

nº 12
julho

elektor

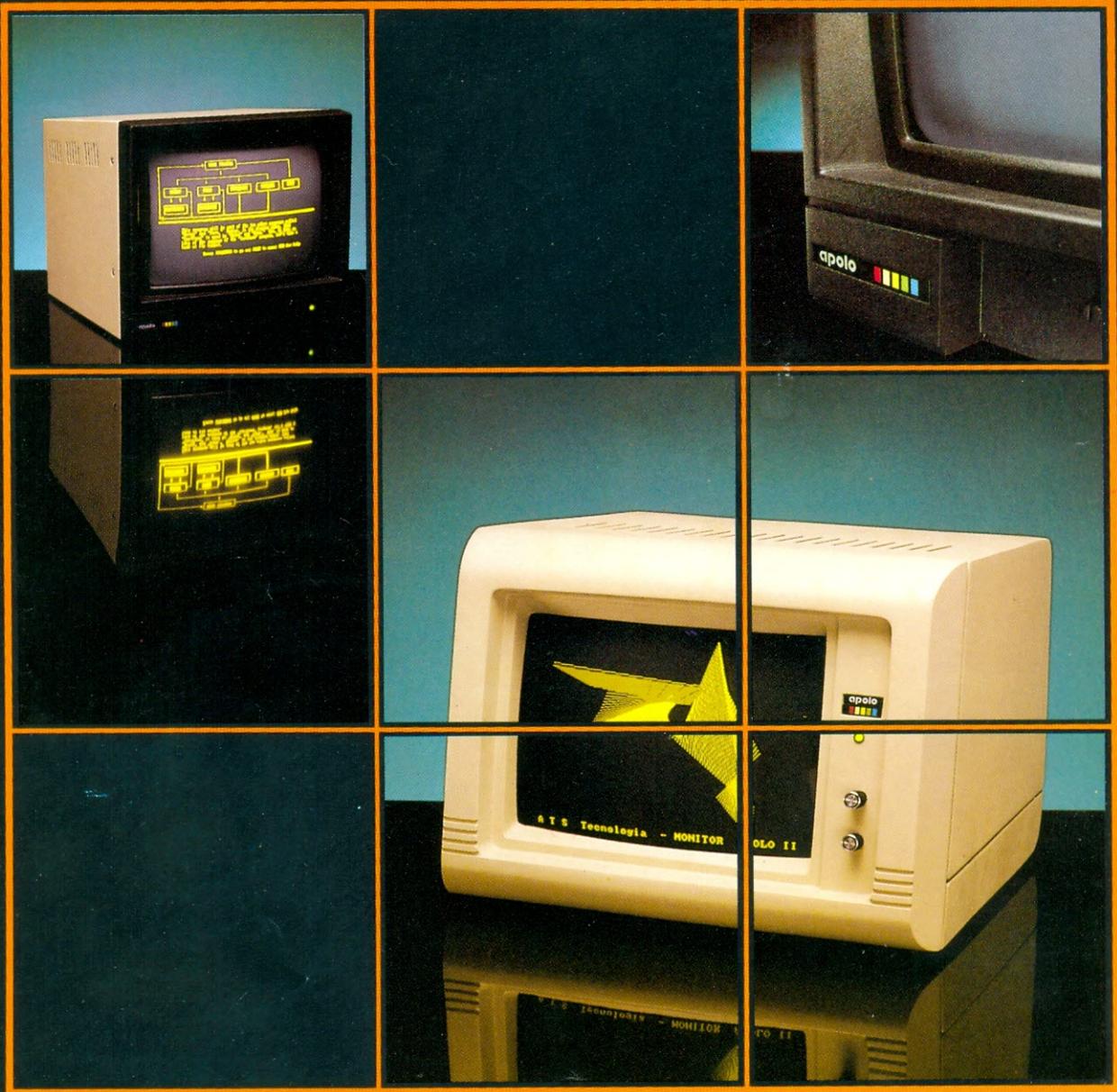
Cz\$ 96,00

eletrônica

- Apagador de EPROMs inteligente - Os microprocessadores de 16 bits -
- Divisor de frequência com fase corrigida - Wattímetro analógico -

apolo[®]

MONITORES DE VÍDEO



Os monitores de vídeo Apolo foram projetados para computadores e terminais que possuem características de conexões externas para o vídeo. Em particular, operam com todos os micros das linhas TRS-80, Apple e IBM PCxt, podendo facilmente serem conectados pelo próprio usuário. São fornecidos nas opções fósforo verde ou ambar. Desempenho perfeito, com baixo consumo e excelente estabilidade são pontos fortes desta série de monitores ATS.

ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.



INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

<i>Serviço de placas</i>	37
<i>Selektor</i>	56
<i>Correio</i>	61
<i>Teletipo</i>	63
<i>Mercado</i>	64
<i>Mini-Anúncios</i>	65

TECNOLOGIA

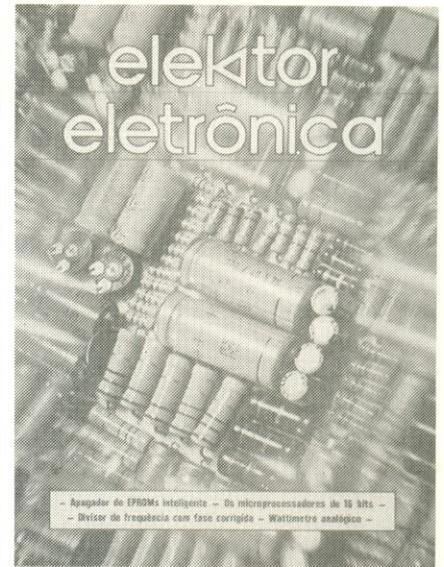
<i>A história das válvulas</i>	19
Embora completamente obsoletas em algumas áreas, em outras elas são essenciais. Aqui temos uma retrospectiva sobre seu funcionamento e características	
<i>A verdade sobre potência em áudio</i>	29
Quantos watts um amplificador precisa realmente ter para sonorizar um ambiente? Isso depende não só do gosto pessoal e do tamanho do ambiente, mas também do rendimento dos alto-falantes	
<i>Microprocessadores de 16 bits – 1ª parte</i>	50
Uma série de 3 artigos sobre esses importantes componentes, falando de suas diferenças em relação aos de 8 bits e comparando as principais marcas existentes	

MONTAGENS

<i>Um wattímetro analógico</i>	15
Experimente montar a versão eletrônica desse útil instrumento, usando apenas um galvanômetro e alguns transistores	
<i>Apagador de EPROMs inteligente</i>	23
Um circuito fantástico que não só apaga as memórias, como também determina o tempo exato do processo. Uma versão nacional, testada por nós, garante o sucesso da montagem	
<i>Baixas frequências sob medida</i>	31
Um multiplicador que permite medir frequências inferiores a 2 kHz em quase todos os freqüencímetros existentes	
<i>Idéias</i>	34
Chave áudio-controlada, proteção para alto-falantes e regulador de tensão discreto	
<i>Indicador de tolerância para resistores</i>	41
Com apenas 4 LEDs e nenhum componente crítico, uma boa forma de casar resistências nos mais variados circuitos	
<i>Divisor de frequência com fase corrigida</i>	45
Para aumentar o rendimento dos sistemas multiamplicados, eliminando a defasagem entre os estágios divisores	

APLICAÇÕES PRÁTICAS

<i>Medindo sinais em CA</i>	11
Valores RMS, médios, de pico – parâmetros que estão sempre presentes nos circuitos de corrente alternada e é preciso saber medi-los	
<i>Como achar curtos em circuitos impressos</i>	43
Um jeito inédito de localizar aquelas falhas microscópicas em placas impressas	



A informática volta neste número em grande estilo, com duas super-matérias: uma montagem, o "Apagador de EPROMs Inteligente", que lê as memórias e controla o momento exato em que a luz ultravioleta deve ser apagada; e uma série teórica, "Microprocessadores de 16 bits", que não só analisa esses componentes, mas também faz uma comparação entre as principais famílias. E a seção Selektor apresenta, mais uma vez, um assunto fora de série e pouco divulgado no Brasil: os sofisticados processos utilizados para se determinar o grau de inteligibilidade da voz humana nos mais variados ambientes, tais como auditórios, teatros, aeroportos e até igrejas. Entre outras coisas, é uma interessante lição de acústica.

Ano II, Número 12, Julho/87

Direitos de reprodução para o Brasil:

Publitrion Publicações Técnicas Ltda.
Av. Ipiranga, 1100, 9º andar,
CEP 01040 São Paulo, fone: (011) 229-8688

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Giuseppina Peppina Giuseppa Scarponi

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente)

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

**Editor-chefe da
edição internacional:** Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

**Diretor técnico e
coordenação internacional:** K. S. 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 Publitrion Publicações
Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição **GAZETA MERCANTIL**

Fotolito



Impressão **DCI** Indústria Gráfica S.A.

Distribuição



Valores de resistência e capacidade

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

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

Exemplos

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

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

Capacitores

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

Tensões indicadas

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

Utilização de U e não de V

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

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

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

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

Medindo sinais em CA

medindo
sinais
em CA

Estamos habituados, em eletrônica, a medir tensões e correntes CC — o que é relativamente simples, pois tudo depende apenas da precisão do multímetro.

Em corrente alternada é preciso ter outros cuidados, tais como: o que medir exatamente, o valor médio, RMS ou de pico do sinal? Qual deles pode ser lido nos vários tipos de medidores analógicos existentes? Que critério adotar para selecionar um deles, de acordo com o circuito sob teste? É o que procuraremos esclarecer neste artigo.

K. Fietta

Testes e medições em circuitos eletrônicos podem suscitar uma série de problemas, especialmente se tensões e correntes alternadas estiverem envolvidas. Antes de propor qualquer solução, porém, vamos examinar alguns exemplos do tipo de situação criada nesses casos. A figura 1, por exemplo, mostra três formas diferentes de se avaliar uma forma de onda CA: o valor do pico U_p corresponde a 100% da amplitude, seja na metade positiva ou negativa do sinal; o valor médio quadrado U_{rms} equivale a cerca de 71% dessa amplitude; e o valor médio \bar{U} é apenas 64% do valor de pico. Essas porcentagens podem parecer um tanto estranhas, mas devemos lembrar que a eletrônica está sujeita às leis gerais da física e não a simples correlações matemáticas.

O relacionamento matemático entre esses três valores, no caso de tensões senoidais, pode ser representado da seguinte maneira:

$$U_{rms} = \frac{U_{pp}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2.2} \bar{U}$$

É claro que tais fórmulas podem ser alteradas na forma, a fim de proporcionar os valores desejados. Não é nossa intenção, por outro lado, abordar aqui as características físicas dos instrumentos de teste e medição. Basta termos em mente que os medidores de bobina móvel indicam a média aritmética de um sinal CA e que os de ferro móvel fornecem leituras em valores RMS. Aqueles que desejarem informar-se sobre os princípios que regem esse comportamento devem consultar um bom livro didático sobre o assunto.

Antes que pensem que vamos nos limitar aos instrumentos analógicos, adiantamos que os voltímetros digitais também são utilizados na medição de tensões alternadas, desde que disponham de um retificador na entrada. O que nos leva de volta aos problemas já mencionados, pois tanto os aparelhos de bobina móvel como os digitais requerem um retificador. E apesar de certos multímetros incorporarem retificadores de pico e de valor médio, para medir os valores correspondentes, as escalas são sempre calibradas de acordo com os níveis RMS de uma senóide. Esse fato deve ser sempre considerado ao medirmos outras formas de onda, para que os resultados não seja totalmente confusos. Uma coisa, porém, é bastante óbvia: os retificadores desempenham um papel importante nesses instrumentos e seria bom sabermos porque, antes de irmos adiante.

Quanto aos instrumentos de ferro móvel, embora sejam adequados à medida de valores RMS de tensões CA, são empregados somente em eletricidade pesada devido à sua baixa impedância interna.

Os retificadores

Na figura 2a podemos ver um retificador de pico, onde R2 representa a alta impedância de entrada de um sensível medidor de bobina móvel, de um amplificador para medida de CC ou de um voltímetro digital. Satisfeita a condição $R2 \gg R1$, entre os terminais do capacitor C1 deve surgir o sinal ilustrado na figura 2b. Esse capacitor é carregado ao nível U_{pp} durante o flanco ascendente do semiciclo posi-

vo; quando a tensão cai, ele só pode descarregar-se lentamente por R2 e as fugas são compensadas no semiciclo positivo seguinte.

Como resultado, surge a tensão contínua \bar{U} no visor do instrumento, que obedece à seguinte relação:

$$U_{rms} = 10 \text{ V}, \\ \bar{U} = 10 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 14.1 \text{ V}.$$

Como esse método é normalmente utilizado para medir o valor RMS de tensões senoidais, a escala (ou mostrador) do aparelho vai indicar 10 V, que corresponde ao valor RMS quando uma tensão CC de 14,1 V é aplicada.

O retificador de pico trabalha muito bem com sinais não senoidais, embora seja também usado com senóides. Erros de leitura poderão ocorrer, porém, sempre que as ondas senoidais forem degradadas por sinais espúrios e outras interferências — o que impede a obtenção do valor RMS "real" a partir da leitura. Discrepâncias ainda mais sérias podem advir quando ten-

é fácil
quando
se sabe...

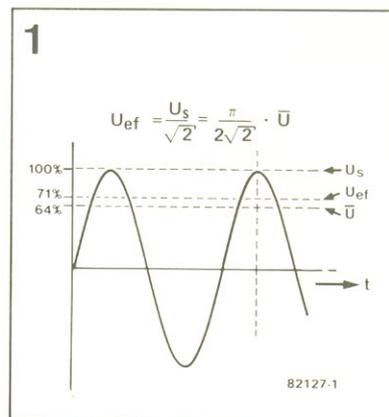


figura 1 — Relação entre os valores pico a pico (U_{pp}), RMS (U_{rms}) e médio (\bar{U}) de uma senóide.

figura 2a— Em princípio, o retificador de pico consiste de um diodo e um capacitor. O resistor R2 deve ter um valor bem maior que o de R1.

2a

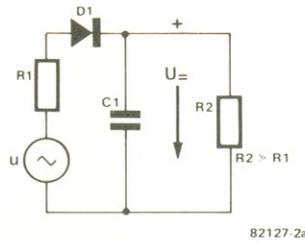


figura 2b — O capacitor é carregado durante o semiciclo positivo e mantém sua carga, mesmo que a tensão não esteja mais sendo aplicada.

2b

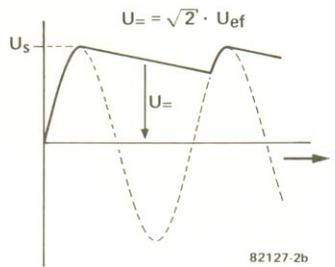
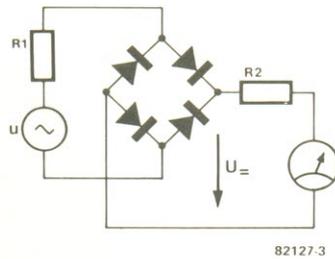


figura 3 — O retificador de valor médio é composto basicamente por uma ponte de diodos. As características mecânicas do instrumento de bobina móvel fazem a integração da tensão aplicada.

3



4

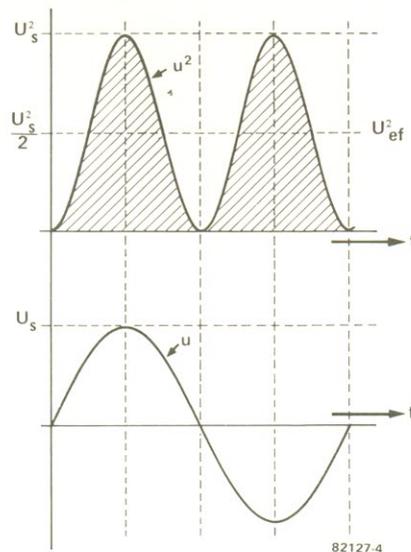


figura 4 — Este gráfico ajuda a estabelecer uma relação entre U_{rms}^2 e U_{pp}^2 , cujo resultado é $U_{rms} = U_{pp} / \sqrt{2}$.

sões CA são produzidas com valores diferentes de pico nos semiciclos e depois combinadas com tensões contínuas. Os medidores de pico, em suma, são muito utilizados em áudio, para medir a intensidade do sinal em gravações.

A figura 3 mostra um retificador de valor médio, no qual a corrente que flui pelo medidor é sempre proporcional ao real valor do sinal em teste. Devido às características mecânicas do instrumento, os valores são integrados e as leituras indicam os níveis médios do sinal (como já vimos pela figura 1, o valor médio de uma senóide está apenas 10% abaixo do valor RMS). Aqui também o aparelho tem a escala calibrada em valores RMS.

O retificador de valor médio responde com razoável precisão à onda quadrada, mas com um ciclo de trabalho de 50%, por exemplo, o voltímetro vai fornecer leituras 11% maiores que as reais. Surge, então, uma dúvida bastante natural: se o ciclo de trabalho de uma onda quadrada é de 1:1, seus valores de pico, médio e RMS devem ser exatamente iguais; por quê o erro de 11%? Pelo mesmo motivo de sempre: o instrumento vem com as escalas calibradas nos valores RMS de sinais senoidais.

Convém observar que os medidores de valor médio podem ser considerados universais, já que fornecem leituras razoavelmente precisas em RMS, mesmo com senóides distorcidas (até 10% de conteúdo harmônico, aproximadamente). Temos um bom exemplo disto nos VU meters (medidores de unidades de volume), que monitoram a modulação do sinal em gravadores de fita.

A medição dos valores RMS

Define-se o valor médio quadrado (RMS) de uma tensão alternada como "o nível de tensão CA necessário para produzir o mesmo aquecimento, em uma resistência específica, que uma tensão CC equivalente, ao longo de um período de tempo predeterminado, independentemente da forma de onda aplicada". A relação entre os valores RMS e de pico em um sinal senoidal, em relação à potência, está ilustrada na figura 4. Veja que todos os valores da curva "U" são elevados ao quadrado,

tornando-se portanto positivos na curva "U²". Como a potência pode ser representada por $P = U^2/R$, a raiz da média dos quadrados é dada por

$$U^2_{pp}/2 = U^2_{rms}$$

Isto confirma a afirmação feita anteriormente de que $U_{rms} = U_{pp}/\sqrt{2}$, no caso de senóides. Claro que as relações poderiam ser demonstradas através de belas e complicadas integrais, mas isso iria apenas alongar desnecessariamente o assunto para o lado teórico. O que realmente nos interessa é: como obter o valor RMS verdadeiro em uma escala, independentemente da forma de onda do sinal de entrada?

Os instrumentos de ferro móvel não são adequados, nesse caso, já que suas perdas internas são muito elevadas — em outras palavras, devem receber um nível comparativamente elevado de energia antes de começar a indicar alguma coisa. Como os hobistas não estão acostumados a lidar com valores da ordem de kV, kW, kVA ou kA, podemos esquecer o medidor de ferro móvel por enquanto.

O processo matemático para se medir valores RMS (para o qual já existem CIs especiais) é bastante complexo. Em primeiro lugar, o sinal é elevado ao

quadrado; depois, uma rede RC atua como integrador (ou "formatador de médias", por assim dizer) e, por fim, outro circuito extrai a raiz do valor médio, fornecendo na saída o valor RMS do sinal.

Na prática, a abordagem é ligeiramente diferente. Para se obter a maior faixa dinâmica possível, o sinal elevado ao quadrado é dividido pelo sinal de saída na entrada; dessa forma, o extrator de raízes da saída é omitido. A divisão é logarítmica, a fim de permitir a detecção também dos pequenos níveis de sinal. Existe ainda um método alternativo, baseado no princípio físico que define o va-

lor RMS: um fio resistivo é aquecido e o nível de calor é medido, por intermédio de um termopar. Nesse caso, porém, as tensões obtidas são baixíssimas e difíceis de medir; conclusão: este método, como o outro, é inviável para hobistas e amadores.

Medida aproximada do RMS

Existe, felizmente, um compromisso entre economia e praticidade, que é a medição do valor RMS aproximado. Não há motivo em exagerar na questão econômica, substituindo simplesmente o retificador de valor

medindo
sinais
em CA

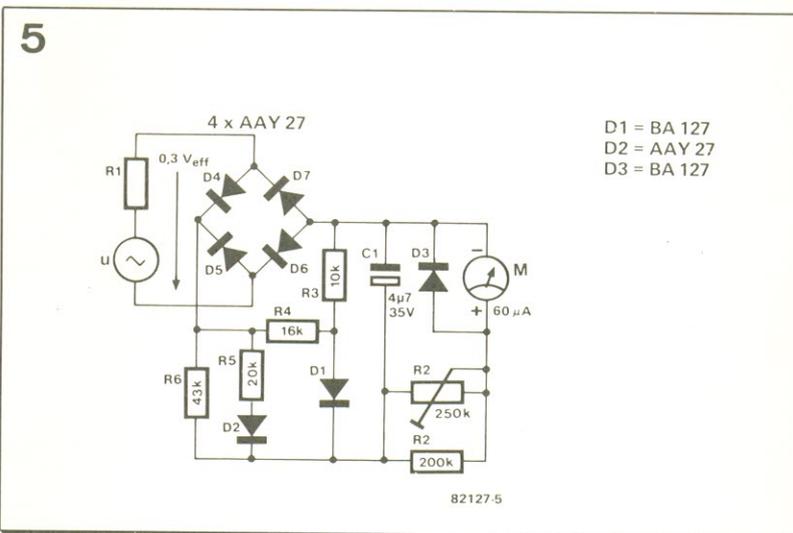


figura 5 — Retificador com resposta RMS aproximada, onde a rede formada por diodos e resistores "molda" o comportamento do circuito, de modo que a leitura seja dada em valores RMS.

