRAMENTAS - SOLDADORES - ÁUDIO E VÍDEO.



TRANSISTORES

BC327
BC327-16
BC328
BC318-16
BC337
BC337-16
BC338
BC338-16
BC547
BC547B
BC547C
BC548
BC548B
BC548C
BC549
BC549B
BC549C
BC550
BC550B
BC557
BC557B
BC558
BC558B
BC559
BC559B
MPSA42
MPSA42-B
MPSA43
MPSA92
MPSA93
MPSL01
MPSL51
PN2222
PN2222A
PN2907
PN2907A
2N3903
2N3904
2N3905
2N3906
2N4400
2N4401
2N4402
2N4403
2N5400
2N5401

DIODOS DE SINAL

1N4446
1N4448
BA128
BA130
BA216
BA218
BA315
BA316
BA317
BA318
BAX13
ABX16
FDH400
FDH440
FDH600

DIODOS RETIFICADORES

1N4933
1N4934
1N4935
1N4936
1N4937

DIODOS ZENER

1/2W
1W

ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.

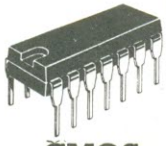
FILCRIL

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

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

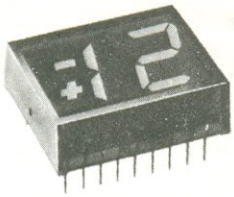
AO COMPRAR NOSSOS COMPONENTES VOCÊ ESTÁ ADQUIRINDO QUALIDADE E CONFIABILIDADE

ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.



CMOS

4001	4041	4094
4011	4049	40106
4013	4051	40161
4015	4053	40195
	4066	40257
4016	4069	4520
4017	4070	4521
4020	4071	4723
4023	4072	
4040	4093	



MÓDULOS E DISPLAYS

LCM 1601	LCM 2002
LCM 1602	LCM 4002
LCM 300 MÓDULO	

LINEARES

MC 1458	LM 741	7912
MC 1488	LM 747	7915
MC 1489		8T20
LM 239	7805	8T26A
LM 324	7812	8T28
LM 339	7815	8T95
LM 555	7905	

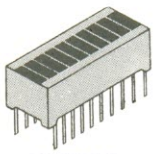


TRANSISTORES

TIP 29	TIP 122	TIP 51
TIP 30	TIP 125	TIP 52
TIP 31	TIP 126	TIP 53
TIP 32	TIP L763A	TIP 130
TIP 41	TIP 3055	TIP 145
TIP 42	TIP 47	TIP 147
TIP 111	TIP 48	TIP 2955
TIP 120	TIP 50	

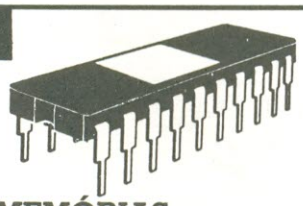
TIRISTORES

TIC 106A	TIC 126	TIC 246
TIC 106B	TIC 206	TIC 253
TIC 106C	TIC 216	TIC 263
TIC 106D	TIC 226	
TIC 116	TIC 236	



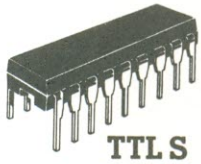
OPTO

TIL 111	MOC 3040	MCT 81
MOC 3011	TIL 78	PE 5762
MOC 3020	TIL 32	CNY 36
MOC 3021	4N 25	CNY 37
MOC 3030		
MOC 3031	MCT 26	



MEMÓRIAS

6845	41256	27128
6116	2716	27256
6264	2732	
4164	2764	



TTL S

74 S 00	74 S 64	74 S 182
74 S 02	74 S 74	74 S 301
74 S 04	74 S 109	74 S 374
74 S 05	74 S 153	74 S 412
74 S 09	74 S 157	
74 S 10	74 S 175	