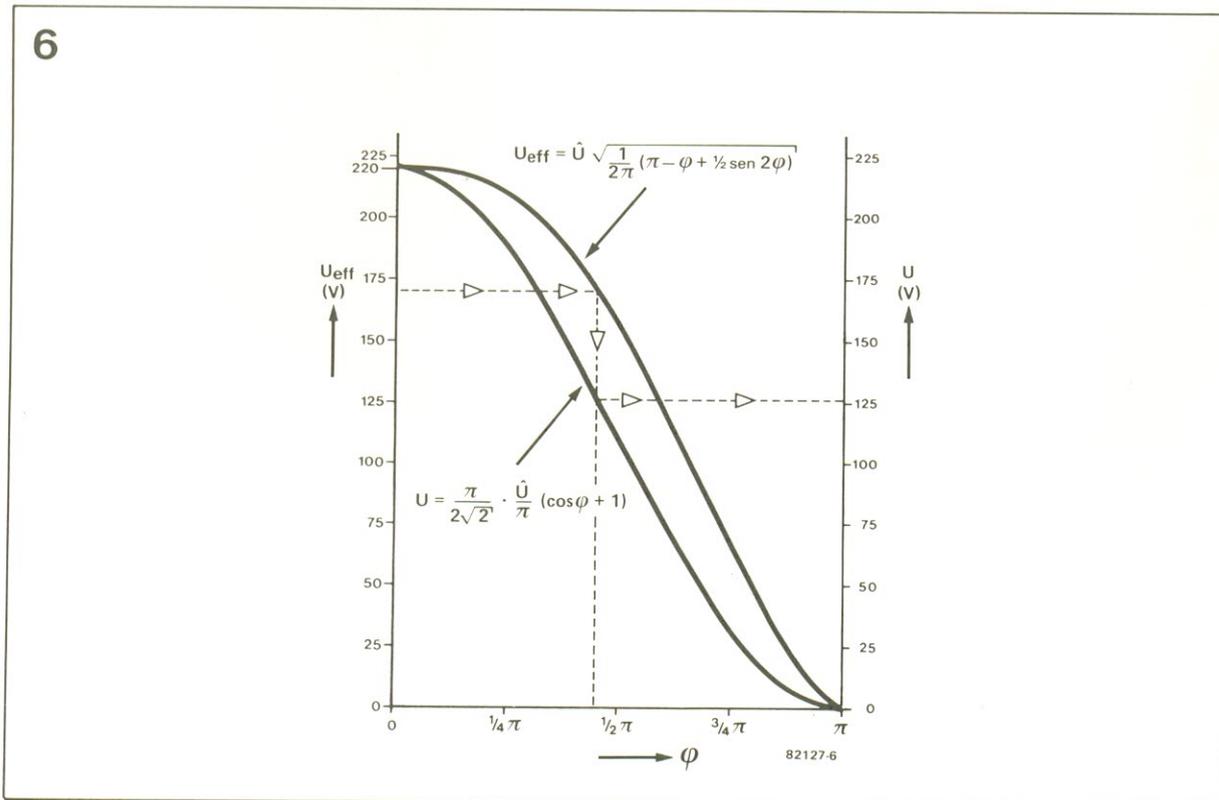


figura 6 — Gráfico para se obter a leitura correta de um valor correspondente de tensão em circuitos que envolvem variações no ângulo de corte de fase (tais como os controles tipo dimmer).

médio da figura 3 por um integrador sob a forma de uma rede RC. Ao invés disso, é preferível visar padrões um pouco mais elevados.

Na figura 5 podemos ver um retificador de RMS aproximado, que, obviamente, não tem nada a ver com as precisas medições propostas pela matemática e pela física. Mas o comportamento de um retificador "verdadeiro" é imitado de forma tão razoável pela malha de diodos e resistores (D1, D2, R3...R6), a ponto de o desvio de leitura permanecer dentro da faixa de tolerância permitida para instrumentos de medida de valores RMS. Esse tipo de circuito é especialmente adequado para a medida de distorção e o cálculo de níveis de potência. Mas os medidores de RMS também podem ser usados em outras aplicações, como veremos a seguir.

Medindo tensões em conversores estáticos

Podemos também dispensar o método da aproximação caso sigamos a sugestão dada no início do artigo, ou seja, a de multiplicar a leitura por um fator de correção que permita obter o valor RMS verdadeiro. Mas, para isso, é preciso saber o tipo de retificador adotado no instrumento.

Podemos afirmar que, na maior parte dos casos, o retificador será o de valor médio e a escala já estará calibrada em RMS (isto é, já virá toda multiplicada pelo fator 1,11), mas somente para senóides. Sabemos quais são as relações entre os valores RMS, médio e de pico; no caso de tensões em conversores estáticos, porém, as alterações introduzidas na forma de onda pode provocar erros consideráveis — simplesmente porque o ângulo de corte de fase não é levado em conta. A relação entre o valor RMS e o ângulo de fase é dada por:

$$U_{rms} = U_{pp} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \varphi + 1/2 \text{sen} 2 \varphi)}$$

A fórmula do valor médio parece um pouco mais simples, é verdade; mas multiplicando esta pelo fator de correção mencionado, a leitura real será:

$$U = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{pp}}{\pi} (\cos \varphi + 1).$$

As duas fórmulas podem então ser plotadas em relação ao ângulo de fase, dando origem a um gráfico como o da figura 6. Essas curvas ajudam o montador a calcular a leitura necessária para cada valor RMS. Assim, por exemplo, se é preciso medir a tensão em um controlador de luz ambiente (*dimmer*) e seu valor deve ser de 170 V_{rms}, o ângulo de fase na curva "U_{rms}" equivale a 81°; nesse valor, o eixo vertical intersecciona a curva "U" em 126 V — que é a leitura que o instrumento deve exibir, para que o valor RMS real seja 170 V. ■

Fonte: G. Zapf, The behavior of measurement devices when measuring non sine wave voltages, Grundig TI.

Esta é a chance de conhecer e montar uma versão totalmente eletrônica desse instrumento, que emprega apenas um punhado de componentes discretos e um microamperímetro dos mais comuns. Ele pode atuar como um aparelho normal de medida ou ser incluído permanentemente em sistemas de som.

Um wattímetro analógico

C. Giorden

Todos sabemos que o "consumo" de potência das instalações elétricas é normalmente medido em watts e que o custo de sua utilização é, a grosso modo, proporcional a ele. Seria interessante, de qualquer modo, analisar mais a fundo o parâmetro "potência", principalmente porque a simples noção de que ele representa o produto da corrente drenada pela tensão aplicada ($P = UI$, de onde obtemos $P = U^2/R$ ou $P = I^2R$) não pode ser aplicada diretamente à corrente alternada. Um pequeno sumário dos principais termos envolvidos nessa área, além disso, pode ajudar a esclarecer o princípio de operação do wattímetro proposto.

Ao medir apenas os valores RMS da tensão e corrente alternadas sobre uma carga R , teremos a potência aparente, ou seja, $P = U_{rms} \cdot I_{rms}$ (W). Esse método, no entanto, só pode ser adotado quando a carga é puramente resistiva; caso contenha também uma parcela reativa (com capacitância, indutância ou ambas), como acontece com a maioria dos aparelhos ligados à rede, o cálculo torna-se mais complexo — já que somente a parte da corrente que se encontra em fase com a tensão contribui para a potência ativa (aquela que é realmente "consumida" pela carga).

Quanto maior a defasagem entre tensão e corrente, chamada freqüentemente de fator de potência e representada como um ângulo (Φ), tanto menor será a potência ativa, pois $P = U_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos\Phi$ (W). No caso das cargas puramente resistivas, as potências aparente e ativa são iguais, devido à inexistência de defasagem ($\cos\Phi = \cos 0^\circ = 1$).

É natural que nosso interesse esteja voltado para o nível de potência ativa "consumida" por uma instalação elétrica, já que essa quantidade, integrada ao longo do período de uso, é a registrada pelo onipresente medidor de quilowatt-horas. Outros aspectos teóricos sobre o "consumo" de potência e sua medição podem ser encontrados no artigo "O que é potência?", publicado no Elektor nº 9, abril de 87.

Os wattímetros

O mais comum dos medidores de potência é o tipo eletrodinâmico, no qual uma bobina fixa recebe a corrente, enquanto uma bobina móvel aceita a tensão por intermédio de um resistor em série. Como as duas bobinas são magneticamente acopladas, a deflexão do ponteiro resulta proporcional à potência sobre a carga, seja ela uma resistência pura ou uma combinação resistiva-reativa. Em suma, o wattímetro eletrodinâmico fornece uma média dos produtos instantâneos entre tensão e corrente RMS (é bom lembrar que o termo "instantâneo" tem relação com a defasagem já mencionada entre U_{rms} e I_{rms}). Aproveitamos, aliás, para fazer um reparo no artigo do nº 8, já citado, para que não fique conflitante com este: o último parágrafo, na página 34, diz que "esse tipo de instrumento (o wattímetro eletrodinâmico) só fornece leituras confiáveis quando corrente e tensão de carga estão em fase"; na verdade, o problema surge somente quando a corrente pela bobina de tensão não está em fase com a tensão sobre a carga.

Em um wattímetro eletrônico, é preciso medir não só o valor eficaz (ou RMS) da tensão e da corrente, mas também o fator de potência, caso exista. Em seguida, os três parâmetros devem ser multiplicados, para que o instrumento proporcione um valor bastante aproximado da potência ativa. Duas dificuldades complicam esse método: a primeira diz respeito ao cálculo do valor RMS de cada forma de onda; a outra refere-se à realização prática de um circuito avaliador de defasagens e que forneça o $\cos\Phi$ pronto na saída.

O wattímetro que estamos propondo contorna esses problemas, já que pode ser considerado uma versão eletrônica do aparelho eletrodinâmico, empregando o mesmo sistema de medir os valores RMS instantâneos de corrente e tensão, e multiplicando-os para depois fazer uma média dos produtos, no tempo. Deixamos claro, desde já, que a versão final do wattímetro analógico não tem a pretensão de ser um aparelho altamente preciso; preferimos que ele fosse barato, passivo (isto é, sem alimentação própria) e simples de montar.

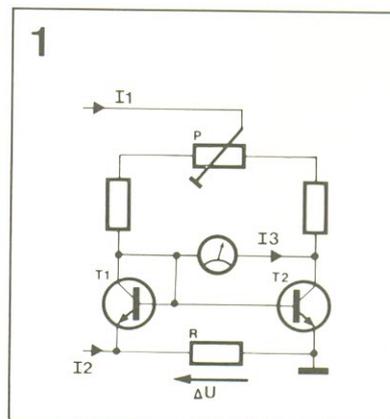


figura 1 — Configuração básica de um multiplicador tensão-corrente.

2

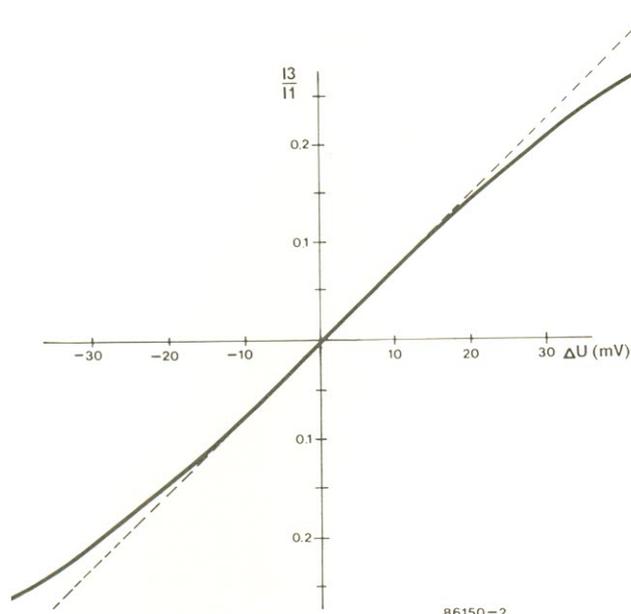


figura 2 — A curva mostra que o multiplicador da fig. 1 opera linearmente dentro de 4%, desde que ΔU seja inferior a ± 20 mV e I3 seja uma fração de I1.

O circuito multiplicador

Na figura 1 podemos ver um circuito básico de multiplicação entre corrente e tensão. Assume-se, de início, que a corrente I2 é nula e, desde que os transistores tenham características idênticas, que suas tensões base-emissor (assim como as correntes de coletor, portanto) sejam as mesmas. O trimpot P é usado para nivelar pequenas diferenças entre as correntes de coletor (I_{cT1} e I_{cT2}), compensando as tolerâncias de produção dos transistores.

Essa configuração é normalmente denominada *espelho de corrente*. Com $I_2 = 0$ e $I_{cT1} = I_{cT2}$, não há fluxo de corrente pela bobina do medidor (ou seja, $I_3 = 0$). Por outro lado, mesmo uma pequena corrente I2 provoca uma queda de tensão (V) sobre R, dando origem a uma diferença de potencial entre os emissores de T1 e T2 e a uma corrente de compensação I3, que flui de um coletor para outro. Assumindo variações relativamente pequenas no V_{be} de T2, existe uma relação linear teórica entre ΔU e I3.

A corrente para multiplicação ($P = UI$) é obtida a partir das correntes de coletor. A relação linear existente entre I1 e I3 é mais facilmente explicada sabendo-se que a condutância mútua dos transistores ($\Delta I_c / \Delta U_{be}$) é diretamente proporcional à sua corrente de co-

letor. Com ΔU constante, então, o dobro de corrente I1 vai resultar em duas vezes mais corrente pelo medidor.

As limitações impostas ao princípio do espelho de corrente estão relacionadas principalmente à faixa de ΔU e à razão entre a corrente quiescente de coletor e a corrente do medidor. Com $\Delta U = 20$ mV, por exemplo, o erro de alinearidade atinge 4% aproximadamente (veja a figura 2). Mas o comportamento não linear do espelho de corrente advém ainda de características diferentes de um transistor para outro, o que na prática significa que esses componentes tem que ser escolhidos cuidadosamente, a fim de apresentar operações quase idênticas. Deve-se ter em mente também que o coeficiente térmico da junção base-emissor — cerca de -2 mV/°C, para $\Delta I_c = 0$ — não é desprezível frente a ΔU ; assim sendo, os transistores devem estar em bom contato térmico.

Descrição do circuito

Todas as considerações feitas culminaram no sistema prático da figura 3. Observe que para possibilitar a medição em corrente alternada e evitar a polarização dos bornes de entrada, D1 e D2 selecionam automaticamente o multiplicador adequado (T1/T2 ou T3/T4). Os dois circuitos dispõem de seu

próprio ajuste de balanceamento (P1 e P2), ao passo que D3 e D4 servem para impedir a ruptura das junções base-emissor, provocada por surtos de tensão negativa.

A tensão coletor-emissor dos quatro transistores é mantida em um nível baixo (cerca de 0,7 V), já que as bases de T1 e T3 foram ligadas diretamente aos coletores; isto implica que a queda de tensão sobre o microamperímetro nunca vai ser elevada o suficiente para saturar T1 ou T3, o que daria origem a leituras errôneas. Considerando uma bobina com resistência de 1... 1,5 k Ω , essa queda é inferior a 100 mV — o que dá uma boa folga ao circuito na medição de picos elevados de corrente (caso de sinais CA com um fator de crista relativamente alto).

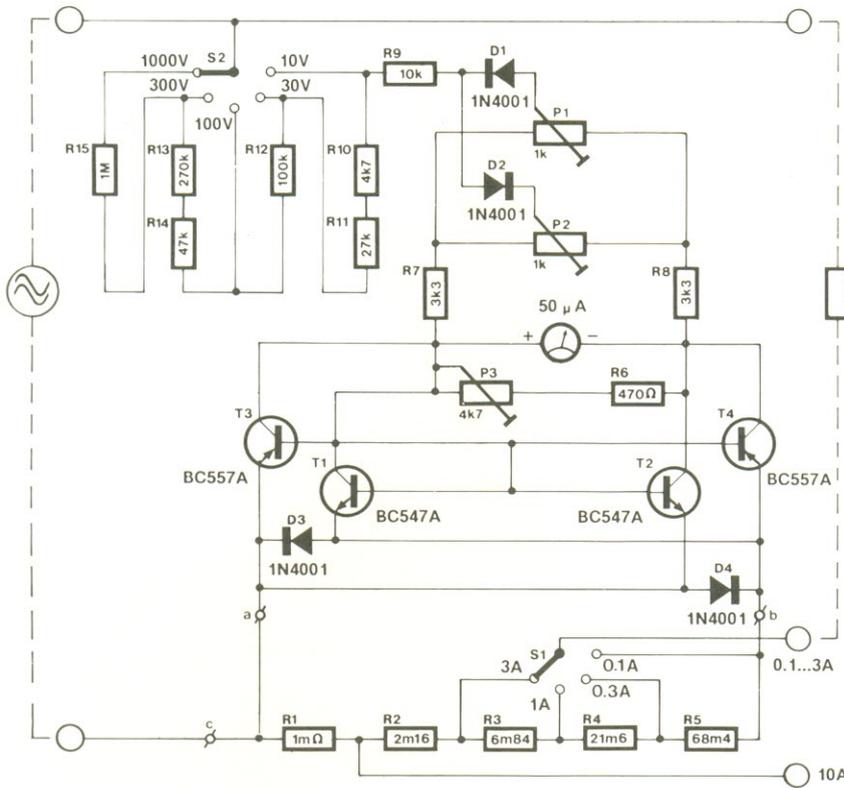
Os seletores de faixa do instrumento — S1 para corrente e S2 para tensão — garantem que os multiplicadores operem dentro da área linear de seus ΔU e I1. O primeiro é mantido abaixo de 20 mV através da seleção adequada de um resistor "shunt", a partir da malha serial formada por R1...R5; na faixa de 10 A a corrente de carga não passa por S1, a fim de evitar a utilização de chaves especiais. Quanto à chave de tensão, ela seleciona sempre uma resistência-série apropriada, para que a corrente total de coletor fique razoavelmente estável ao longo de uma extensa gama de tensões de entrada.

Os resistores ao redor de S1 e S2 foram selecionados para proporcionar um fator de faixa de $\sqrt{10}$ (cerca de 3,16), permitindo assim que a potência possa ser lida em duas escalas (veja a figura 7). Esse fator de escala permite ainda que as leituras sejam feitas sem o apoio de cálculos; para isso, o painel frontal do aparelho pode receber uma matriz de produtos U.I (veja a figura 6).

Montagem

O circuito em si não oferece dificuldade alguma e pode ser instalado tranquilamente sobre uma pequena placa impressa padronizada. Na figura 4 temos uma sugestão de como implementar o conjunto de resistores "shunt" R1...R5: consiste simplesmente em dois pedaços de fio de cobre esmaltado, um deles com bitola de 1 mm e o outro, de 0,5 mm, com derivações

3



um
wattímetro
análogo

figura 3 — O wattímetro compreende essencialmente dois circuitos multiplicadores, ou seja, um para cada meio período da tensão alternada.

4

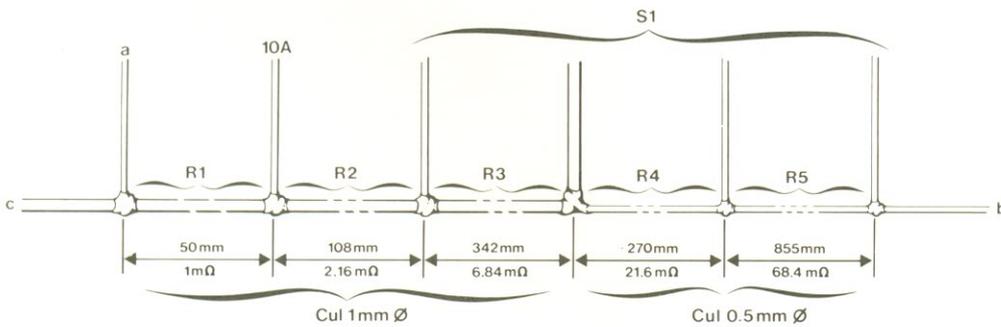


figura 4 — A malha de resistores "shunt" (R1...R5) é confeccionada com fio de cobre esmaltado, que permite uma boa definição das relações de resistência.

em ponto precisos, proporcionando assim os valores corretos de resistência. É óbvio que nos pontos de derivação os dois fios devem ser descascados.

A resistividade do fio esmaltado de 1 mm é de aproximadamente 20 mΩ/mm e a do fio de 0,5 mm, de 80 mΩ/mm. O conjunto, depois de pronto, pode ser enrolado em uma forma sem núcleo, tendo-se apenas o cuidado de inverter o sentido de enrolamento na metade do percurso, a fim de minimizar a indutância global do mesmo.

De acordo com o diagrama do circuito, S1 foi ligada de modo que as correntes mais eleva-

5

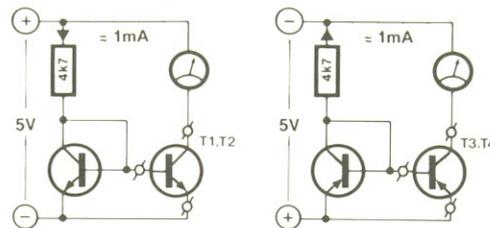


figura 5 — Circuito básico para selecionar transistores através do casamento de características.

das (3 e 10 A) não percorram a área de maior resistência do "shunt" (R3...R5) — o que evita o aquecimento do conjunto

e, portanto, o aumento da resistividade do fio. É preciso, além disso, observar rigorosamente a capacidade de corrente pelos

6

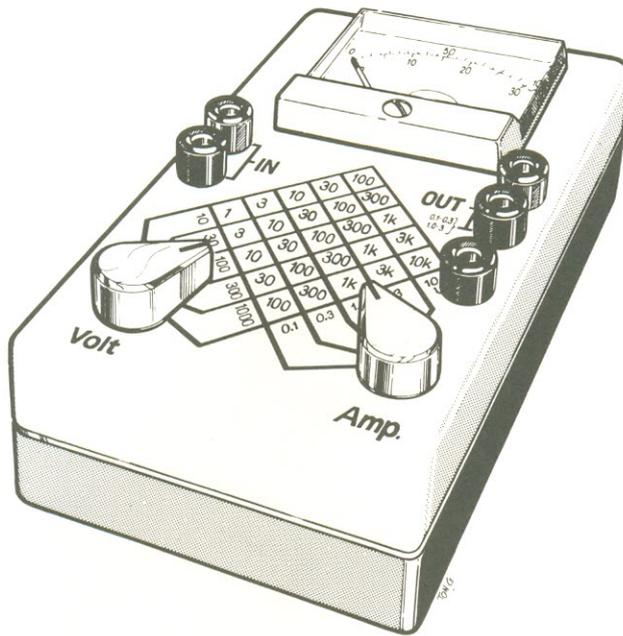


figura 6 — Ilustração sugerindo um acabamento para o painel do wattímetro.

contatos de S1; se necessário, instale uma chave de dois pólos e ligue-os em paralelo, assim como os próprios contatos. De resto, o "shunt" deve ser confeccionado e instalado de acordo com as normas de segurança cabíveis para as correntes envolvidas.

Já mencionamos também que os transistores do circuito devem ficar perfeitamente casados (ou quase). Na figura 5 temos circuitos de teste para T1/T2 (NPN) e T3/T4 (PNP), pelos quais os transistores podem ser analisados, procurando-se por características térmicas semelhantes. Ao fazer as medições, certifique-se de que estejam em contato térmico, mas sem juntá-los com os dedos. É claro que no wattímetro T1...T4 também devem ficar

em estreito contato térmico; sugerimos a aplicação de pasta térmica aos seus encapsulamentos, antes de acoplá-los através de uma tira de latão ou cobre.

O wattímetro cabe perfeitamente em uma caixa plástica como a da figura 6 (existem similares no mercado nacional). Diante da possibilidade de utilizar o instrumento com equipamentos alimentados pela rede, é aconselhável utilizar botões com boa isolamento e chaves de boa qualidade. Atenção também com o parafuso de ajuste do ponteiro, caso seja metálico.

Calibração

Aplice uma tensão contínua de aproximadamente 30 V à entrada do instrumento (com o

negativo no pólo de S2) e procure "zerar" a leitura. Caso isto seja impossível, T1 e T2 não estão suficientemente casados e um dos dois deve ser substituído por um tipo melhor. Esse problema pode ocorrer mesmo após o circuito da figura 5 ter dado bons resultados — já que igualar as correntes de coletor para um nível específico de polarização não significa que as características de ambos serão as mesmas por toda a gama de Ic.

Inverta então a polaridade da tensão de entrada e verifique o comportamento de T3/T4, exatamente como foi feito com T1/T2. Aplique, em seguida, uma tensão alternada precisa ao instrumento e ligue uma carga adequadamente dimensionada à saída. Calcule e potência e calibre o wattímetro por intermédio de P3.

Para utilizar o instrumento em medições de potência CC será preciso que os pares T1/T2 e T3/T4 tenham características iguais. Considerando uma tensão de entrada e uma carga específicas, a inversão da polaridade da entrada não deve alterar a leitura do medidor. Se for impossível obter essa característica de operação, será necessário trocar um dos pares de transistores.

Ao decidir as faixas corretas de tensão e corrente em cada medição, deve-se ter em mente que a queda no "shunt" não pode exceder 20 mV. Isto significa, por exemplo, que na faixa de 10 A, o valor de pico da corrente não pode ultrapassar 20 A (já que $20 A \times 1 m\Omega = 20 mV$). No caso de corrente contínua, portanto, deve-se selecionar a faixa imediatamente superior caso a corrente medida já tenha alcançado o dobro do valor da faixa. No caso de corrente alternada, é melhor observar um fator de 1,5. A parte de tensão do wattímetro, por outro lado, é pouco crítica; a faixa de 30 V, por exemplo, permite leituras compreendidas entre 0 e 100 V RMS.

Por fim, como o instrumento proposto utiliza pouquíssimos componentes, pode ser incorporado de forma permanente a uma série de aparelhos, tal como caixas acústicas e *dimmers*. Nesses casos, os seletores de faixa podem ser omitidos e substituídos por resistores fixos, de acordo com os requisitos de potência da instalação. ■

7

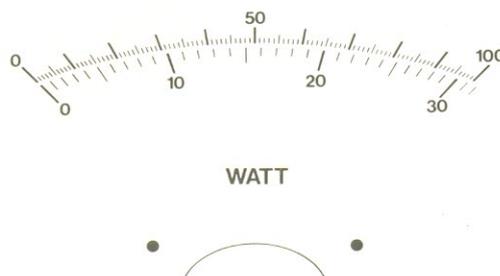


figura 7 — Escala proposta para o instrumento, a fim de adaptá-lo ao fator de faixa do medidor ($\sqrt{10}$ ou 3,16, aproximadamente).



A história das válvulas

Antes da chegada do transistor, todo o equipamento eletrônico existente utilizava apenas válvulas; não havia alternativa, embora apresentassem uma série de limitações. Consolidados os semicondutores, porém, elas passaram a ser desprezadas, muitas vezes com base em falsos conceitos. Vamos tentar por as coisas no lugar, ao mesmo tempo em que apresentamos aos leitores mais jovens esses componentes tão importantes para o desenvolvimento da tecnologia.

Muitos não as consideram mais que peças de museu. Afinal, para que poderiam servir, hoje em dia, aquelas coisas fora de moda, incomodamente grandes e frágeis? Para pouca coisa, com certeza, mas é preciso fazer algumas ressalvas quanto ao "modismo" e à "fragilidade". De fato, elas são indispensáveis até hoje em certas aplicações (transmissores para radiodifusão, por exemplo), além de estarem sendo reabilitadas em ou-

tras (tal como amplificação de áudio). Sem falar que, apesar da fragilidade física, elas exibem uma grande robustez elétrica.

Assim como há quinze, vinte anos utilizava-se a válvula como modelo para explicar a operação do transmissor, agora a situação inverteu e podemos adotar o transistor para analisar sua antecessora. Ao contrário do que acontece nele, os elétrons não se deslocam por um material sólido (o semicondu-

tor), e sim pelo vácuo feito no interior do bulbo de vidro, entre os dois eletrodos principais: anodo e catodo (que, aliás, emprestaram seus nomes aos terminais dos diodos e tiristores de estado sólido). Entre esses dois eletrodos costuma haver um terceiro, de controle, capaz de permitir ou inibir o fluxo de elétrons, como desejado. Equivale, portanto, à base do transistor, com a diferença de que nesse eletrodo não há corrente fluin-

sessão
nostalgia...

do; em tal aspecto, as válvulas assemelham-se mais aos transistores tipo MOSFET do que propriamente ao bipolares.

Existem várias outras diferenças entre o transistor e a válvula. Por exemplo: é perfeitamente normal que ela esquente, mesmo em repouso, pois disso depende a criação da nuvem de elétrons a partir do catodo. E, se alguma coisa vai mal, o defeito pode ser quase sempre diagnosticado olhando-se detidamente as próprias válvulas; elas não têm o hábito de "torrar" repentinamente, como os transistores. Nas aplicações que conjugam alta potência e alta frequência elas ainda são insubstituíveis, pois não foi inventado um semiconductor confiável que tome seu lugar. Ademais, segundo uma corrente de audiófilos, elas introduzem menos distorção quando usadas em amplificadores, por não exigirem os altos níveis de realimentação dos transistores. Eles falam, também, do chamado "som de válvula", que seria mais redondo, menos seco, mais macio, ou qualquer outro adjetivo que explique subjetivamente o fato de as válvulas suportarem melhor grandes transientes de sinal.

Uma válvula básica

Parte essencial da operação de qualquer válvula é o movimento de portadores de cargas

(elétrons) em um vácuo virtual. Para que ela possa operar no vácuo, encerra-se em um tubo de vidro selado todos os eletrodos — que podem variar bastante em número, mas devem ser pelo menos dois: o anodo e o catodo, formando assim o diodo, que é a mais simples válvula que se conhece.

O catodo é normalmente composto por um tubo de níquel, recoberto com uma camada de óxido de bário e estrôncio e aquecido a temperaturas de 700... 800°C por um filamento; ele assume, então, uma coloração vermelha escura. O filamento fica eletricamente isolado do catodo por uma camada de óxido de alumínio — o que não significa, porém, que a condução de calor não seja boa.

O calor aumenta a mobilidade dos elétrons presentes no catodo e alguns deles chegam a ultrapassar a chamada "velocidade de emissão", deixando a superfície do mesmo; é a emissão térmica, também conhecida como efeito Edison. Forma-se então uma nuvem eletrônica em torno do catodo, com carga negativa; em um determinado momento, ocorre um equilíbrio entre a nuvem de elétrons e o catodo (já que ele se torna positivamente carregado), dependendo do material e da temperatura deste.

Colocando-se agora uma pequena placa metálica a uma certa distância do catodo, com um

potencial positivo em relação a ele (o anodo, em suma), passa a haver atração de elétrons por parte dela. O catodo, em resposta, refaz o equilíbrio ao seu redor liberando mais elétrons (daqui para a frente vamos esquecer a interação entre o catodo e a nuvem de elétrons e falar simplesmente "catodo").

Vemos, assim, que os elétrons fluem do catodo para o anodo (ou seja, é a chamada "corrente anódica"). Mesmo que este não esteja positivo em relação ao catodo, haverá sempre um pequeno fluxo de corrente, pois a nuvem de elétrons é negativa em relação ao anodo. A válvula diodo não apresenta tensão de limiar; a corrente simplesmente não fluirá se o anodo estiver negativo em relação ao catodo e se este não for aquecido pelo filamento. Além disso, a corrente flui num único sentido, o que permite à válvula atuar como retificadora.

Triodo, pentodo e outras válvulas

A válvula de três eletrodos recebeu, por analogia, o nome de triodo. O terceiro eletrodo que, como vimos, fica entre os outros dois, é formado por uma espiral, sendo chamado de grade de controle ou apenas "grade". Caso a tensão aplicada a ele seja mais negativa que a do catodo, seus campos elétricos vão estar em oposição e talvez

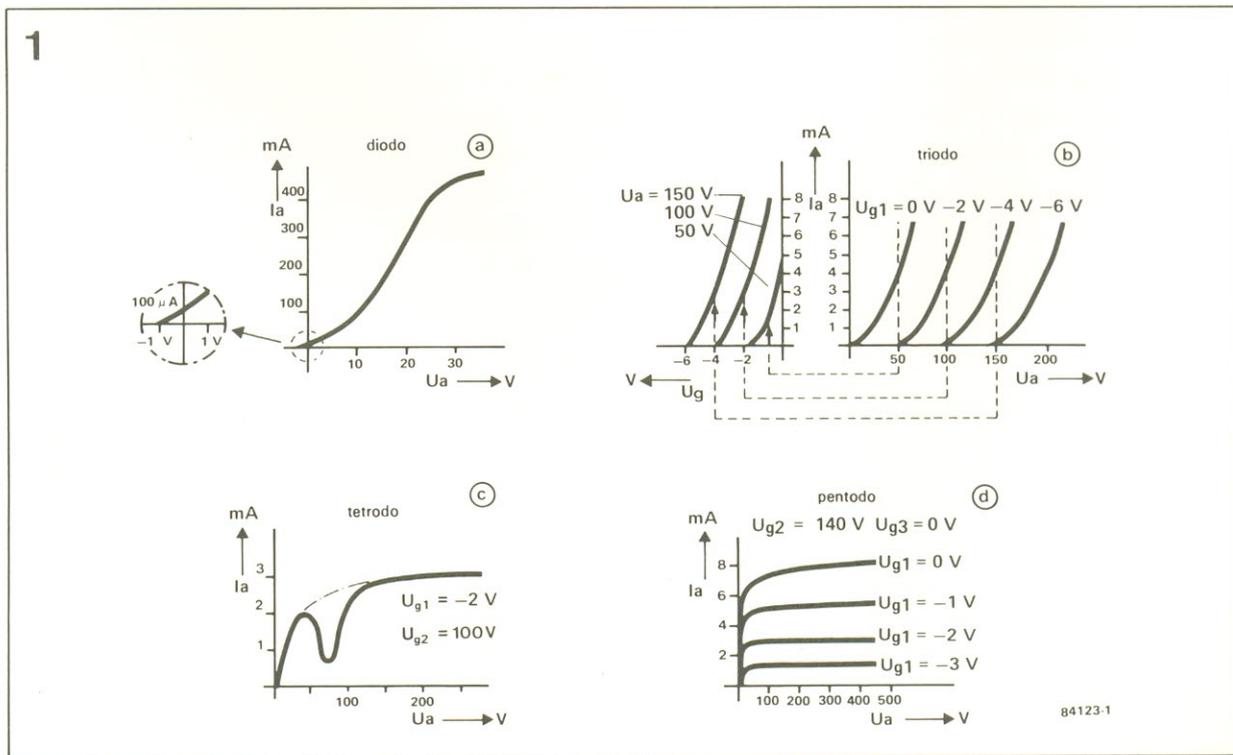
figura 1 — Curvas características (corrente/tensão) do diodo, triodo, tetrodo e pentodo.

figura 1a — No diodo, a tensão de anodo deve ser ligeiramente negativa, a fim de suprimir totalmente a corrente de anodo. Como se pode notar, com tensão nula existe ainda uma pequena corrente de anodo.

figura 1b — A curva do triodo mostra claramente que pequenas variações na tensão de grade (2 V, por exemplo,) geram a necessidade de variações bem maiores na tensão de anodo (50 V) para manter constante a corrente de anodo.

figura 1c — A queda na curva do tetrodo assinala o ponto em que a tensão de anodo é inferior à da grade de blindagem. Ela é provocada por elétrons secundários que fluem do anodo para a grade de blindagem.

figura 1d — A curva do pentodo é bem mais plana que as demais, exibindo alguma similitude com o gráfico I_c/U_c do transistor.



até suprimam o campo existente entre anodo e catodo. Vê-se, portanto, que a tensão da grade de controle afeta a corrente de anodo, a ponto de desativar completamente a válvula quando se torna muito negativa. Por outro lado, se aplicarmos uma tensão alternada à essa grade, a corrente de anodo irá variar de acordo com ela.

A grade fica muito mais próxima do catodo que do anodo, de forma que a tensão deste (que atua como força de atração) deva sofrer variações maiores que a de grade (força repulsiva) para compensar qualquer flutuação nessa tensão de grade e manter constante a corrente de anodo. A razão entre essas duas variações é denominada "fator de amplificação" e designada pelas letras " μ " ou "g". E a relação entre uma pequena variação da tensão de grade e a resultante alteração na corrente de anodo (caso a tensão de anodo permaneça constante) é conhecida por "condutância mútua" (S) da válvula. Conclui-se, portanto, que o triodo pode ser usado como amplificador de sinais, caso uma resistência CC ou CA seja acoplada ao terminal de anodo.

O anodo e a grade de controle do triodo foram um capacitor,

porém, cuja reatância tende a diminuir com o aumento da frequência. Desse modo, em frequências elevadas isto pode resultar em transferência do circuito de anodo para o de grade, fazendo oscilar todo o sistema. Esse problema pode ser remediado por meio de uma grade adicional, cuja tensão é mantida constante em relação ao catodo, inserida entre o anodo e a grade de controle. Esse quarto eletrodo, a chamada "grade de controle", tem a capacidade de reduzir drasticamente a característica de transferência. Ela não pode, contudo, inibir a corrente de anodo; recebe, por isso, uma tensão positiva adequada.

Os elétrons que logram passar pela grade de blindagem são acelerados em direção ao anodo, pela própria atração deste. Algumas vezes, no entanto, essa velocidade fica tão elevada que o impacto de cada elétron "arranca" vários elétrons da superfície do anodo, que são chamados de "secundários". Eles podem tanto retornar ao anodo como se dirigir para a grade de blindagem; no segundo caso, a curva de corrente do tetrodo exibe um "vale" acentuado no ponto em que possui características de resistência negativa e uma tendência a oscilar.

É assim que a válvula pode ganhar um quinto eletrodo, introduzido entre o anodo e a grade de blindagem, para fazer oposição aos elétrons secundários e obrigá-los a voltar para o anodo. Essa grade supressora, como é chamada, transforma a válvula num pentodo.

Além desses, existem diversos outros tipos de válvulas, tais como o hexodo (com 6 eletrodos), o heptodo (7) e o octodo (8 eletrodos, dos quais 6 são grades). Numerosas combinações entre eles também foram feitas, dando origem ao pentodo/duplo diodo, triodo/hexodo, triodo/heptodo e assim por diante.

Prós e contras

As válvulas normais, que eram vendidas em qualquer loja de eletrônica, eram obviamente inferiores aos transistores em muitos aspectos; mas existem uma série de fatores, nem sempre conhecidos pela maioria, que podem ser usados em sua defesa. Os transistores, por exemplo, não exigem energia adicional para aquecer um filamento; em contrapartida, as válvulas são capazes de suportar tensões e temperaturas muito maiores. Além disso, a falada

2

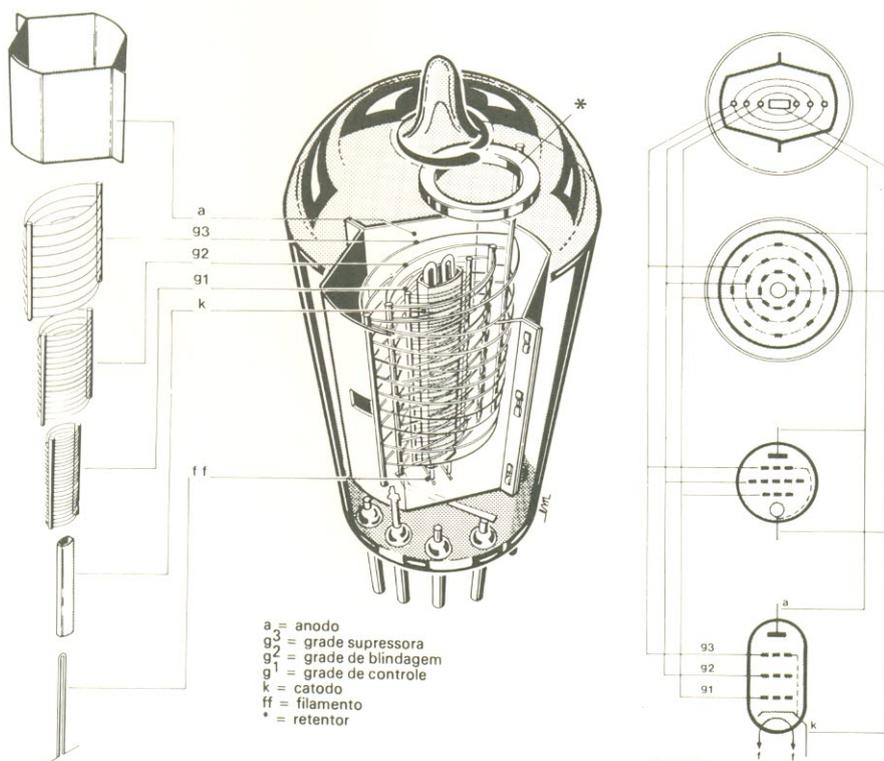


figura 2 — Vista em corte de um pentodo, cujos eletrodos foram representados separadamente no lado esquerdo do desenho. Os símbolos da direita fornecem uma imagem estilizada da estrutura da válvula.

fragilidade das válvulas nunca foi realmente um problema, sem falar que os próprios semicondutores possuem uma série de fraquezas. E a vida útil das mesmas, da mesma forma que ocorre atualmente com as lâmpadas incandescentes, era apenas uma questão de compromisso: sempre que uma longa duração era o fator mais importante (em detrimento do custo), tipos especiais podiam ser encomendados, tais como o SQ (*Special Quality*), o LL (*Long Life*) e os de telefonia, todos com uma vida útil estimada em 10 mil horas, no mínimo.

Além da capacidade de manipular potências maiores, a diferença mais importante entre válvulas e transistores é o tamanho. Elas são notoriamente maiores, praticamente inviabilizando a construção de equipamentos portáteis; seria impossível, por exemplo, conceber um microcomputador valvulado. Ademais, todo gabinete de apare-

lhos a válvulas deve possuir um bom número de orifícios ou rasgos, obrigatoriamente, para garantir uma boa circulação de ar. Assim, em algumas áreas naturalmente, em outras nem tanto, as válvulas foram cedendo lugar aos transistores. Em nossos dias, elas são empregadas somente em transmissores de alta potência e no aquecimento por radiofrequência, em instalações Industriais. Aparecem ainda sob formas inusitadas, como magnetrons em sistemas de radar e fornos de microondas, como klystrons em transmissores de TV e, claro, como tubos de raios catódicos em televisores, osciloscópios e monitores de computador.

Dicas práticas

Comparados aos circuitos transistorizados (e integrados), os aparelhos que contêm válvulas permitem que certos problemas sejam localizados mais fa-

cilmente. Uma vez ligada a alimentação, por exemplo, é tarefa simples observar as válvulas e conferir se estão "brilhando"; em caso afirmativo, sabe-se logo que os filamentos estão intactos e que o circuito está recebendo tensão.

No caso de um tetrodo ou pentodo, a grade de blindagem (segunda a partir do centro) nunca deve brilhar, pois pode significar sobrecarga nesse eletrodo. Isto pede que a alimentação seja imediatamente desligada, já que a causa provável é a falta de tensão no anodo, talvez provocada pela interrupção de seu circuito externo.

Caso o anodo comece também a brilhar, novamente a tensão de alimentação deve ser desligada, já que isso indica que sua dissipação está muito elevada. Existem muitos motivos para que esse fenômeno ocorra, tais como:

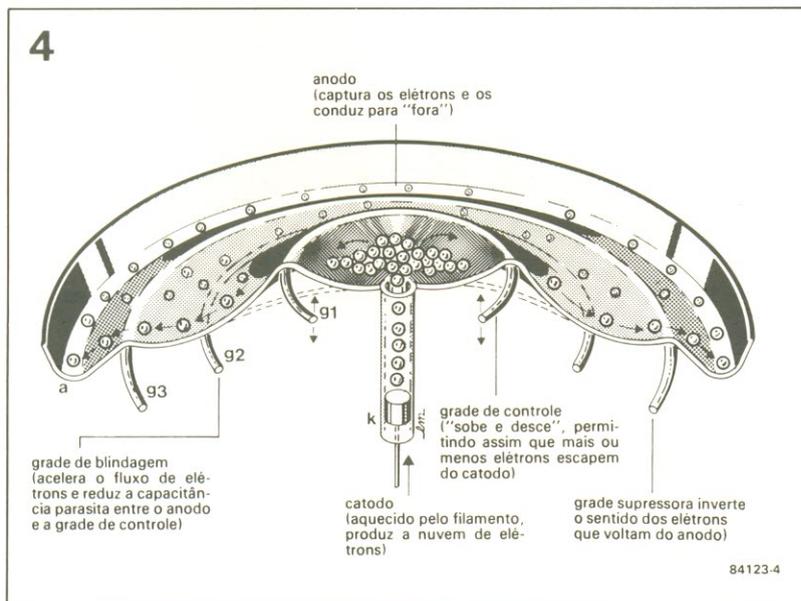
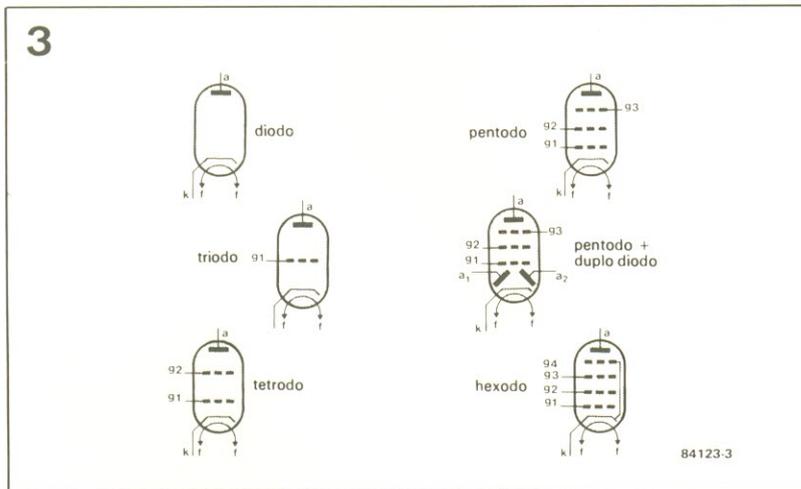
- circuito mal projetado sobrecarregando a válvula;
- componentes com valores errados no lado do anodo, com dissipação insuficiente;
- pouca tensão negativa de grade, resultando em uma alta corrente de anodo — causada, por exemplo, pelo capacitor de desacoplamento de catodo em curto, resistência elevada demais no terminal de grade, curto-circuito interno entre o catodo e a grade de controle, entre outras coisas.