TTL LS

74 LS 00	74 LS 193	74 LS 139
74 LS 02	74 LS 240	74 LS 153
74 LS 04	74 LS 241	74 LS 168
74 LS 10	74 LS 244	74 LS 173
74 LS 27	74 LS 373	74 LS 189
74 LS 38	74 LS 374	74 LS 195
74 LS 74	74 LS 48	74 LS 221
74 LS 86	74 LS 49	74 LS 247
74 LS 93	74 LS 51	74 LS 259
74 LS 125	74 LS 54	74 LS 279
74 LS 138	74 LS 55	74 LS 321
74 LS 151	74 LS 124	74 LS 379
74 LS 174	74 LS 128	

RENOMADAS MARCAS DE COMPONENTES

FILCRIL

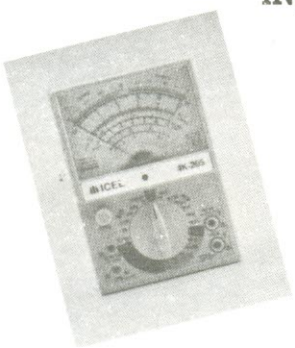
SÃO PAULO
RUA SANTA EFIGÊNIA, 480
RIO DE JANEIRO
RUA RÉPUBLICA DO LÍBANO, 7

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

NOSSOS PREÇOS IRÃO CHAMAR SUA ATENÇÃO

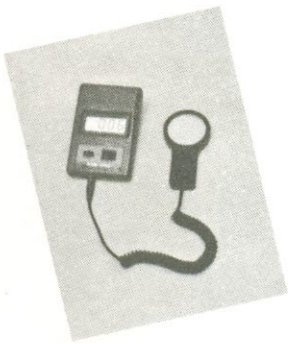
ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.

INSTRUMENTOS ICEL



MULTÍMETRO - IK-205

SENSIBILIDADE:	30K/10K OHM (VDC(VAC)
VOLT DC:	0,25/1/2,5/10/50/250/1000V
VOLT AC:	2,5/10/25/100/250/1000V
CORRENTE DC:	50µ/5m/50m/0,5m/12A
CORRENTE AC:	12A
RESISTÊNCIA:	0-5M OHM (x 1/ x 10/ x 100/ x 1K)
DECIBÉIS:	-20dB até + 62dB
TESTE DE CONT. COM RESPOSTA SONORA	
DIMENSÕES:	150 x 100 x 140 mm
PESO:	330 gramas
PRECISÃO: (à 23 ± 5°C)	± 3% do F.E. em DC ± 4% do F.E. em AC ± 3% do C.A. em RESISTÊNCIA



LUXÍMETRO DIGITAL - LD-500

DÍGITOS:	3 1/2
VISOR:	LCD
ESCALAS:	2.000/20.000/50.000LUX
AJUSTE DE ZERO AUTOMÁTICO	
DUAS LEITURAS POR SEGUNDO	
DIMENSÕES:	108 x 73 x 23 mm
PESO:	170 gramas
TRANSDUTOR FOTO ELÉTRICO SEPARADO DO CORPO DO APARELHO.	



MEGOHMETRO

CONSULTE-NOS SOBRE OUTRAS MARCAS.

MODELOS DISPONÍVEIS

Código	Medição da resistência de isolação (escala superior)				Medição da tensão CA	Medição de baixa resistência (escala inferior)	
	Tensão de Teste (CC)/M	Escala Efetiva de Medida		Marca do centro da escala	Escala	Escala de Continuidade	Marca do centro da escala
		Faixa 1	Faixa 2				
240414	500V/1.000MΩ	1 a 500MΩ	500 a 1.000MΩ	20MΩ	0 a 300	0 a 500Ω	50Ω
240415	1.000V/2.000MΩ	2 a 1.000MΩ	1.000 a 2.000MΩ	50MΩ	0 a 300	Não disponível	
240416	2.000V/5.000MΩ	5 a 2.000MΩ	2.000 a 5.000MΩ	100MΩ	0 a 300	Não disponível	
240422	250V/500MΩ	0,5 a 250MΩ	250 a 500MΩ	12.5MΩ	Não disponível		
	500V/1.000MΩ	1 a 500MΩ	500 a 1.000MΩ	25MΩ	Não disponível		
	1.000V/2.000MΩ	2 a 1.000MΩ	1.800 a 2.000MΩ	50MΩ	Não disponível		

ENROLADOR WIRE WRAP



Pistola elétrica e manual para conexão de fios em terminais por enrolamento.