Por fim, um brilho violeta no interior do anodo quer dizer que a válvula está próxima ao final de sua vida útil, pois o vácuo no interior do bulbo deixou de ser adequado. Em certos tipos de válvula, porém, esse brilho é normal, especialmente com altas tensões. Algumas vezes, o mesmo brilho violeta pode ser observado junto ao anodo, mais especificamente ao longo do comprimento do eletrodo; este fenômeno é quase sempre inofensivo, ao contrário dos demais.

Antes de encerrar a matéria, mais duas observações práticas: as válvulas, antes de mais nada, devem ser montadas sobre soquetes de boa qualidade, evitando "sucatas" e soldagens diretamente ao circuito impresso. Em segundo lugar, qualquer válvula deve dispor de uma ventilação apropriada; é verdade que elas são capazes de suportar muito trabalho duro, mas o sobreaquecimento prolongado pode encurtar bastante sua vida útil.

figura 3 — Símbolos gráficos adotados para se representar alguns dos tipos mais comuns de válvula.

figura 4 — Esta analogia costumava ser usada ao se estudar a operação das válvulas. Consistia em imaginar um pedaço de borracha bem esticada, no qual as variações de potencial nos vários eletrodos eram representadas por picos e vales na superfície. Como a parte central ficava mais elevada que o anel externo, o efeito da gravidade ajudava a simular as forças que atuavam sobre os elétrons. Estes eram simulados por pequenas bolas de aço, que eram liberadas na parte central (o catodo) e rolavam para fora. O efeito de freagem das grades eram simbolizado por anéis de metal que elevavam a superfície de borracha em determinados pontos. Assim, toda bola que devia "escalar" uma dessas inclinações tinha sua velocidade reduzida, para depois acelerar novamente do outro lado.



Apagador de EPROMs

inteligente

apagador
de EPROMs
inteligente

Este circuito não se contenta em "limpar" as memórias; ele também as verifica periodicamente, durante o processo, até que estejam totalmente apagadas, e só então permite que a luz ultravioleta seja desativada. Em outras palavras, o apagamento dura apenas o tempo estritamente necessário, nem mais, nem menos. O teste de EPROMs recém-compradas, além disso, pode ser outra boa utilidade do circuito.

Apagar EPROMs pode se tornar algo complicado: enquanto alguns fabricantes estipulam períodos de dez minutos para o processo, outros não recomendam menos de duas horas — o que nos deixa com a impressão de que aqueles querem apenas alardear seus produtos e que estes são exageradamente cuidadosos. Num caso ou noutro, porém, sempre há uma explicação plausível: devido aos diferentes materiais utilizados, podem perfeitamente ocorrer divergências no tempo de apagamento. Ademais, ele depende ainda da intensidade de radiação ultravioleta (que vai diminuindo com o tempo e o desgaste da lâmpada) e da distância entre a memória e a lâmpada.

Mas, nesse caso, se usarmos apagadores convencionais seremos obrigados a consultar os manuais de todos os fabricantes, já que nem sempre é possível escolher a procedência do componente; ou, então, dispor de um sistema à parte que teste as memórias e nos garanta que elas estão "em branco". Montando este circuito, porém, temos uma terceira alternativa, já que ele próprio verifica a EPROM durante o apagamento e determina o período necessário para cada uma; e caso ela esteja defeituosa, o fato é indicado por um LED do painel.

É verdade que ele só pode apagar uma memória por vez, devido à sua própria estrutura; mas é ideal para laboratórios, escolas, empresas de manutenção de computadores, bancadas de hobistas e qualquer outra aplicação em que as EPROMs são apagadas esporadicamente ou em pequenas quantidades. Em tempo: ele vem com uma chave seletora que permite adaptar o circuito a quase todas as EPROMs existentes (2516/2716, 2532, 2732, 2764, 27128, e 27256).

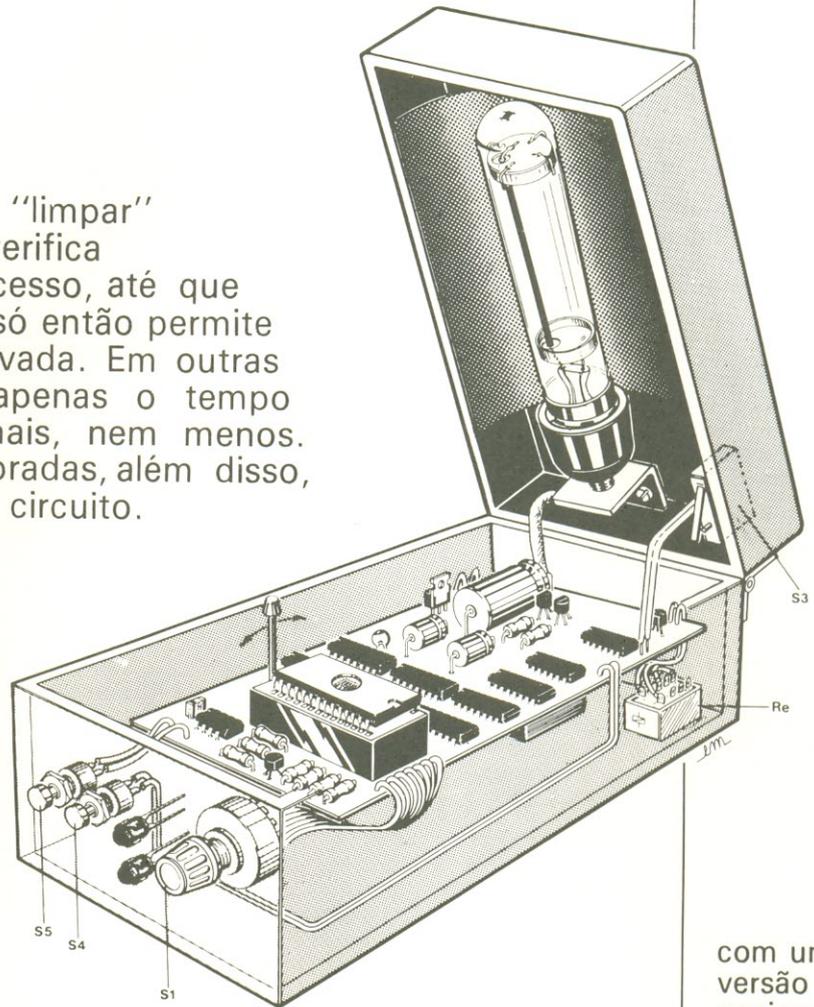
As EPROMs e suas condições de apagamento

A memória EPROM mais comum, hoje em dia, é a de porta flutuante, na qual a célula básica é formada por um semicon-

ductor de óxido metálico e possui dois eletrodos de porta separados por uma camada de dióxido de silício. A porta inferior fica totalmente cercada pelo óxido, como se estivesse flutuando nele; daí o nome de "porta flutuante".

Essa porta pode receber uma carga mediante a aplicação que uma tensão de 20...25 V entre o eletrodo de porta e o dreno, enquanto o substrato é mantido a uma tensão bem menor. Alguns elétrons desenvolvem energia suficiente para cruzar a barreira de potencial do dióxido de silício (que é insolante) e carregar a porta flutuante. A isolamento proporcionada por esse dióxido é tão boa que a carga pode ser mantida, sem influências externas, indefinidamente (a maioria dos fabricantes, contudo, garante a carga até 10 anos).

As cargas podem ser removidas pela exposição à luz ultra-

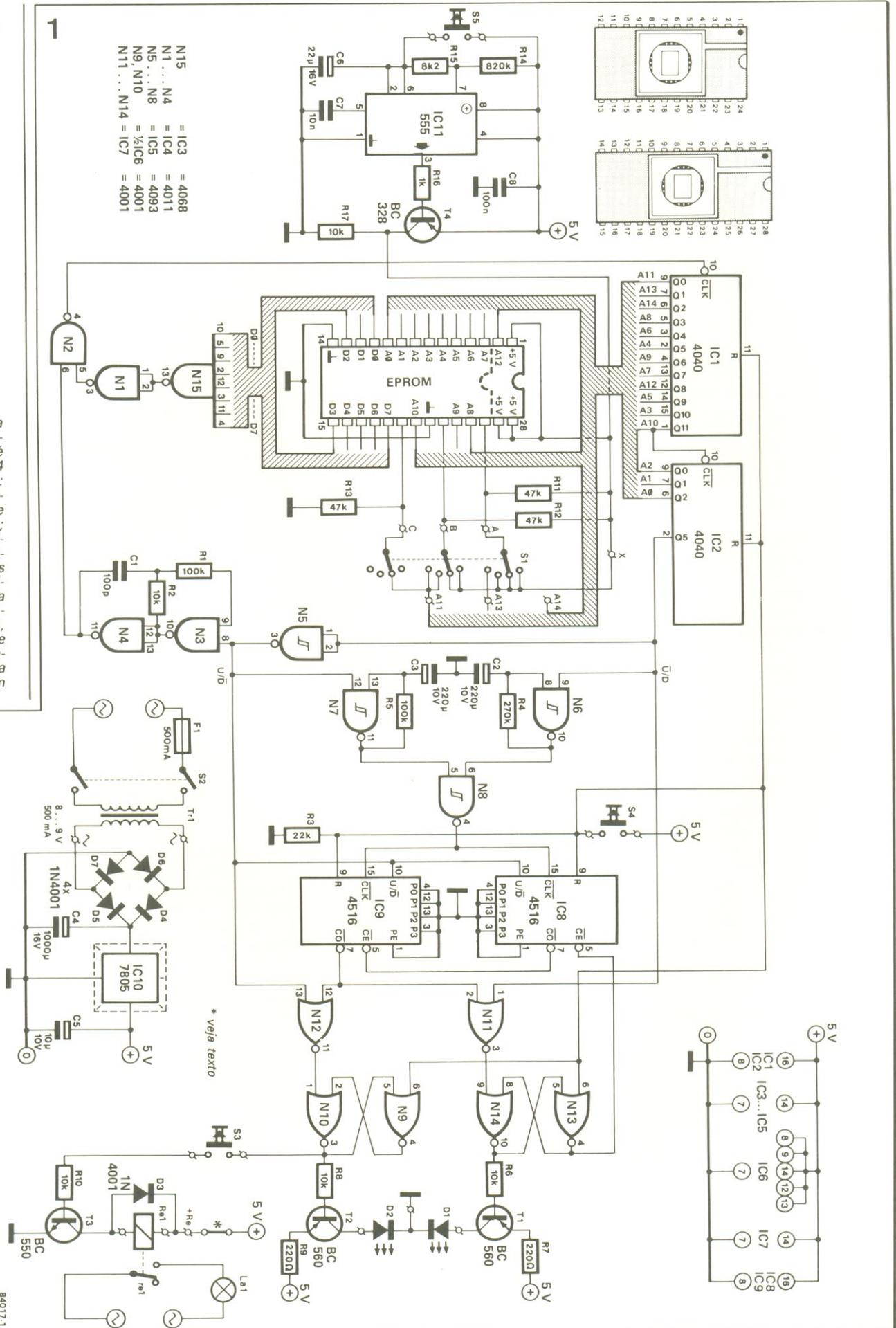


com uma
versão
nacional
testada e
aprovaada

Uma intensidade de radiação de $12000 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ fornece uma energia de $0,012 \text{ J}/\text{cm}^2$ por segundo (já que $1 \text{ joule} = 1 \text{ watt-segundo}$). Como a dose necessária, em nosso caso, é de $15 \text{ J}/\text{cm}^2$, o processo toma $15/0,012 = 1250$ segundos ou 20 minutos e 50 segundos.

- N15 = IC3 = 4068
- N1...N4 = IC4 = 4011
- N5...N8 = IC5 = 4093
- N9, N10 = 1/2 IC6 = 4001
- N11...N14 = IC7 = 4001

figura 1 - Além da fonte de alimentação, o circuito é composto por 4 blocos funcionais: a seção verificadora, com IC1...IC3 e o oscilador N3/N4; a seção de medição, com os contadores bidirecionais IC8/IC9 e os osciladores N6 e N7; a excitadora, contendo N9...N14, T1...T3, D1, D2 e Re; e a que fornece tensão pulsada à memória, com IC11 e T4.



* veja texto

violeta, sob a qual o dióxido de silício torna-se condutor a ponto de permitir a "fuga" das cargas armazenadas. As memórias EPROM, portanto, são capazes de reter sua programação por vários anos, mas para isso devem ser protegidas da luz do sol e do ultravioleta e não devem ser submetidas a uma temperatura ambiente maior que 70°C.

Durante o apagamento, a janela da EPROM fica exposta a uma radiação ultravioleta com um comprimento de onda de 0,2537 μm , a uma distância de 2 a 3 cm da lâmpada. Uma típica dose de energia ultravioleta necessária para essa aplicação é de 15 j/cm^2 ; como a intensidade de radiação é designada em $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, se ela for equivalente a 12000, digamos, o tempo de apagamento será de 20,8 minutos. Mas como dissemos há pouco, esse período pode variar consideravelmente de um caso para outro e com o estado da lâmpada UV.

Além disso, é preciso enfatizar que a memória não pode ser considerada apagada assim que todos os seus bits assumem o nível "1", pois tanto o apagamento como a subsequente recarga dependem da temperatura. Não é possível explicar esse fenômeno em poucas palavras, por isso aceitem nossa palavra de que ele realmente existe; tanto que os fabricantes costumam determinar, para suas memórias, um período pós-apagamento três vezes maior que o próprio tempo de apagamento. Esse cuidado também foi previsto em nosso apagador, seguindo o padrão criado pelos fabricantes (ele permite reduzir esse tempo, como veremos, mas nós particularmente achamos que seguro morreu de velho).

Analizando o circuito

Observando agora o esquema de nosso apagador, veremos que IC1 e IC2 formam um contador de endereços, cujas saídas estão sempre no nível "0" ao se iniciar a operação; nessas condições, o menor endereço da EPROM é verificado por IC3. Este, por sua vez, é uma porta NE de oito entradas, cuja saída sofre uma inversão por meio de N1, fazendo com que a função global do conjunto seja a de uma porta E.

Assim que todas as linhas do barramento de dados da memó-

ria vão para o nível "1", a saída de N1 (pino 3) também vai para o nível alto — o que tem o efeito de abrir a porta N2, que atua como chave. O pulso de saída do oscilador N3/N4 é então aplicado à entrada de *clock* de IC1, fazendo com que sua saída Q0 vá para "1" e o endereço seguinte da EPROM seja verificado por IC3 e N1. Caso todos os bits do mesmo também estejam altos, o circuito passa para o seguinte e assim por diante, até que seja atingido um endereço que contenha um ou mais zeros; nesse ponto, a entrada de *clock* do contador de endereços é inibida por N2, até que o endereço passe a apresentar somente níveis altos.

Um pequeno detalhe, antes de prosseguirmos: a sequência de leitura dos endereços não segue a ordem natural ascendente dos números binários, pois isto acarretaria uma série de pontes desnecessárias na placa de circuito impresso. De qualquer forma, isto não tem a mínima importância, em nosso caso, já que não há programa algum para ser lido; o essencial é que todos os endereços sejam verificados, independentemente da ordem.

O processo de verificação só termina quando todos os endereços da memória já foram lidos duas vezes — ou seja, quando a saída Q5 do contador de endereços exibe um nível alto. Felizmente, o tempo exigido por esse processo de dupla segurança é bastante curto: estando todos os bits em "1" na primeira leitura, as verificações posteriores tomam apenas alguns segundos. Logo que a saída Q5 de IC2 vai para "1", quatro coisas acontecem:

- Esse nível é invertido por N5, "congelando" o oscilador formado por N3/N4;

- O mesmo nível invertido inibe o oscilador N7;

- A saída Q5, sem inversão, ativa o oscilador N6;

- O contador de teste IC8/IC9 é comutado da contagem ascendente para a descendente.

Vamos agora observar mais detidamente o estágio de teste. IC8 e IC9 são dois contadores binários bidirecionais, cujo sentido de contagem depende do nível presente em seu terminal U/\bar{D} (pino 10). A conexão entre o pino 7 de IC8 e o pino 5 de IC9 faz com que atuem como um sistema em cascata. Veja que os dois terminais U/\bar{D} es-

tão ligados à saída Q5 invertida do contador de endereços.

Bem, no ponto em que paramos, tudo havia sido comutado pelo sinal vindo da saída Q5. Enquanto isso, a porta N6 fornece um sinal de *clock* e o contador de teste faz uma contagem regressiva. Como a frequência de N6 é apenas 1/3 da fornecida por N7, esse contador demora três vezes mais para atingir o ponto de partida. Esse fator é determinado pelo valor de R4: cada quilohm desse resistor proporciona um período de pós-apagamento equivalente a 1% do tempo de apagamento; assim, por exemplo, caso R4 fosse de 10k, aquele período seria 1/10 deste tempo, e assim por diante.

Resta agora assegurar que a lâmpada ultravioleta seja desligada pelo relê sempre que o contador bidirecional atinge o 0. Isto não é tão simples como parece, pois é preciso fazer uma distinção entre o "0" no início da contagem ascendente e o do final da contagem regressiva. A solução desse pequeno problema nos leva à terceira parte funcional do circuito, formado por uma série de portas NOU.

A saída do biestável composto por N9 e N10 (pino 3) assume o nível alto provocado pela chave de *reset*, no início do apagamento. Por outro lado, um nível lógico "1" em seu pino 1 faz com que mude de estado — nível fornecido pela porta N12, quando suas duas entradas estão em "0". Durante a contagem ascendente, a linha U/\bar{D} encontra-se em nível alto, fazendo com que N12 mantenha seu estado. Na contagem regressiva, porém, a saída \bar{CO} (*carry out*) fica em nível baixo, mas quando o contador pula do 0 para -1 ele emite um breve pulso de nível baixo. Como a linha U/\bar{D} também vai para "0" durante a contagem descendente, N12 libera um pulso do mesmo tipo, mas de nível alto, provocando uma mudança de estado no biestável N9/N10, desativando o relê e a lâmpada.

Ao mesmo tempo, o nível baixo no pino 3 de N10 faz conduzir o transistor T2, de modo que o LED D2 acenda, indicando que o apagamento foi completado. O LED D1 (que pode ser de cor diferente do outro), por sua vez, serve para indicar EPROMs defeituosas ou que levam mais tempo que o normal para serem apagadas (cerca de

largura de pulso
= duração do pulso
espaçamento entre pulsos = período de repetição dos pulsos

figura 2 — Toda a parte eletrônica do apagador pode ser acomodada nesta placa de circuito impresso — inclusive a EPROM que deve ser apagada.

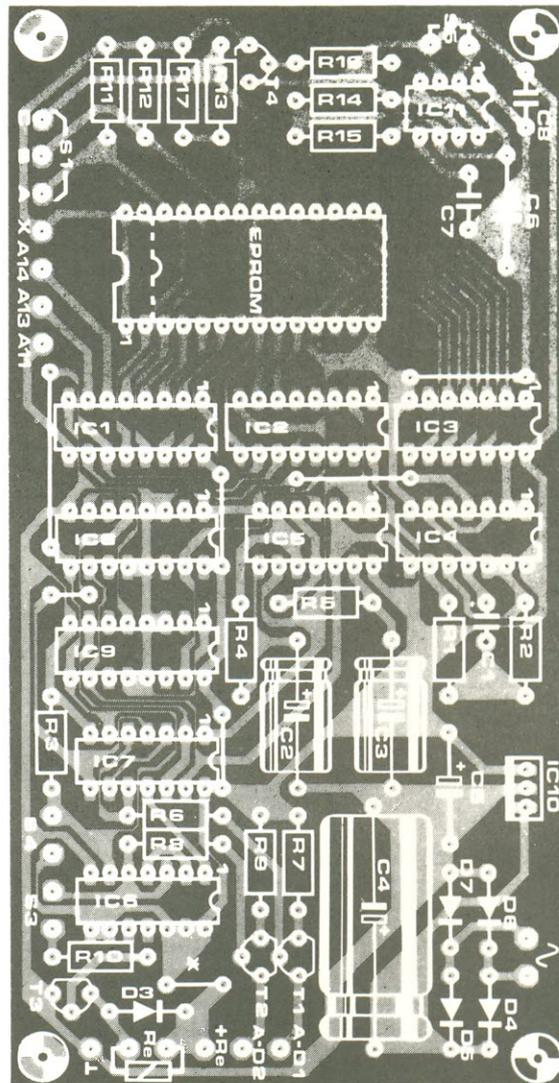
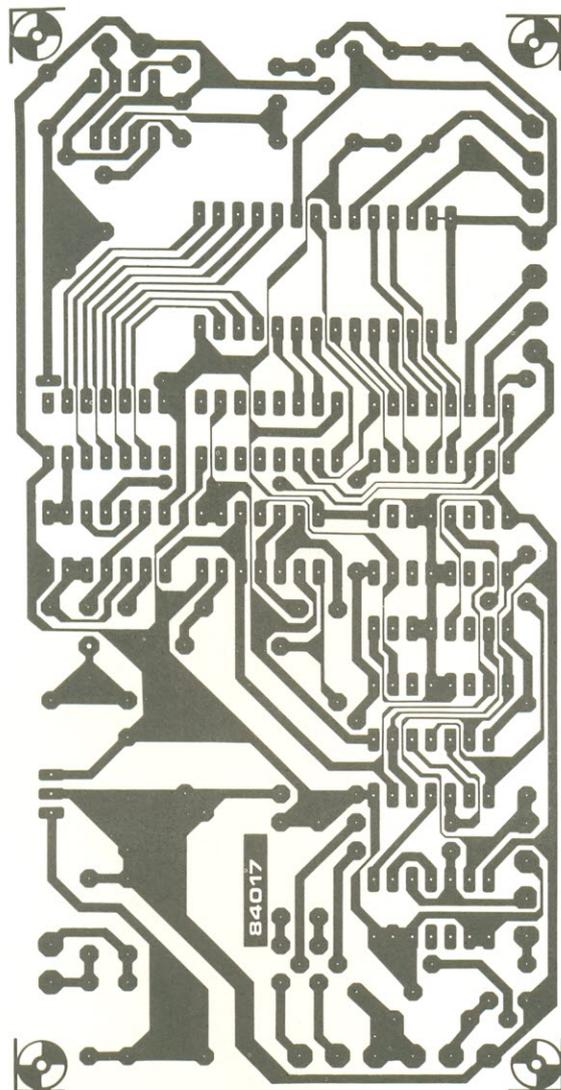
Lista de componentes

Resistores
R1, R5- 100 k
R2, R6, R8,
R10, R17- 10 k
R3- 22 k
R4- 270 k
R7, R9- 220 k
R11, R12, R13- 47k
R14- 820 k
R15- 8,2 k
R16- 1 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 100 pF
C2, C3-
220 μ F/10 V
C4-1000 μ F/16 V
C5-10 μ F/10 V
C6-22 μ F/16 V
C7- 10 nF
C8- 100 nF

Semicondutores
T1, T2-BC560
T3- BC550
T4- BC328
D1- LED
vermelho
D2-LED verde
D4...D7-1N4001
IC1, IC2-4040
IC3- 4068
IC4- 4011
IC5- 4093
IC6, IC7-4001
IC8, IC9-4516
IC10- 7805
IC11- 555

Diversos
Tr1-transformador para 8...9 V, 500 mA
F1 — fusível de 500 mA
Re- relê com bobina de 5 V (veja texto)
La1- lâmpada de ultravioleta (veja texto)
S1- chave de 3 pólos, 5 posições
S2- chave liga/desliga
S3-microchave de contato momentâneo
S4, S5-chaves de contato momentâneo
Reator e starter para a lâmpada (veja texto)
Soquete para a EPROM, de 24 ou 28 pinos
Porta-fusíveis
Soquetes para a lâmpada
Caixa plástica Placa nº 84017



uma hora). O circuito de controle de transistor T1 é idêntico ao do relê (D2), exceto pelo fato de utilizar a linha \bar{U}/D , em vez da U/D.

Até aqui, tudo bem. Durante os testes do protótipo original, porém, os projetistas descobriram que ele se recusava a funcionar, pois certos bytes eram levados ao nível baixo por alguma razão misteriosa. Eles escolheram então uma ou duas EPROMs novas em folha e as testaram no protótipo, só para descobrir que tinham topado com um novo meio de programar memórias: com luz ultravioleta! Depois de quebrar a cabeça, chegaram à conclusão de que o problema era causado por algum fenômeno da física dos semicondutores e se manifestava, sem controle, sempre que a alimentação da EPROM perma-

necia continuamente ligada durante o apagamento.

Que o fenômeno fosse causado por uma elevada temperatura de operação ou por capacidades internas da memória, que eram carregadas pela tensão de alimentação e geravam pulsos de programação, eles não estão certos; talvez fosse uma combinação dos dois efeitos. Certificaram-se, porém, de que o efeito desaparecia quando a EPROM recebia alimentação pulsada ao invés de contínua.

No circuito, isto é efetuado por um estágio comutador baseado no velho 555 (IC11), cujo fator de trabalho (razão largura/período) foi fixado em 1:100 por meio de R14 e R15 — ou seja, enquanto a duração do pulso é de 130 ms, o espaçamento entre eles gira em torno de 13 se-

gundos. No caso de uma EPROM apagada, o ciclo total de teste pode ser executado duas vezes durante um desses períodos, já que a frequência do oscilador N3/N4 é suficientemente elevada. Em outras palavras, a operação do sistema como um todo sofreu um ligeiro retardo, embora com a vantagem de uma operação totalmente confiável. O acréscimo da chave S5 teve o objetivo de permitir que a alimentação seja fornecida continuamente à memória; veremos melhor essa parte no item "Operação".

Montagem

Utilizando a placa de circuito impresso representada na figura 3, em tamanho natural, a confecção da parte eletrônica do

apagador não deverá apresentar grandes dificuldades. Ao chegar a hora da parte mecânica, porém, as coisas ficarão um pouco mais complicadas devido a uma série de fatores — tais como a instalação da lâmpada, o uso de uma caixa adequada, a fixação da chave de segurança S3 etc. De qualquer modo, podemos fornecer uma série de informações úteis, que ajudarão na escolha e disposição dos componentes (mais adiante veremos a solução adotada no protótipo nacional do sistema).

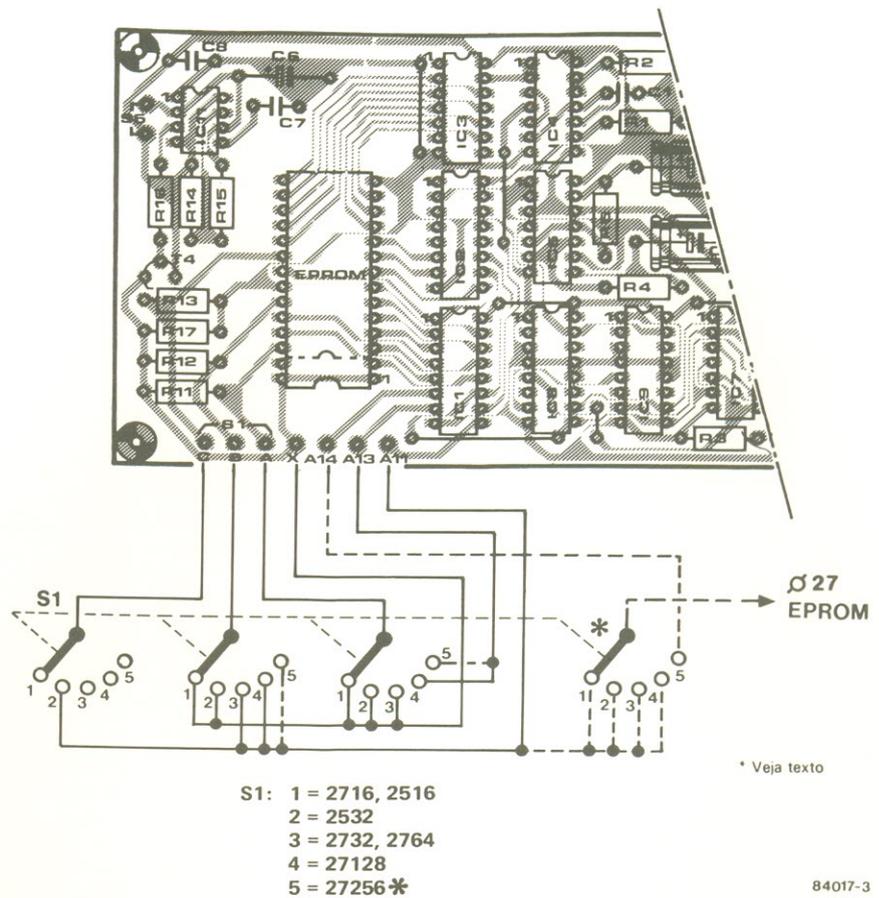
Para começar, a altura total do gabinete vai depender de uma série de fatores: a altura de montagem da placa e do soquete para EPROMs e a localização da lâmpada, entre outras coisas; em todo caso, uma vez fechada a tampa da caixa, a lâmpada deverá ficar cerca de 2 ou 3 cm acima da janela de apagamento da memória. Com a exceção de S3, todas as chaves, os dois LEDs e o porta-fusíveis poderão ser fixados no painel frontal. E, ao escolher a caixa, é bom ter em mente que ela terá que alojar também o transformador de alimentação e ser totalmente vedada (como se sabe, a luz ultravioleta é altamente prejudicial aos nossos olhos).

Quanto à chave S3, deve ser instalada de forma a ser ativada somente com a tampa completamente fechada; assim, caso o gabinete seja aberto por acidente, o relê ficará sem excitação e seus olhos protegidos contra a radiação UV.

O soquete da EPROM poderá ser de 24 ou 28 pinos, de acordo com o tipo de memória que deve ser apagada. O melhor tipo, nesse caso é o chamado "força nula de inserção", dotado de alavanca e conhecido popularmente como *textool* (que na verdade é a marca de um dos fabricantes desse tipo de soquete). Caso ele seja considerado muito caro, porém, e a utilização do programador não for muito frequente, pode-se apelar para os tipos comuns de pinos torneados.

O tipo de EPROM a ser apagada é selecionado através de S1, entre 2516, 2532, 2716, 2732, 2764 e 27128; as 27256 também poderão ser apagadas pelo circuito, bastando trocar S1 por outra de 3 pólos, 5 posições e alterar a duração dos pulsos de IC11 de 130 para 65 ms. A fiação e as posições da chave para os vários tipos de memória aparecem na figura 3.

3



Antes de passar adiante, há uma observação importante e fazer: a memória TMS2716, da Texas, que exige tensões adicionais de operação, não pode ser apagada sem uma modificação do circuito. Caso essa EPROM ou outra semelhante tenha que ser apagada, é preciso adicionar uma chave entre o coletor e o emissor de T3. Dessa maneira, será possível efetuar o apagamento como descreve o manual da Texas, com o auxílio de um relógio de pulso ou de mesa. Todo o cuidado deverá ser tomado com a lâmpada, nesse caso, pois a chave S3 de segurança irá ficar inoperante; será preciso lembrar de desligar sempre a chave geral, antes de abrir a tampa do aparelho.

Operação

Esta é a parte mais simples, embora exija o conhecimento prévio de alguns "macetes". Começa-se inserindo a EPROM no soquete apropriado; depois basta selecionar o tipo através de S1, fechar a tampa, ligar a chave geral (S2), pressionar a

chave de *reset* (S4) e esperar até que D2 acenda (claro que não é preciso esperar ao lado do aparelho). Em seguida, é só desligar a alimentação, abrir a caixa e retirar a memória do soquete; antes de utilizá-la, porém, é conveniente deixá-la esfriar por meia hora, pelo menos, em benefício da estabilidade dos dados que serão gravados.

Caso seja D1 a acender, em vez de D2, convém não jogar fora a memória, ao menos não antes de se fazer algumas verificações. Se ela for da Texas, por exemplo, deve-se repetir o apagamento pressionando S4 mais uma vez, já que esse fabricante prevê um período de apagamento total de 2 horas para vários de seus modelos. Pode acontecer, ainda, de o processo não se completar em 1 hora quando a janela de apagamento não está muito limpa. Outras verificações incluem a distância entre a lâmpada e o componente e o correto posicionamento da lâmpada sobre ela; visto isso tudo, a EPROM poderá ser descartada, caso continue a indicar problemas.

figura 3 — Visão parcial da placa impressa, mostrando claramente todas as conexões com a chave seletora de memórias (S1), assim como as posições correspondentes a cada tipo.



figura 4 — Aspecto do protótipo feito com a versão nacional do circuito. Repare bem no tipo da lâmpada utilizada, pois é diferente do sugerido na versão original.

Mas além de apagar memórias usadas, o circuito pode ser perfeitamente usado na checagem de EPROMs recém-compradas. Basta inseri-las no soquete, deixando a tampa aberta (S3 também, portanto), ligar a alimentação e pressionar S5 (que é a chave de verificação). A seguir, aciona-se a chave de *reset* momentaneamente; logo em seguida (uns poucos segundos, mesmo com a 27128), o LED D2 deve acender, indicando que a memória está “em branco”. Caso contrário, melhor levá-la de volta à loja onde foi comprada e exigir a troca por outra em bom estado.

A versão nacional

Quando nós, da equipe brasileira de Elektor, resolvemos lançar o Apagador Inteligente de EPROMs, deparamos com um problema sério: a lâmpada ultravioleta. De fato, o artigo original não trazia nenhuma informação sobre ela, a não ser sua potência elétrica (6 W). Precisávamos então encontrar algo que emitisse radiação ultravioleta com a intensidade suficiente e ainda ti-

vesse o tamanho adequado aos nossos propósitos. Além de não podermos deixar essa busca a cargo dos montadores, era nosso dever testar o circuito e assegurar-nos de seu funcionamento perfeito depois de modificado.

Depois de algumas pesquisas em lojas especializadas em iluminação, surgiu a solução na forma de um produto relativamente comum e não muito caro, com potência e dimensões quase perfeitas. Trata-se da chamada “lâmpada germicida”, mais especificamente de um modelo com 4 watts de potência e 13,5 cm de comprimento, capaz de emitir pura luz ultravioleta. Assemelha-se, no formato, a uma pequena lâmpada fluorescente, mas sem o revestimento interno que caracteriza essas lâmpadas (ela é totalmente transparente). Como elas, porém, ela exige reator e *starter*, que o artigo original também não menciona, mas nós demos um jeito de acrescentar ao circuito.

Isto foi relativamente simples, já que todo o circuito da lâmpada é acionado por um contato de relê. Basta ligar lâmpada, reator e *starter* segundo as recomendações do fabricante (o esquema de ligação costuma ser impresso na carcaça do próprio reator), e fazer o contato do relê controlar um dos dois terminais que vão à rede. E é só; o restante do apagador pode ficar exatamente como está. Quanto ao relê propriamente dito, adotamos um tipo miniatura da Schrack, cuja designação é RD1 NAC1. Sua bobina é para 6 V, mas adaptou-se ao sistema com perfeição; se você quiser, poderá optar por um tipo de 3 V do mesmo fabricante (modelo RU610103), desde que acrescente um adequado resistor de queda ao coletor de T3. Mas é claro que qualquer tipo equivalente, mesmo de outra marca, irá servir perfeitamente.

Dê uma olhada na figura 4 para ver como ficou nosso protótipo depois de pronto. Usamos uma caixa plástica bastante comum (uma “Patola” de 19 x 11 x 6 cm), mas virada de cabeça para baixo, isto é, a tampa inferior virou a tampa superior onde a lâmpada foi instalada, depois de removido o invólucro interno das pilhas. A alça revelou-se muito útil para o transporte, especialmente considerando-se o peso do reator. Embora não o tenhamos feito, a parte traseira

pode receber uma ou duas dobradiças e a dianteira, dois parafusos de proteção contra curiosos. A chave S3 pode ser instalada em algum ponto da borda da caixa, exatamente como mostra a ilustração no início do artigo.

Seguimos a idéia original também no tocante ao painel frontal do aparelho; note, porém, que o transformador de alimentação deve ser o menor possível, dentro das especificações, para caber no interior da caixa, junto à placa. Apesar de não estar visível na foto, o reator foi fixado no painel traseiro da caixa, servindo assim para contrabalançar o peso do transformador na parte dianteira. O *starter*, com seu soquete, coube na própria tampa, ao lado da lâmpada. Esta, por sua vez, também deve ser ligada por meio de soquetes apropriados e fixada através de presilhas metálicas. Repare, ainda, que as ranhuras de ventilação da caixa foram vedadas com um pedaço de cartão, a fim de impedir o “escape” de radiação ultravioleta.

Os testes efetuados com essa versão do apagador foram todos bem sucedidos, levando entre 20 e 30 minutos no apagamento de memórias tipo 2516 e 2716. Note, entretanto, que esse tempo pode ser variado dentro de certos limites elevando-se a placa em relação ao fundo da caixa; mas como o *starter* pode impedir uma aproximação maior, é possível também fazer um “empilhamento” de soquetes de memória, colocando a EPROM no último deles, que vai estar bem mais próximo da lâmpada. Não esqueça, por fim, que todas as recomendações feitas para o protótipo original valem também para o nosso; “jeitinho brasileiro”, só para adaptar circuitos e não para driblar regras de segurança! ■

A verdade sobre potência em áudio

O preço de um amplificador depende principalmente do número de watts que ele é capaz de fornecer. Mas isto não quer dizer que "alta potência" e "alta qualidade" sejam sinônimos, como muitos parecem pensar. Antes de montar ou comprar um amplificador, portanto, o mais sensato é perguntar-se quanta potência é realmente necessária.

O senso comum sobre amplificação em ambientes domésticos dá origem às mais disparatadas opiniões; sobre potência, por exemplo elas podem variar de 20 a 200 W, mas sempre pendendo para os níveis mais elevados. É o resultado, entre outras coisas, de uma longa doutrinação feita através da publicidade, que insiste em nos fazer acreditar que privados de um sistema último tipo, com todas aquelas dezenas de watts, seremos muito infelizes.

Na verdade, o nível de potência realmente necessário para uma boa audição pode se revelar bem menor do que se pensa. Esse fato já começa a ser desmistificado pela tabela que acompanha o artigo, na qual estão relacionados vários níveis de pressão sonora, juntamente com as potências de amplificação associadas. Ela foi montada levando-se em conta uma sala com área de 30m² e dois alto-falantes de média potência. Como se pode ver, uma música suave de fundo atinge um patamar de 60 dB, que pode ser fornecido por um amplificador estéreo de apenas 2 x 3 mW! Da mesma forma, música em nível "normal" pede somente 2 x 0,3 W, enquanto a mesma música em níveis bastante elevados exige meros 2 x 3 W!

Mesmo a maior das orquestras sinfônicas, em grandes salas de concerto, não produz mais que 95 dB, uma pressão sonora que pode ser reproduzida na sala de casa com um amplificador de 10 W. Por que en-

tão, você deve estar se perguntando, a maioria dos amplificadores tem potência maior que essa? Não é meramente para satisfazer o consumismo despertado pela publicidade, isto é certo; a potência adicional serve para reproduzir os transientes da música, aqueles picos de curta duração que podem ultrapassar em 10 dB o nível médio do sinal. Assim, ao se tocar música sinfônica em casa, a um nível médio de 90 dB — o que equivale a colocar o ouvinte bem no meio da orquestra —, os picos chegam a atingir 100 dB, o que de acordo com nossa tabela exige um equipamento fornecendo 30 ou 40 W por canal.

Cálculos e conclusões

Podemos concluir, então, que um amplificador de 2 x 30 W será sempre suficiente? Sim e não; a potência realmente necessária depende, na prática, de três coisas básicas:

- O máximo nível de pressão sonora desejado;
- As dimensões do ambiente de audição;
- A saída dos alto-falantes.

Vamos começar pela primeira; observando mais detidamente a tabela, constatamos que existe uma relação logarítmica entre a potência do amplificador e o nível de pressão sonora. De fato, a potência deve ser dobrada para se obter um acréscimo, apenas audível, de 3 dB na pressão sonora, enquanto uma ele-

vação de 5 dB, que é razoavelmente perceptível, exige três vezes mais potência do amplificador. Assim, por exemplo, se o nível máximo tiver que ser aumentado de 100 para 105 dB, o equipamento terá que ser "reforçado" de 2 x 30 para 2 x 100 W. Por outro lado, uma variação de 1 ou 2 dB passa tão despercebida, que quase não há diferença entre bons amplificadores de 30 e 40 W. Além disso, é recomendável observar os limites dos alto-falantes, pois muitos sistemas de alta fidelidade não consegue quebrar a barreira dos 100 dB sem distorção.

As dimensões do ambiente também afetam bastante os requisitos de potência, mas é um tanto difícil fornecer os decibéis exatos, já que a acústica da sala é afetada pelo seu conteúdo e formato. Em princípio, ambientes maiores vão exigir, como é óbvio, mais potência que os pequenos; como regra geral, podemos considerar uma perda de 5 dB em relação aos da tabela em salas de grandes dimensões.

Finalmente, o ponto mais importante: os alto-falantes. Como dissemos, a tabela foi levantada com base em um par de falantes de alta fidelidade, com uma saída de 86 ou 87 dB — níveis que não foram medidos em uma sala doméstica, mas em uma câmara anecóica, onde os alto-falantes receberam um sinal de 1 watt. Transpostos para uma sala comum, eles passam a liberar 85 dB de pressão sonora com uma potência de 1 W, conforme indica a tabela.

potência do amplificador (watts)	pressão sonora (decibéis)	ruído equivalente
0,00003	40	leve murmúrio em um ambiente silencioso
0,0001 0,0003	50	ruído de tráfego amortecido
0,001 0,003	60	música suave de fundo
0,01 0,03	70	conversa normal
0,1 0,3	80	música a médio volume
1 3	90	música em alto volume
10 30	100	música em volume bem alto
100 300	110	a exposição prolongada a este nível pode causar danos permanentes ao ouvido

tabela 1 — Sumário dos níveis de pressão sonora relacionados aos sons do dia a dia e à potência de amplificação. O limiar de audição foi fixado em 0 dB e o limiar da dor, em 130 dB, aproximadamente

Entretanto, para um par de alto-falantes com uma saída de 90 dB, a mesma pressão sonora vai exigir apenas metade da potência indicada na tabela. Dessa forma, para um nível de 100 dB basta um amplificador de 15 W por canal, no lugar de 30 W; amplificadores de 2 x 60 W, mais comuns atualmente, alcançam níveis de pelo menos 106 dB. Da mesma forma, alto-falantes de 93 dB precisam de apenas 2 x 7,5 W para 100 dB; de um modo geral, enfim, alto-falantes com saída bastante elevada poderão produzir pressões sonoras bem superiores a 100 dB com apenas 5 a 10 watts em cada canal.

A conclusão, bastante clara, é a de que a necessidade de amplificadores "pesados" é muito relativa. Combinados com alto-falantes de alto rendimento, os

equipamentos médios (de 50 ou 60 W por canal) podem surpreender, chegando a ensurdecer as pessoas mesmo em grandes ambientes. Em contrapartida, com falantes de apenas 81 ou 82 dB de saída, melhor apelar para potências maiores, que nesse caso são provavelmente necessárias. ■

Baixas frequências sob medida

Nos freqüencímetros chamados "universais" o problema de medir frequências baixas é normalmente resolvido apelando-se para o período do sinal. Existe, no entanto, outro sistema que permite ler diretamente o valor em hertz, multiplicando o sinal por um fator fixo que o coloca dentro da faixa abrangida pelo aparelho.