FERRAMENTAS MANUAIS (TIPO LAPISEIRA)

O conjunto enrolador/desenrolador tipo lapiseira, conjuga numa única haste as duas ferramentas descritas, conforme tabela.

Peça Nº	Tipo
CTL-18/20	D
CTL-20/22	D
CTL-22/24	D
CTL-24/26	D
CTL-24/26M	D
CTL-24/26FI	E
CTL-26/28	E
CTL-26/28M	E
CTL-30/32	E
CTL-30/32M	E



Tipo-D



Tipo-E

INDIVIDUALIZAÇÃO NO ATENDIMENTO

FILCRIL

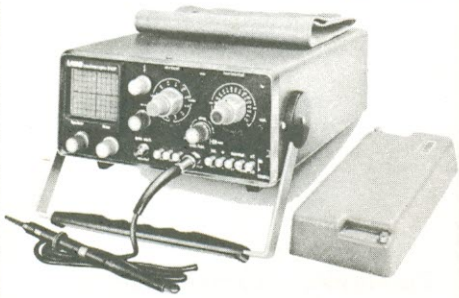
SÃO PAULO
RUA SANTA EFIGÊNIA, 480
RIO DE JANEIRO
RUA RÉPUBLICA DO LÍBANO, 7

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

RESOLVEMOS SEUS PROBLEMAS DE INSTRUMENTOS ELETRÔNICOS ONDE MUITOS NÃO CONSEGUEM

ESTA É APENAS UMA LISTA PARCIAL.

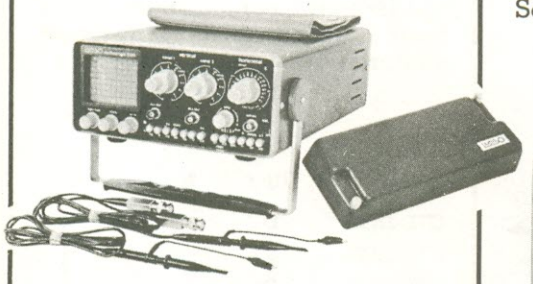
OSCILOSCÓPIOS PANTEC



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



THOR XT 286

O PC-AT é conhecidamente um equipamento eficaz, confiável e rápido
— Mas custa caro.

O PC-XT é reconhecidamente eficaz, confiável e barato
— Mas um tanto lento.

O PC-XT 286 é sem dúvida confiável, eficaz e rápido
— E custa barato.

Compare e faça a sua escolha levando um computador com desempenho de AT por preço de um XT.

AT

Tempo em segundos

TESTE	PC/AT - 8MHz	PC/XT - 4.77MHz	XT - 286 - 8MHz
Loop For-Next - 10.000x	00:00:02	00:00:06	00:00:03
Soma/Subtração/Multiplicação/Divisão - 10.000x	00:00:05	00:00:18	00:00:09
Trigonometria - 1.000x	00:00:05	00:00:20	00:00:10
Impressão em vídeo - 1.000x	00:00:28	00:00:33	00:00:29
Cálculo de números inteiros	00:00:06	00:00:22	00:00:11
Loop com cálculo de números reais	00:00:05	00:00:20	00:00:13
Cálculo com matrizes	00:00:07	00:00:22	00:00:11
Loop GOSUB/RETURN	00:00:16	00:00:31	00:00:21
Geração, escrita e leitura de um arquivo de 30kB	00:00:20	00:00:25	00:00:21