A maioria dos freqüencímetros existentes, seja comercial ou fruto de montagem doméstica, sofre de um problema comum: é incapaz de medir precisamente sinais com frequências inferiores a 2 kHz. Alguns, mais sofisticados, permitem medir o período e daí obter a frequência; nos demais é preciso encontrar um método alternativo.

A solução mais óbvia que se apresentou foi a de um multiplicador de frequência que ampliasse esse parâmetro 1000 vezes — o que foi conseguido por meio de um circuito bastante simples, empregando um integrado PLL muito comum.

Síntese de frequência

Segundo o jargão técnico mais recente, o multiplicador de frequência é conhecido por "sintetizador de frequências".

O diagrama de blocos de um desses dispositivos, cuja parte principal é um laço fechado por fase (PLL ou *phase-locked loop*), aparece na figura 1. Antes de mais nada o sinal de entrada deve ser convertido em uma onda quadrada "verdadeira"; o multiplicador propriamente dito consiste de um comparador de fase, um filtro passa-baixas, um oscilador controlado por tensão (VCO) e um divisor de frequência — todos "embutidos" no PLL.

O princípio de operação não é dos mais complexos. O comparador de fase, como o próprio nome sugere, compara a frequência do sinal de entrada (f_1) com a frequência saída do divisor (f_2). O filtro passa-baixas, ligado à saída do comparador, elimina todas as harmônicas indesejáveis e fornece um sinal CC à entrada do VCO. O nível de tensão desse sinal de controle é determinado, então, pela

defasagem entre os dois sinais aplicados ao comparador.

Para que o PLL permaneça "travado", a frequência do VCO (f_3) deve ser exatamente 2 mil vezes maior que a frequência de entrada f_1 . Isto porque o sinal de saída do VCO é dividida por 2000, antes de ser reaplicada ao comparador de fase ($f_2 = f_3/2000$, portanto). Visto assim o necessário a respeito do PLL, vamos voltar ao diagrama de blocos.

Os dois estágios divisores por 2 são simples biestáveis, como muitos leitores já deviam estar imaginando. O biestável imediatamente anterior ao comparador de fase assegura que a frequência do sinal de entrada exiba um ciclo de trabalho preciso, de 50%, pois é necessário fornecer ao comparador um sinal absolutamente "puro", a fim de maximizar a gama de "travamento". Os efeitos desse primeiro biestável são neutraliza-

com um módulo para 18 Hz a 2 kHz

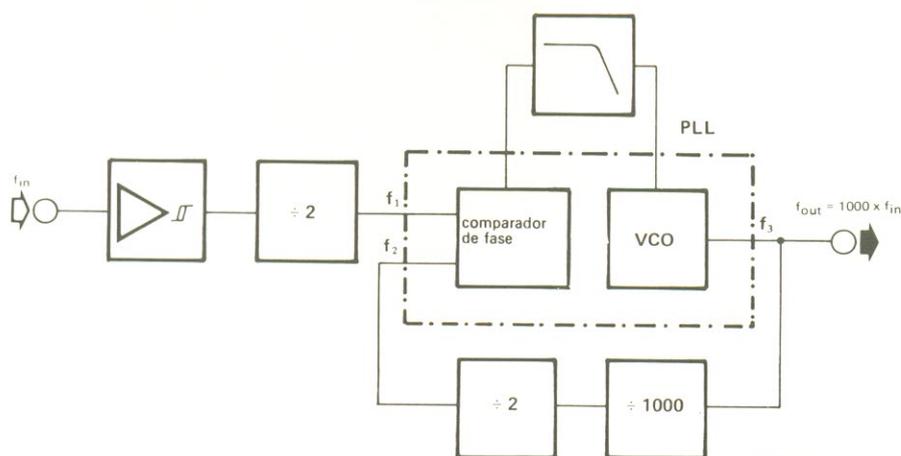


figura 1 — O diagrama de blocos do multiplicador de frequência mostra que o PLL (laço fechado por fase) é parte essencial do circuito.

478

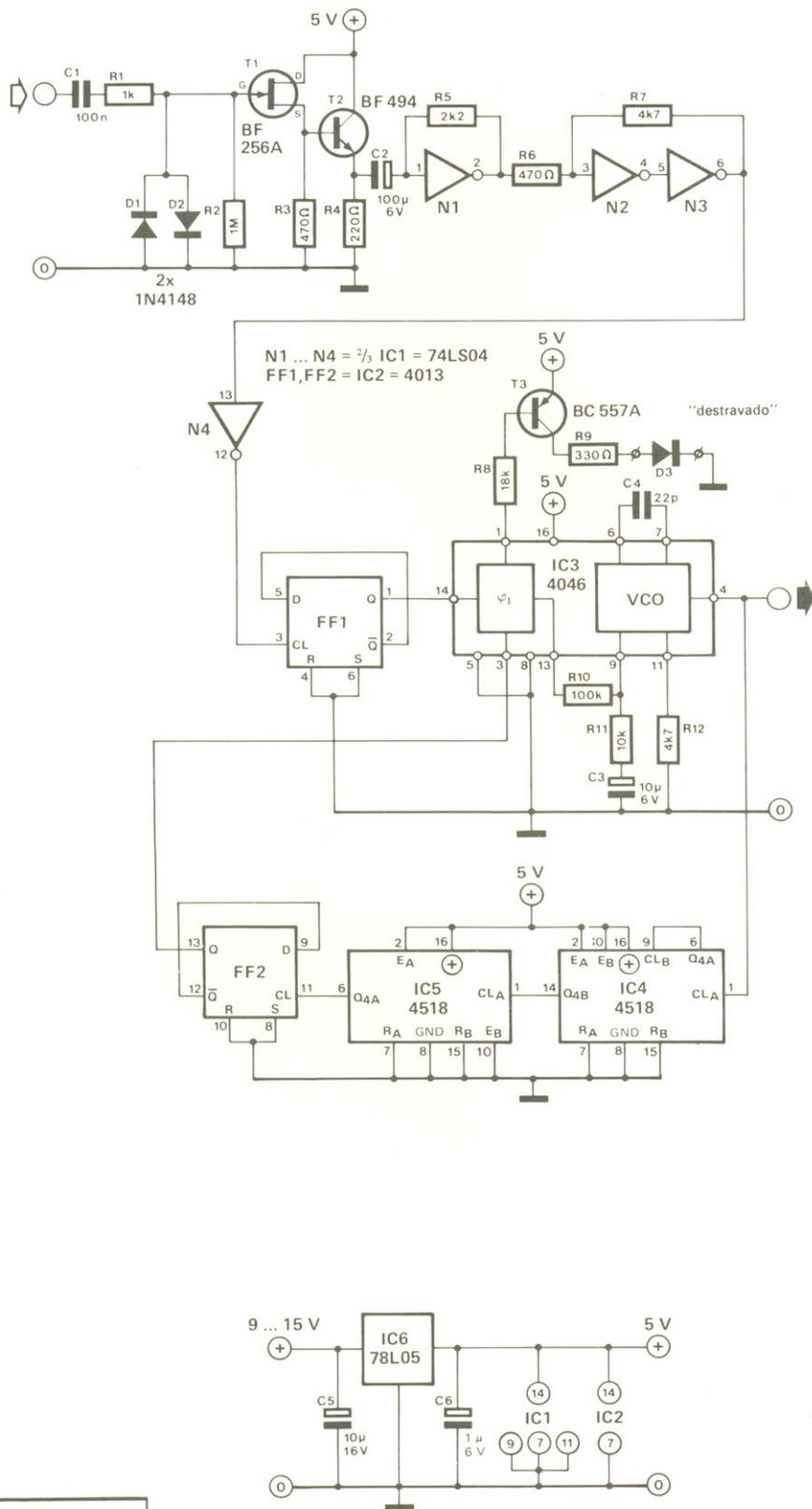


figura 2 – Circuito completo do multiplicador de frequência, onde o PLL é formado por um único integrado CMOS.

82041 - 2

dos por outro, situado logo após a etapa divisora por 1000. Assim sendo, a frequência do sinal de saída (f3) resulta exatamente mil vezes maior que a aplicada à entrada do circuito.

O circuito

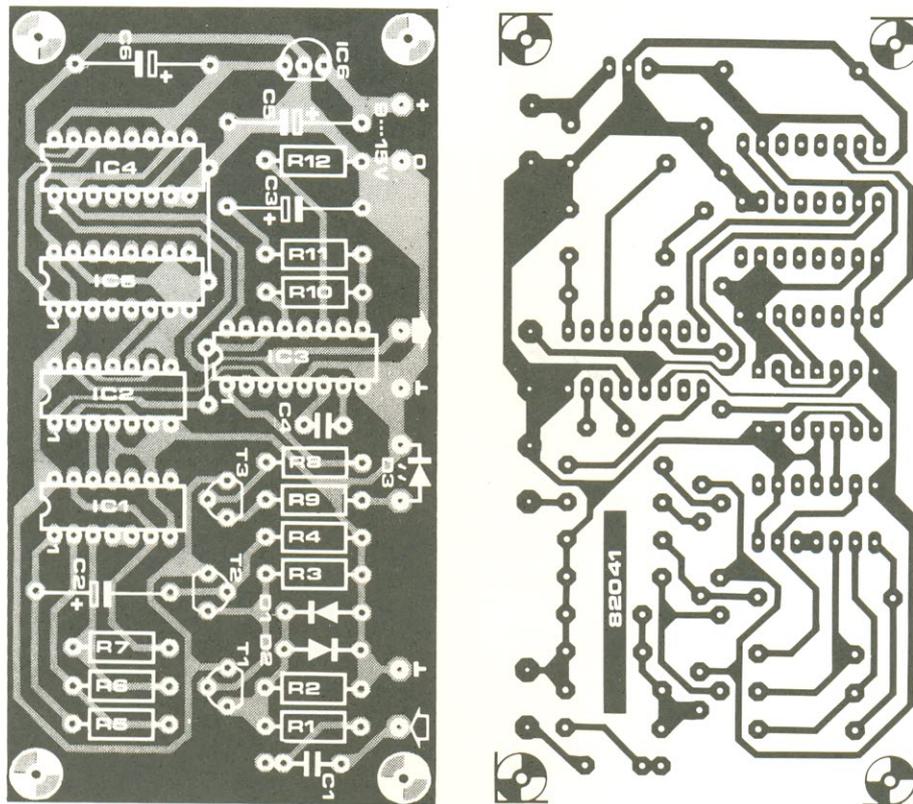
O esquema completo do sintetizador de frequência pode ser visto na figura 2. O estágio de entrada é logo protegido por D1 e D2 contra tensões muito elevadas (50 V, no máximo). Em seguida, os transistores T1 e T2 formam, juntos, um "conversor de impedância", que transforma a alta impedância de entrada (1 megohm) em cerca de 220 ohms para o amplificador N1, que vem a seguir. Esse amplificador é, na verdade, um inversor TTL, mas fornece uma saída analógica com baixos níveis de tensão na entrada. A saída dessa etapa é de 1,5...1,8 V pico, para uma tensão de 30 mV em C1; por fim, o sinal amplificado é entregue ao formatador composto por N2 e N3.

A onda quadrada resultante é enviada ao biestável FF1 por intermédio do inversor N4 — o que garante, como vimos, um ciclo de trabalho de 50% ao sinal aplicado à primeira entrada do comparador de fase. No interior do PLL, a seção comparadora é indicada por φ1, cuja segunda entrada é obtida do VCO; a frequência do mesmo é primeiramente dividida por 2000 através de IC4, IC5 e FF2.

A saída do comparador de fase é acoplada à entrada do VCO através do filtro passa-baixas formado por R10, R11 e C3. Os valores desses componentes foram calculados de modo que o PLL responda a sinais cuja frequência seja superior a 18 Hz, aproximadamente. A frequência fundamental do oscilador controlado por tensão é determinada pelo capacitor C4 e pelo resistor R12.

Para completar a descrição, faltou mencionar apenas a conexão com o pino 1 de IC3. Essa saída apresenta um nível alto sempre que o PLL se encontra "travado", sendo portanto ideal para fornecer uma indicação de "destravamento". Isto é conseguido através do transistor T3 e do LED D3: toda vez que a frequência de saída do VCO estiver exatamente 1000 vezes maior que a de entrada, o pino 1 de IC3 estará em "1", cortando T3 e mantendo D3 apagado; mas se o PLL não estiver "travado"

3



baixas
frequências
sob medida

figura 3 — Traçado e distribuição dos componentes referentes à placa do multiplicador. Os terminais de entrada e saída devem ser tão curtos quanto possível, a fim de reduzir os efeitos do ruído.

Lista de componentes

Resistores
R1 — 1 k
R2 — 1 M
R3, R6 — 470
R4 — 220
R5 — 2,2 k
R7, R12 — 4,7 k
R8 — 18 k
R9 — 330
R10 — 100k
R11 — 10k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 — 100 nF
C2 — 100µF/6 V
C3 — 10µF/6 V
C4 — 22 pF
C5, C6 — 10µF/16 V

Semicondutores
D1, D2 — 1N4148
D3 — LED vermelho
T1 — BF 256A
T2 — BF 494
T3 — BC 557A
IC1 — 74LS04
IC2 — 4013
IC3 — 4046
IC4, IC5 — 4518
IC6 — 78L05

Diversos
Placa nº 82041

ao sinal de entrada, T3 poderá conduzir e o LED acenderá. Sabe-se, dessa maneira, o momento em que a leitura do frequencímetro está correta; é só uma questão de esperar alguns segundos, até o LED apagar (até o máximo de 10 s, de acordo com a frequência que estiver sendo medida).

O consumo do sistema todo é baixíssimo, já que é formado quase que integralmente por integrados CMOS. A tensão de alimentação é estabilizada através do regulador IC6 e pode ser obtida de uma bateria miniatura de 9 V ou do próprio frequencímetro usado com o módulo.

Montagem

A placa de circuito impresso projetada para o multiplicador está na figura 3, representada em tamanho natural e vista pe-

las duas faces. Todos os componentes incluídos na fig. 2 podem ser acomodados nessa placa, sem exceção. A extensão dos vários fios de interligação deve ser mantida a menor possível, principalmente se o módulo for instalado no gabinete de um frequencímetro já existente. Nesse caso, aliás, pode-se incluir uma chave no painel que selecione entre as operações "normal" e "sintetizada".

Literatura

- Manual do CD4046B, PLL de baixa potência tipo COS/MOS, RCA.
- D. Lancaster, *The CMOS Cookery Book*.
- R. Best, *Theory and Applications of the Phase-Locked Loop*. ■

Chave áudio-controlada

para acionar equipamentos pelo próprio sinal

C. G. Mangold

Muitas vezes, pode ser bastante útil que certos aparelhos de áudio e vídeo sejam desligados automaticamente na ausência temporária de sinal. No circuito proposto, a função de chave liga-desliga no equipamento é desempenhada por S2, embora seja também possível desativar manualmente por meio de S1. O desligamento automático ocorre depois de transcorridos 2 minutos sem sinal de entrada, o que permite, por exemplo, trocar um disco ou uma fita cassette sem que o aparelho seja desligado.

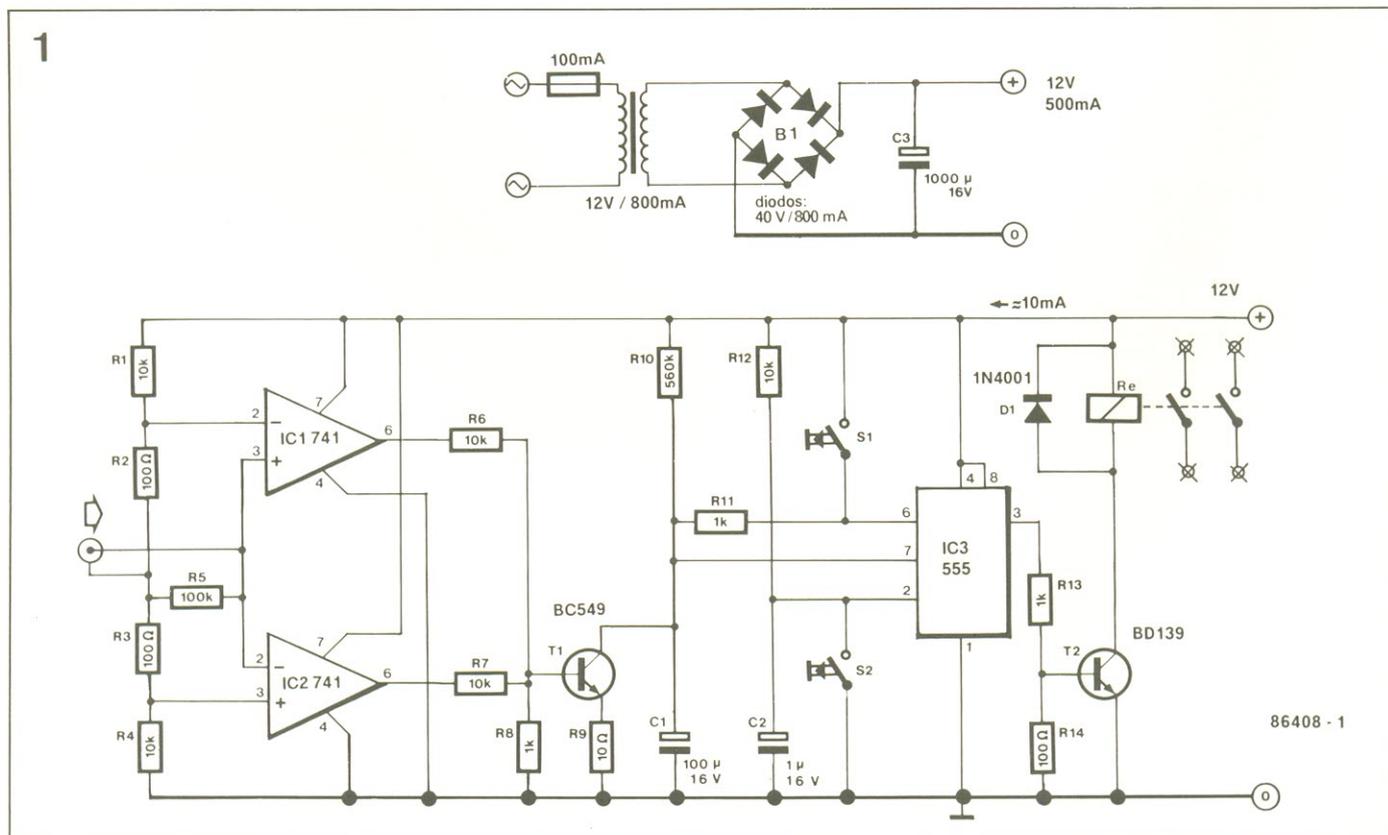
A entrada de áudio para o circuito pode ser extraída diretamente da saída do televisor, amplificador ou qualquer outro sistema. O terra de entrada é mantido em +6 V com relação ao terra do circuito pelo divisor de tensão formado por R1...R4. Os dois 741 funcionam como com-

paradores; sempre que o sinal de entrada ultrapassa os +50 mV, a saída de IC1 torna-se alta, e quando desce abaixo de -50 mV o mesmo ocorre com a saída de IC2. Os resistores R6, R7 e R8 formam uma porta OU que excita o transistor T1, o qual conduz toda vez que a saída de um dos dois comparadores é alta.

O 555 atua como um monoestável redisparável, cujo período é determinado por R10 e C1. Seu disparo ocorre sempre que seu pino 2 é aterrado por S2 — quando sua saída (pino 3) permanece alta por 1 ou 2 minutos, dependendo da fuga de corrente em IC3. O monoestável sofre um *reset* logo que o potencial sobre C1 ultrapassa um determinado valor. Enquanto houver um sinal de entrada no circuito, T1 permanecerá conduzindo e C1, descarregado; assim que o sinal de áudio cessa, esse

transistor entra em corte e o capacitor é carregado até provocar o *reset* do 555. Note que o monoestável também recebe um *reset* pelo fechamento de S1, que liga o pino 6 de IC3 a +12 V.

Quando o 555 volta à condição inicial, C1 descarrega-se pelo seu pino 7. O resistor R11 serve de proteção, evitando que T1 ponha em curto as linhas de alimentação, nesse caso. Com a saída de IC3 em nível alto, T2 passa a conduzir, o relê é energizado e seus contatos acionam o equipamento desejado. Para compensar o potencial induzido no fechamento dos contatos, que poderia causar danos a T2, incluiu-se o diodo D1 em paralelo com a bobina do relê.



86408 - 1

Regulador de tensão discreto

com baixa queda interna

Os conhecidos reguladores integrados de 3 pinos não são adequados nos casos em que as tensões de entrada e saída são praticamente iguais. De fato, na maioria desses componentes, a tensão de entrada costuma ter 3 V a mais que a de saída. Assim sendo, nas ocasiões em que a diferença entre tensões deve ser forçosamente menor é preciso apelar para os componentes discretos — quando o transistor série é ligado como emissor comum, fazendo com que apenas sua tensão de saturação seja a diferença entre os potenciais de entrada e saída do regulador.

Surge de imediato uma dificuldade, porém, que é a proteção contra curto-circuitos, um recurso bastante comum nos reguladores integrados. Observe o circuito da figura 1, para saber como isto foi conseguido: o transistor série obtém sua corrente de base de T2, que juntamente com T1 forma um amplificador diferencial. Esse arranjo assegura que a junção do divisor de tensão R4/R5 possua o mesmo potencial de cátodo do zener D2. O macete do circuito está no fato de que T3 possui uma certa amplificação de corrente, mas T2 só lhe fornece a corrente de base permitida por R2.

A diferença de potencial sobre R2, em seu máximo, equivale à tensão do zener reduzida da tensão base-emissor de T2 — ou seja, cerca de 4 V, na prática. A máxima corrente por esse resistor, portanto, é de 11 mA; desse modo, assumindo que T3 tenha uma amplificação de corrente de 50, a corrente máxima de saída será de 0,55 A. Caso correntes maiores sejam requisitadas, a tensão de saída vai baixar; e se cair abaixo da tensão sobre o zener D2, a diferença de potencial sobre R2 também será reduzida. Como resultado, a corrente de saída vai descrever um “joelho” semelhante ao da figura 2, protegendo o transistor de saída contra as elevadas correntes de curto-circuito.

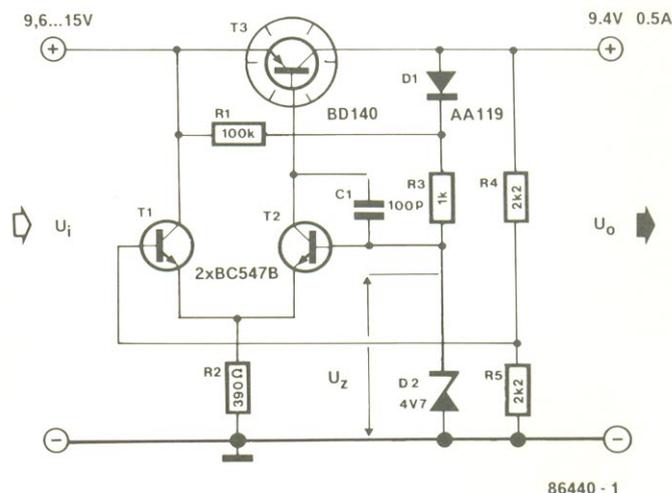
A rede formada por D1 e R1 proporciona uma partida lenta, já que a tensão sobre o diodo (que está ligado à saída do regulador) é nula

quando é ligada a alimentação. E como o circuito apresenta uma certa tendência a oscilar, devido ao ganho elevado, o capacitor C1 foi incluído para melhorar a estabilidade. O nível de tensão de saída pode ser selecionado livremente, dentro dos limites do transistor T3, através de D2, R4 e R5, segundo a fórmula:

$$U_o = U_z(R5 + R4)/R5,$$

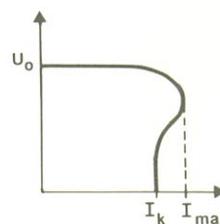
O resistor R2 deve ser “casado” com o valor de amplificação de corrente do transistor empregado. A dissipação máxima de um BD140 bem resfriado, por exemplo, é da ordem de 5 W. Caso seja necessária uma saída isenta de ruídos, deve-se acrescentar um eletrolítico de 10 μ F em paralelo com D2. A partida do circuito será então realmente lenta: nenhuma saída será perceptível durante 0,2 s, depois de aplicada a alimentação.

1



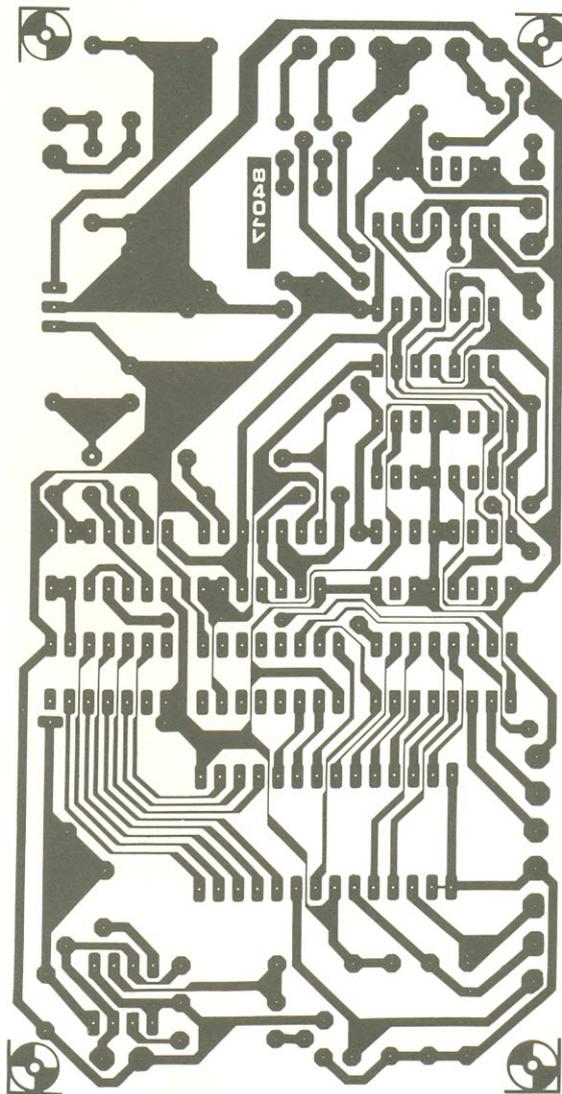
2

$$U_o = \frac{R4 + R5}{R5} U_z$$

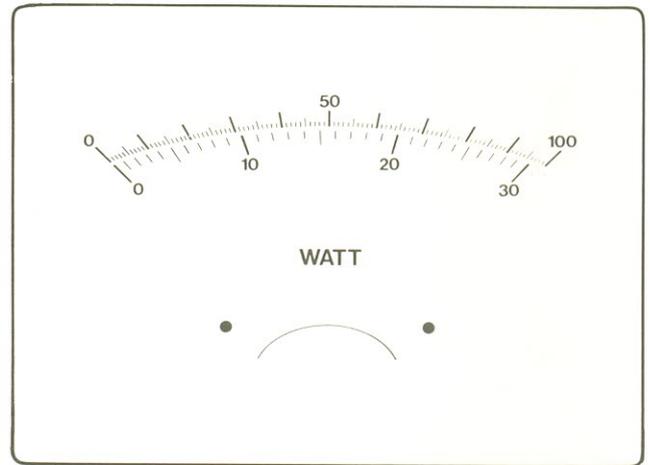


86440 - 2

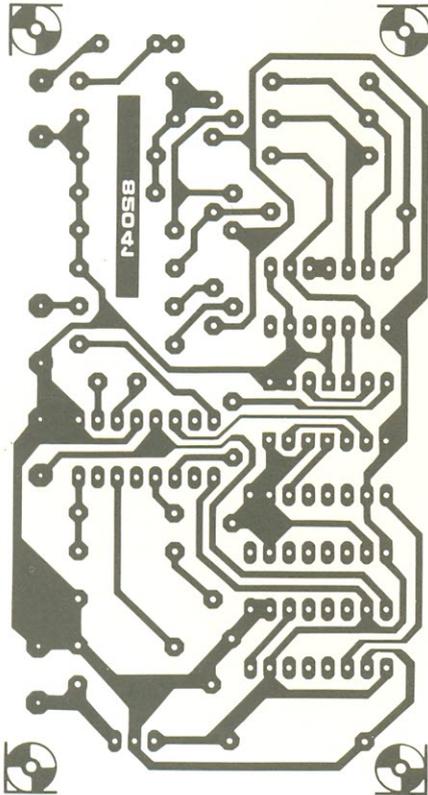
apagador
de EPROMs
inteligente



um
wattímetro
analógico



baixas
frequências
sob medida



Indicador de tolerância para resistores

indicador de tolerância...

A idéia é casar resistores pela comparação de seus valores e indicando qualquer diferença entre eles. Sem exigir calibração, isto permite determinar tolerâncias de até 0,25%, servindo assim para selecionar resistências em sintetizadores, fontes de precisão, instrumentos de medida e conversores D/A.

H. P. Baumann

para um casamento perfeito!

As vantagens do circuito são óbvias: embora a tolerância de resistores possa ser determinada por um ohmímetro, achamos muito mais prático comparar seus valores com uma referência constante. Assim, pode-se visualizar instantaneamente se o resistor em teste é adequado ou não, dispensando cálculos, com uma precisão raramente atingida mesmo pelos multímetros digitais. As tolerâncias são indicadas de imediato, sem problemas de deriva, e o circuito não requer nenhum resistor crítico ou referências de tensão. Um único trimpot ajusta todo o sistema que exhibe as "leituras" por um visor de 4 LEDs, apenas.

O circuito

Uma das formas de saber se dois resistores têm valor idêntico consiste em ligá-los em série com uma fonte de tensão de referência e aplicar um voltímetro à junção entre eles. Caso sejam iguais, a tensão nessa junção deve ser exatamente a metade do total (com uma referência de 10 V, por exemplo, a junção deve exibir 5 V); se o valor medido diferir do padrão, a diferença poderá ser então calculada por uma simples subtração e daí obtém-se a tolerância.

Outra solução, bem menos complicada, foi adotada no circuito da figura 1. Um integrado CMOS do tipo 4093 (IC1) atua como oscilador, produzindo duas ondas quadradas defasadas 180° entre si, com uma frequência de 4...5 kHz. Esses dois sinais são aplicados aos resistores sob teste (Rx e Ry), ao passo que a outra extremidade desses resistores vai ligada à en-

trada não inversora do operacional A1.

Vamos assumir, por enquanto, que os resistores são iguais. Isto significa que a entrada não inversora de A1 vai receber uma tensão CC constante, já que (de acordo com o princípio já mencionado) a soma das ondas quadradas equivale à metade da tensão total sobre Rx e Ry. Por outro lado, se os resistores não forem idênticos, A1 irá receber uma onda quadrada, pois a tensão ali será maior ou menor que a metade do total.

O ganho de A1 é de 20 vezes; desse modo, considerando uma tolerância de 1%, esse operacional vai receber uma onda quadrada com amplitude de 25 mVpp e entregar o mesmo sinal com uma amplitude de 500 mVpp. O componente contínuo do sinal é filtrado por C5/R3, após o que o sinal é levado ao adaptador A2, antes de alcançar IC7 — que é um operacional de transcondutância tipo CA3080.

O CA3080 atua como uma sistema de amostragem e retenção, a fim de eliminar qualquer interferência da onda quadrada; para isso, ele simplesmente retira amostras do sinal e as armazena em C19. Os sinais de controle para esse operacional são retirados das ondas "normal" e invertida do oscilador inicial, por intermédio dos integradores R28/C13 e R29/C14, do diferenciador C16/R6 e do transistor T1. As portas N5...N7 atuam como reforçadores, enquanto N8 "acopla" os dois sinais de entrada, para que formem um pulso de controle com a duração de 22 μ s. Como resultado, tem-se uma onda quadrada perfeitamente "limpa" sobre

o capacitor de armazenagem, pronta para ser enviada aos comparadores B1...B3.

As entradas não inversoras desses comparadores são conectadas a uma tensão de referência para gerar a indicação de três níveis de tolerância: 1%, 0,5% e 0,25%. Essa referência não é uma tensão CC muito precisa, mas provém diretamente do valor do pico liberado pelo oscilador. Juntos, A3 e A4 formam um retificador de valores de pico, o qual exige um capacitor de armazenagem relativamente pequeno graças ao reforçador A4, que acompanha D1, o retificador "verdadeiro". De qualquer modo ele descarregasse bem lentamente, devido à elevada resistência de entrada (cerca de 4,7 megohms). O laço de realimentação entre os dois amplificadores evita que a tensão direta do diodo influencie o sistema; assim sendo, o valor de pico da onda quadrada vai sempre atingir a saída do retificador, independentemente de seu valor absoluto.

Qualquer variação no valor dos resistores sob teste (ou seja, qualquer alteração na entrada de A3) vai exercer uma influência direta sobre o nível da tensão de referência. Em outras palavras, as tensões do estágio comparador estarão sempre na mesma proporção relativamente à tensão de entrada; o circuito tem auto-ajuste, por assim dizer. Graças a esse artifício, mesmo flutuações na tensão da fonte não terão efeito algum sobre a estabilidade do indicador de tolerância — tanto que ele pode ser alimentado por qualquer fonte de ± 15 V, sem estabilização.

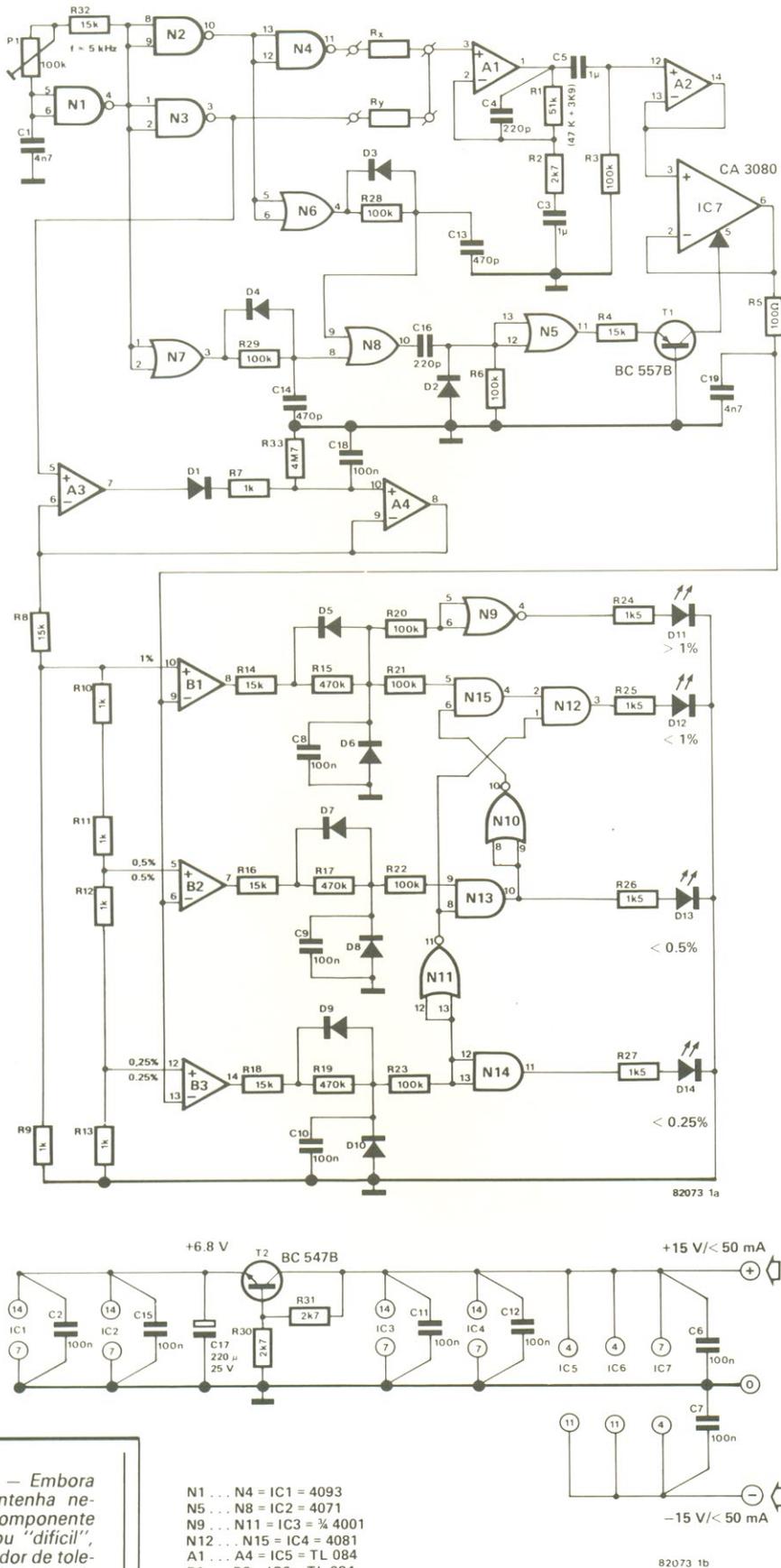


figura 1 – Embora não contenha nenhum componente crítico ou “difícil”, o indicador de tolerância é capaz de medir aproximação entre valores de até 0,25% com grande precisão.

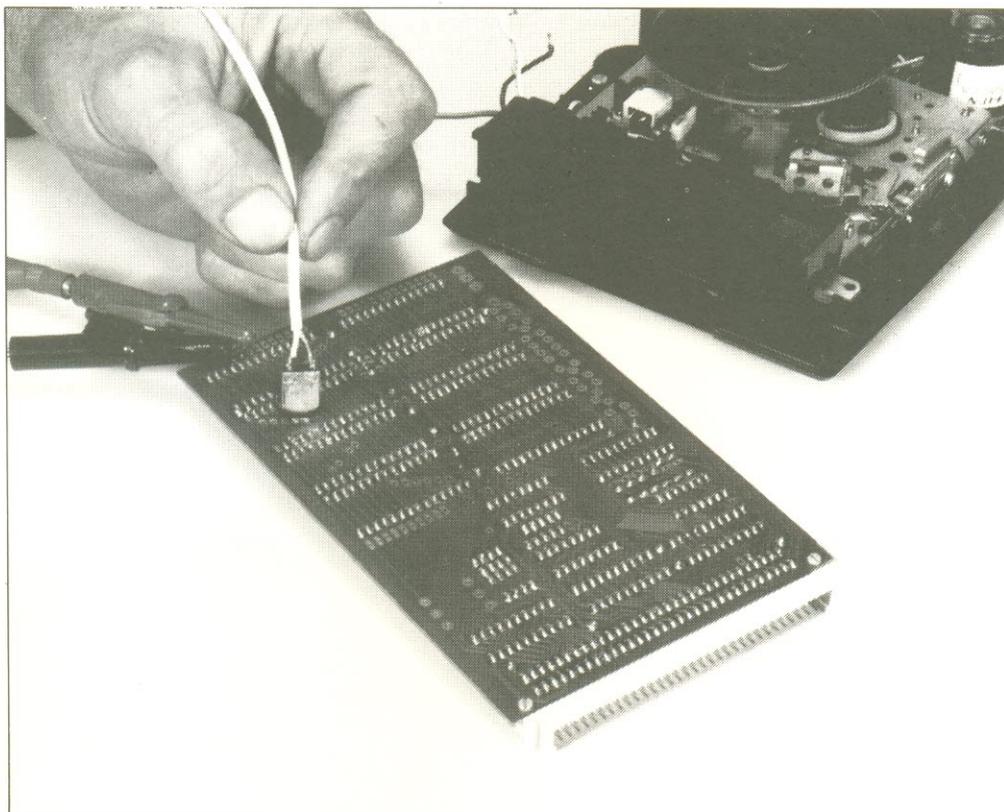
- N1 ... N4 = IC1 = 4093
- N5 ... N8 = IC2 = 4071
- N9 ... N11 = IC3 = ¼ 4001
- N12 ... N15 = IC4 = 4081
- A1 ... A4 = IC5 = TL 084
- B1 ... B3 = IC6 = TL 084
- D1 ... D10 = DUS
- D11 ... D14 = LED

DUS = diodo universal de silício (tipo 1N914, 1N4148 ou equivalente)

E quanto ao estágio do visor? Em primeiro lugar, a tensão de referência é dividida por R8/R9 para ser aplicada diretamente ao comparador B1 e aos outros dois através de R10...R13. Os comparadores reagem assim que a tensão na entrada inversora alcança ou ultrapassa o nível de referência presente na não inversora. As redes integradoras R15/C8, R17/C9 e R19/C10 moldam os sinais de comutação para os circuitos lógicos que vêm a seguir – os quais asseguram que somente o LED “válido” acenda em cada ocasião. Note, porém, que as tolerâncias inferiores a 0,25% serão também indicadas pelo LED correspondente; os outros três LEDs representam 0,5%, 1% e maior que 1% (este último acende sempre que os terminais de teste se encontram em aberto).

A calibração é fácil, pois resume-se a ajustar P1 para uma frequência de 5 kHz no oscilador. O ideal é mais rápido, nesse caso, seria utilizar um frequencímetro ou um osciloscópio, mas qualquer multimetro também poderá servir. Para isso, basta instalar dois resistores de mesmo valor nos lugares de Rx e Ry (10 k, por exemplo); liga-se então o multimetro, previamente comutado para a faixa de 10 V, na junção entre os resistores e ajusta-se P1 até que a leitura seja de aproximadamente 3,4 V. O indicador está pronto para uso.

Não existe nada mais irritante do que ter um circuito pronto para funcionar, mas com um defeito que teima em não aparecer; às vezes, a procura pelo problema leva mais tempo que a própria montagem. O pior de tudo é quando se descobre que a falha não é elétrica e sim "mecânica", tal como uma fratura microscópica em alguma trilha, uma solda fria, um minúsculo curto-circuito entre pistas e assim por diante. Um dilema que pode ser resolvido facilmente...



Como achar curtos em circuitos impressos

As placas de circuito impresso estão muito sujeitas a defeitos mecânicos, principalmente quando possuem um grande número de trilhas estreitas. Nesses casos, localizar a causa mecânica da operação inadequada de uma placa de memória, por exemplo, pode consumir muito tempo. E de se esperar que todo montador consciente faça uma verificação geral em seus circuitos após a montagem, tanto visualmente como através de multímetro. Mas o que fazer quando se detecta, di-

gamos, um curto e ele parece ser simplesmente invisível?

Um teste dos mais simples consiste em remover todos os CIs de seus soquetes, dentro da área suspeita, e injetar um sinal de áudio (de 1 kHz, aproximadamente) nas trilhas mais "promissoras". A corrente que passa a fluir por essas trilhas provoca naturalmente um campo eletromagnético, que por sua vez pode ser detectado pelo cabeçote de um velho gravador portátil (que ainda funcione, é claro). A saída da cabeça pode ser

então aplicada a um pequeno amplificador de áudio acoplado a um alto-falante miniatura. Basta percorrer as pistas com a cabeça e o sinal de áudio estará audível até o ponto em curto; e só.

Montagem

Qualquer cabeçote antigo pode ser utilizado, desde que esteja funcionando; resposta em frequência e qualidade de reprodução não têm influência algu-

1

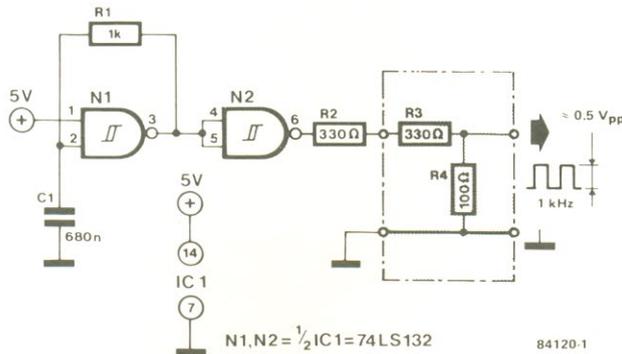


figura 1 — Um simples gerador de onda quadrada com frequência aproximada de 1 kHz. O nível de saída não permite ajuste, mas isso não tem muita importância, já que pode ser feito pelo amplificador de áudio.

ponentes, recomenda-se ajustar a tensão de saída para 0,4...0,5 V_{pp}. O gerador da figura 1 ganha então um divisor de tensão, formado por R3 e R4 (dentro das linhas tracejadas, na figura 1).