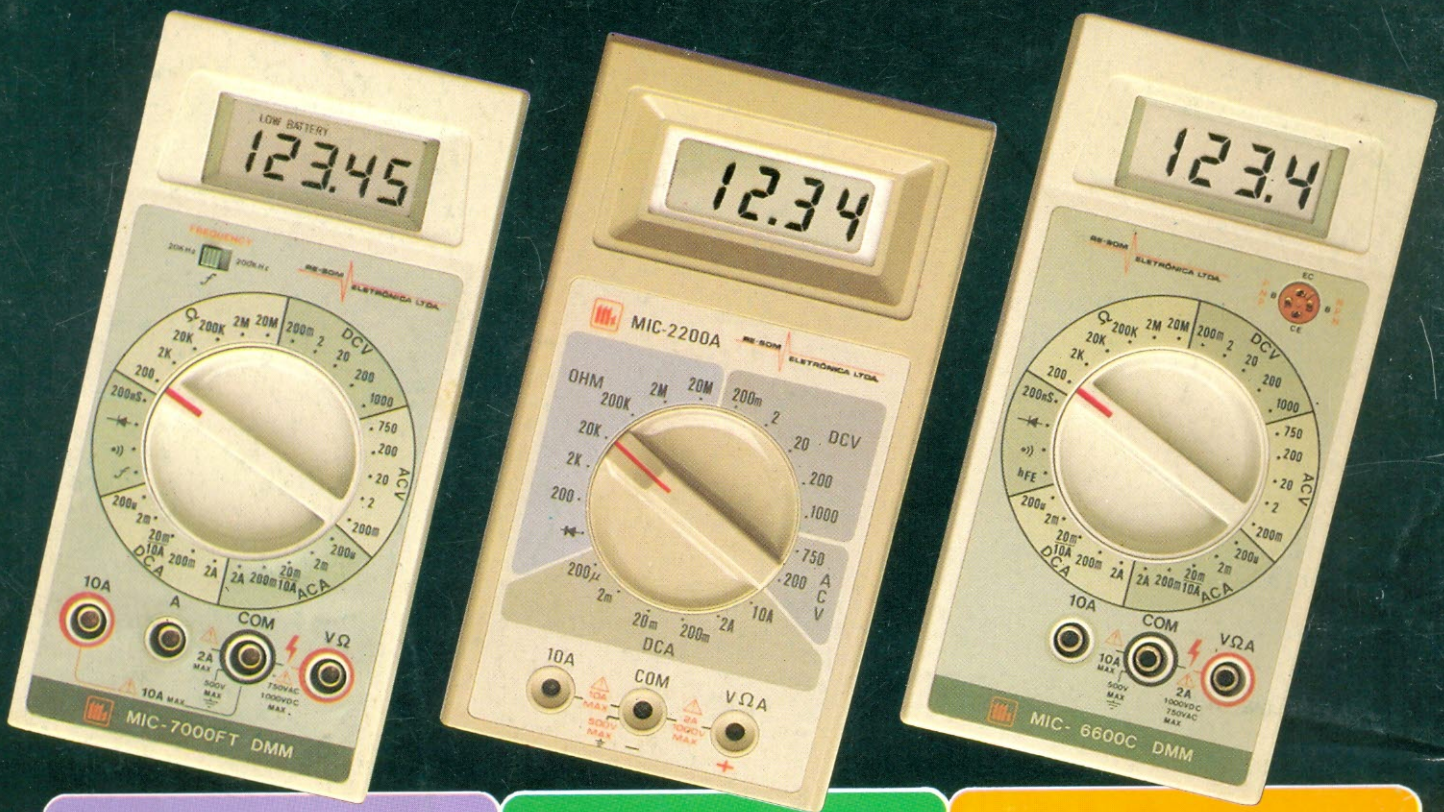


ATS TECNOLOGIA

ATS - Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Pça. Joaquim Roberto, 30 - CEP 05423
Fone: (011) 210-3719 - Telex: 1138571 - APLS
Pinheiros - São Paulo - SP.

MULTÍMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

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

MIC 2200 A

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

MIC 6600 C

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

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua General Osório, 164 - 2º andar
CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213