Literatura

— inCider, outubro de 1983. ■

2

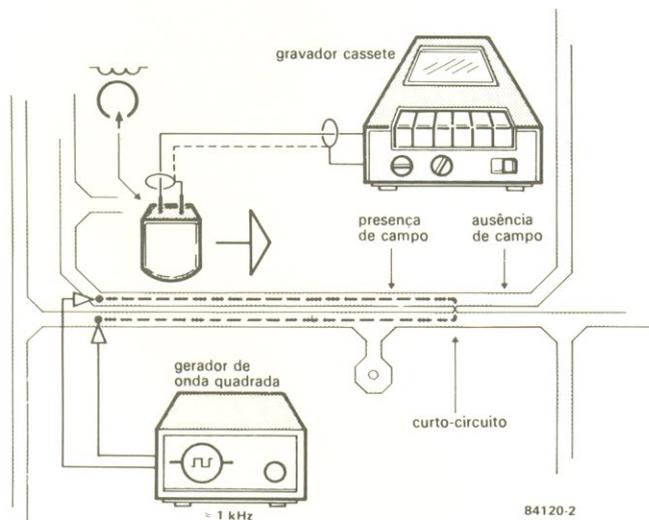


figura 2 — Exemplo prático de como procurar curto-circuitos.

ma em nosso caso. Se for possível aproveitar o velho gravador de onde foi retirado o cabeçote, com seu amplificador e alto-falante, será ainda melhor. Será suficiente, então, retirar a cabeça do lugar e ligá-la novamente através de um cabo blindado com uma extensão conveniente; tudo fica como estava, portanto, com a diferença de que a cabeça do gravador passa a ser "remota". Nada impede, também, que o cabeçote seja introduzido em alguma espécie de suporte, a fim de facilitar a "varredura" das trilhas impressas.

Testando

Pronto o testador, vamos precisar de um sinal de áudio;

se não houver um gerador de AF à disposição, pode-se remediar montando um simples oscilador astável como o da figura 1. Caso seja utilizado um gerador já existente, é aconselhável ligar um resistor de 100 ohms em série com a saída.

Começa-se curto-circuitando a saída do gerador e levando o cabeçote próximo à mesma (sem encostá-lo, porém); o sinal é induzido na cabeça e se torna audível no alto-falante — o que permite ajustar o volume a gosto. Em seguida, liga-se o gerador a duas das pistas suspeitas (veja a figura 2); como deu para perceber, a coisa se torna um pouco mais complicada quando duas ilhas adjacentes parecem estar em curto, devido à proximidade entre elas.

Caso seja preciso testar um circuito completo, com os com-

Divisor de frequência com fase corrigida

divisor de frequência com fase corrigida

A defasagem nula entre os estágios de um sistema de multiamplificação tem sido o objetivo de quase todos os projetistas desde a concepção do primeiro divisor ativo. Por muito tempo pensou-se que seria algo tão inatingível quanto o moto perpétuo, mas agora tornou-se realidade, graças aos novos circuitos de filtro.

T. Scherer

Já é domínio público que o alto-falante costuma ser o elo mais fraco na cadeia de áudio, o último fator a determinar o desempenho de um sistema de alta fidelidade. O problema mais sério, nessa área, é o representado pelo processamento de uma ampla gama de frequências; a partir dos anos 30, equipes de projetistas tentaram resolvê-lo subdividindo o espectro das frequências audíveis e usando um estágio separado para cada uma das bandas resultantes. No caso mais simples, isto significa empregar um alto-falante para as frequências mais baixas e outro para as altas frequências, numa divisão grosseira entre graves e agudos.

lante de graves e o segundo com o de agudos, como na figura 1. Na transição entre as baixas e altas frequências os dois alto-falantes recebem o mesmo sinal, cujo nível está 3 dB abaixo do nível de entrada do filtro. Além disso, a parte do sinal entregue ao falante de graves resulta 45° atrasada com a entrada, ao passo que a do falante de agudos fica adiantada outro tanto, também em relação à entrada. Assim, com a defasagem de 90° entre os dois sinais de saída, as pressões de ar resultantes são somadas geometricamente, fazendo com que o som final pareça realmente ter sido produzido por um sinal idêntico ao de entrada — desde que tudo no sistema seja considerado ideal, é claro.

Até a década de 60 a situação permaneceu inalterada, com a rede divisora composta por filtros passivos, confeccionados com bobinas e capacitores. Quando os semicondutores tornaram-se mais baratos, porém, os pesquisadores começaram a usar filtros ativos e a dotar cada alto-falante com seu próprio amplificador de potência, muitas vezes embutido na caixa acústica. Atualmente, tais sistemas ativos são em geral superiores aos passivos, embora ainda mais caros; mas qualquer que seja o tipo de filtro utilizado, sempre vamos encontrar algum empecilho em sua operação.

A tolerância dos componentes, diferenças entre os alto-falantes e os efeitos das próprias caixas acústicas afastam a possibilidade de se obter essa situação ideal. Mesmo tolerâncias de apenas 10%, por exemplo, podem alterar sensivelmente as coisas: se a capacitância for, digamos, 10% menor e a indutância 10% maior, os níveis nos dois falantes serão quase 0,5 dB inferiores ao do caso ideal (-3,444 dB); a defasagem, por sua vez, também irá aumentar, para cerca de 95,5°. O resultado é que o sinal de saída será quase 0,9 dB inferior ao original.

Os problemas dos filtros...

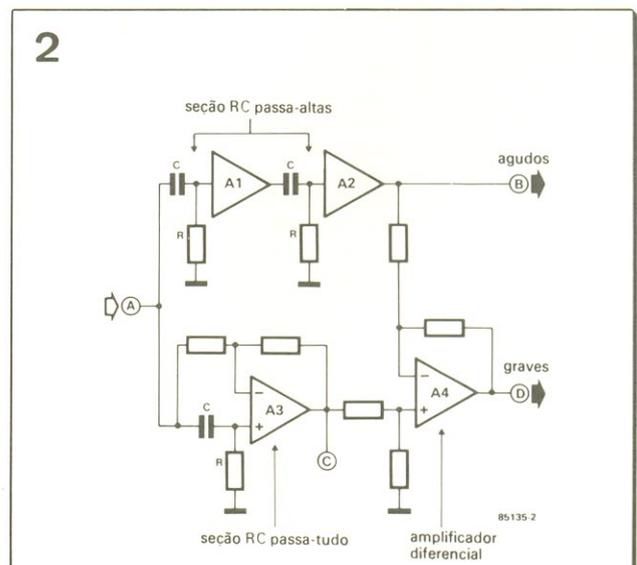
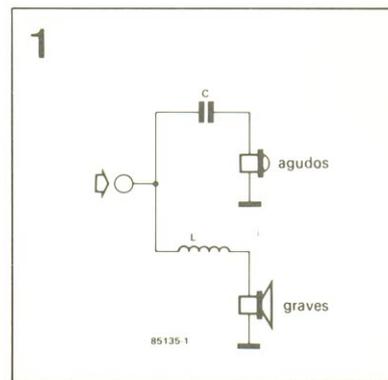
O mais simples filtro divisor de duas vias consiste de uma bobina e um capacitor, a primeira colocada em série com o fa-

béis no ganho. E como tais filtros possuem também uma curva de fase bastante aguda, as tolerâncias dos componentes são capazes de provocar defasagens grandes o suficiente para reduzir o ganho em mais alguns decibéis.

As próprias características dos alto-falantes, por fim, devem ser levadas em conta. O alto-falante de graves, por ser maior que o de agudos, é natu-

figura 1 — O divisor de frequência em sua forma mais simples gera uma série de problemas.

figura 2 — Novas técnicas de projeto de filtros permitem construir este tipo de circuito — que, apesar de possuir apenas duas seções RC, proporciona um perfil de 12 dB por oitava, além de eliminar problemas inerentes a outros processos de filtragem.



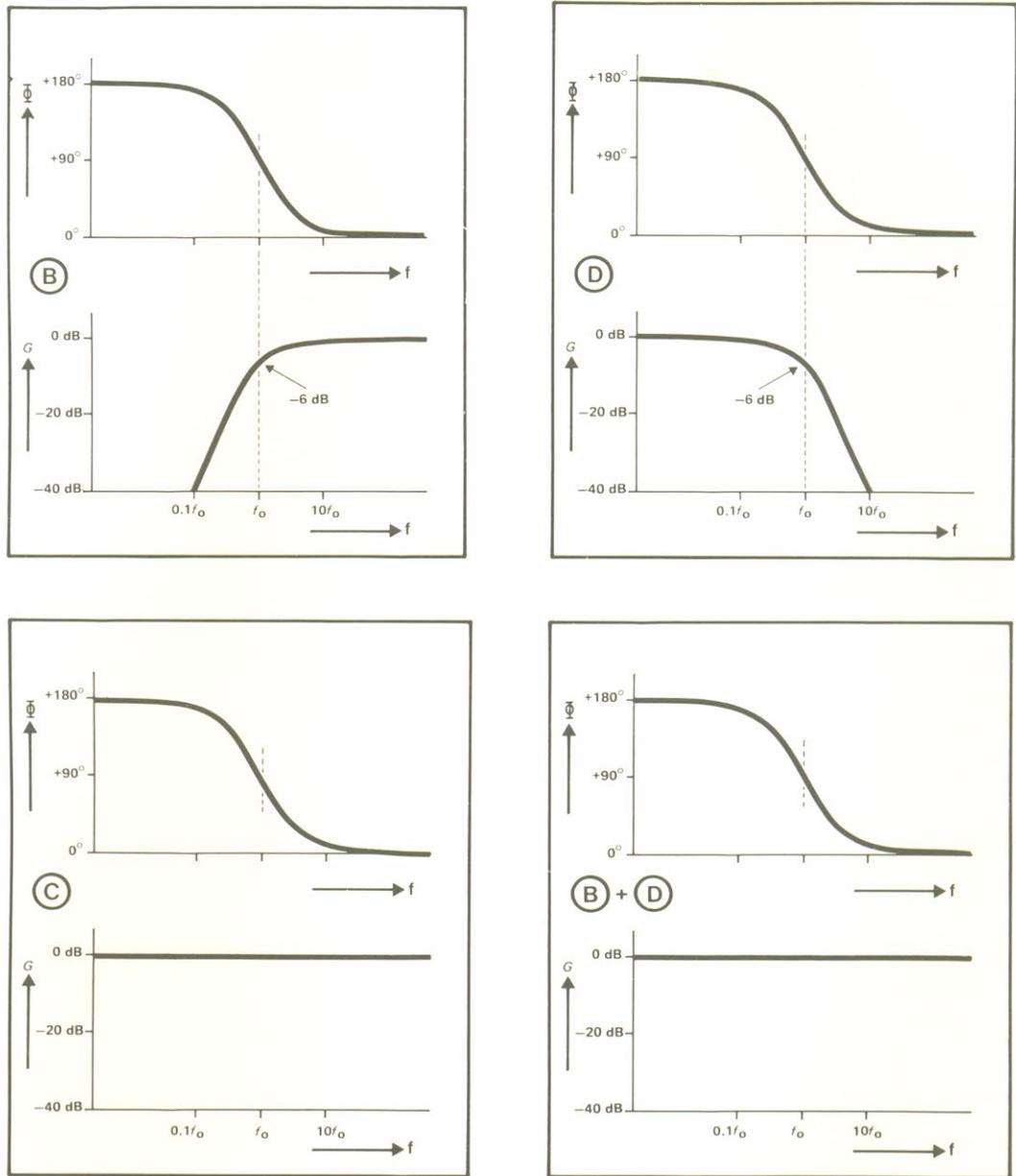


figura 3 — O quadro B mostra as respostas fase x frequência e ganho x frequência no ponto "B" da fig. 2; os quadros C e D apresentam as mesmas curvas para os pontos respectivos. Já o quadro C + D fornece a resposta de fase e ganho em relação à frequência das saídas "C" e "D" acusticamente somadas.

85135-3

ralmente mais lento em suas reações, ou seja, eles apresentam tempos diferentes de ataque e decaimento. Essa diferença manifesta-se na frequência de transição sob a forma de uma defasagem adicional. A título de exemplo, vamos considerar os filtros de ordem ímpar, que exibem uma defasagem de aproximadamente 90° . Assim, em um sistema de duas vias, com uma frequência de transição de 1 kHz e $100 \mu s$ de diferença entre os tempos de reação dos falantes, ocorre uma defasagem adicional de 36° (126° no total, portanto); mesmo que todos os demais parâmetros da rede estejam 100%

corretos, tal defasagem implica numa perda de 2 dB. Nos filtros de ordem par a situação é um pouco melhor: a mesma defasagem adicional de 36° ocasiona perdas de apenas 0,5 dB.

...e a solução

O "x" da questão, portanto, está em se projetar um filtro que não provoque defasagens entre os alto-falantes, não seja afetado pelas tolerâncias dos componentes, possa ser facilmente reproduzido e, embora voltado para confecção doméstica, demonstre total linearidade.

Pois bem, um filtro de segunda ordem criticamente amortecido (ou seja, composto por duas seções RC passa-altas ou passa-baixas em cascata) exibe a mesma resposta de fase de um filtro passa-tudo. O filtro representado na figura 2 é constituído por duas etapas passa-altas (A1 e A2), cuja defasagem é calculada por

$$\phi = \arctg \frac{1}{R\omega C} [^\circ] \quad (1)$$

onde $\omega = 2\pi f$ (e f é dada em hertz), R está em ohms e C , em farads.

A defasagem do filtro passatudo A3, ainda na fig. 2, é determinado por

$$\Phi = 2 \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (2)$$

As curvas da defasagem e do ganho ($G = U_o/U_i$) em relação à frequência nos pontos B, C e D da fig. 2 aparecem na figura 3, mostrando claramente que a diferença de fase em B (saída das duas seções passa-altas) é idêntica à que ocorre em C (saída da seção passatudo). A única coisa diferente entre os sinais B e C está no ganho do primeiro, que é dependente da frequência:

$$U_{\alpha(B)}/U_i = \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega RC)^2}} \quad (3)$$

A amplificação de sinal em C, por outro lado, é unitária, ou seja:

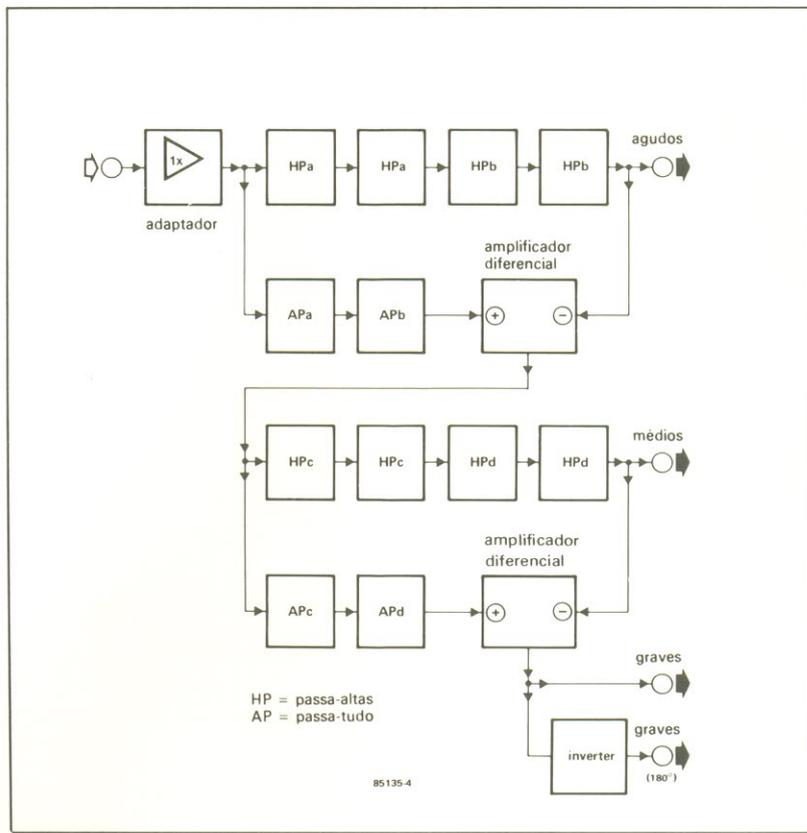
$$U_{\alpha(C)}/U_i = 1 \quad (4)$$

A saída B contém apenas frequências elevadas, enquanto a C apresenta todas as frequências de áudio, ao mesmo nível. Se agora o sinal em B for deduzido do que está em C, teremos o ganho em D:

$$G_D = U_{\alpha(D)}/U_i = 1 - \frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega RC)^2}} \quad (5)$$

Plotando a equação (5), veremos que a tensão de saída $U_{\alpha(D)}$ fica bastante reduzida nas altas frequências e equivale a U_i nas frequências mais baixas. O sinal em D, portanto, é a saída de graves do filtro. Observe, porém, que sua curva de fase possui o mesmo formato da seção passa-altas, isto é, $U_{\alpha(D)}$ está adiantada em relação ao sinal de entrada. Em outras palavras, não existe defasagem entre os ramos passa-altas e passa-baixas, ao longo de todo o espectro de áudio.

O filtro divisor da fig. 2 limita-se, no entanto, a duas vias, com um perfil de corte de 12 dB/oitava. Na prática, esses filtros de segunda ordem incluem duas redes RC tanto na seção passa-baixas como na passa-altas. Isto pode gerar problemas caso as constantes de tempos das duas seções não sejam iguais, devido às tolerâncias dos



divisor de frequência com fase corrigida

figura 4 — Diagrama de blocos do filtro proposto, com três vias e um perfil de 24 dB/8ª. A saída de baixa frequência é obtida nos dois terminais com sinal em anti-fase, o que permite utilizar amplificadores complementares para o alto-falante de graves.

componentes. Coisa que dificilmente ocorrerá com a implementação da fig. 2, já que graças ao amplificador diferencial A4, a soma das saídas B e D será sempre equivalente à entrada A, independentemente da tolerância dos componentes.

Nesse exemplo teórico a frequência de transição f_0 é definida como o ponto em que os dois sinais são atenuados simultaneamente em 3 dB; como isto acontece quando $\omega_0 RC = 1$, vamos ter:

$$f_0 = 1/2\pi RC \quad [\text{Hz}] \quad (6)$$

onde R é dado em ohms e C, em farads.

O filtro prático

Todas essas considerações culminaram num filtro cujo diagrama de blocos aparece na figura 4 e o esquema, na figura 5. É uma versão de três vias, correspondendo às atuais exigências dos audiófilos, com um perfil de corte de 24 dB/oitava; sua resposta assemelha-se à de uma rede criticamente acoplada, ou seja, sem tendência ao overshoot (ultrapassagem dos valores nominais). Repare que possui, ainda, duas saídas de graves, mas invertidas entre si — o que oferece um simples amplificador complementar

(push-pull) para o alto-falante de graves, que normalmente requer mais potência que o de médios ou de agudos.

O sinal de entrada (veja a fig. 4) é aplicado, através de um adaptador, a uma seção passa-altas RC de 4 estágios, tornando-se então disponível na saída de agudos. Como se pode observar, dois dos estágios RC foram assinalados com um "a" e os outros dois, com um "b", com o objetivo de esclarecer que a defasagem na seção passa-tudo AP_a é idêntica à que ocorre nas seções HP_a , a de AP_b é igual à de HP_b e assim por diante.

O amplificador diferencial gera, a partir dos dois sinais de entrada, um sinal de baixa frequência, cujo ponto de média potência f_0 (veja a equação 6) é a transição entre os sons agudos e médios. Esse sinal é depois enviado a outra seção passa-altas de 4 estágios, produzindo assim a saída de médias frequências; quanto à saída de graves, é obtida da mesma forma já descrita.

Ficou mais fácil, agora, "decifrar" o esquema da figura 5: o operacional A1 é o amplificador de entrada, cuja entrada de baixa impedância fornece o sinal de áudio para o restante do circuito. Os grupos formados por A2...A5 e A9...A12 compõem

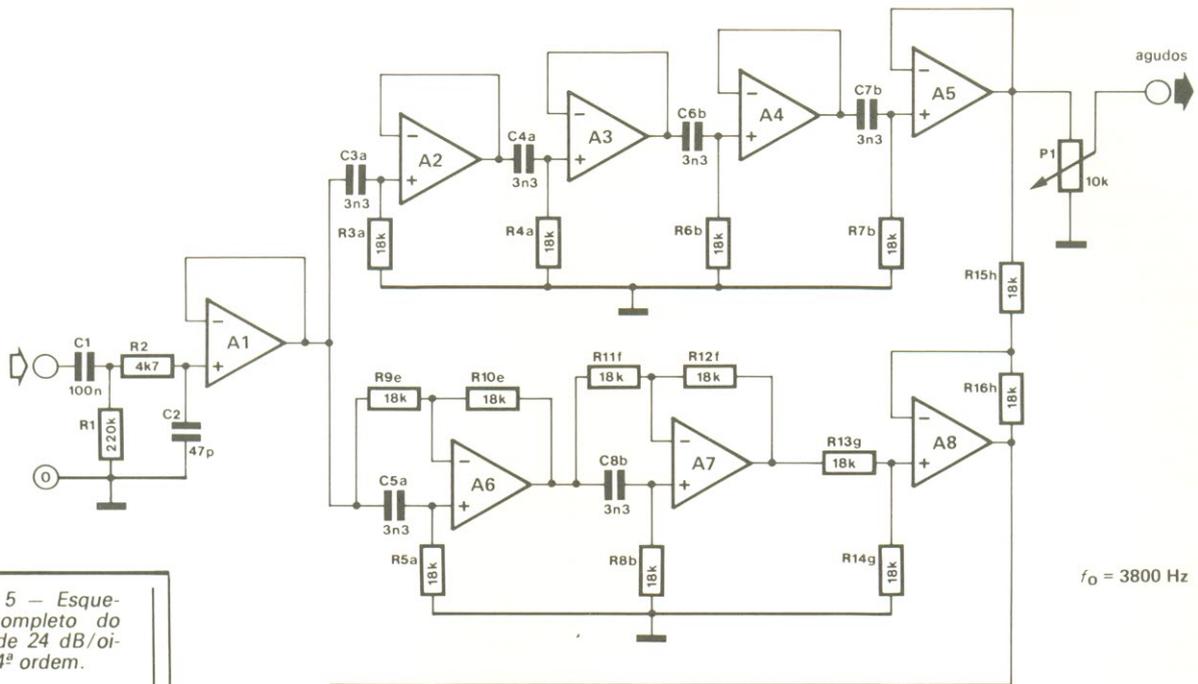
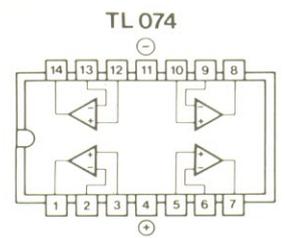
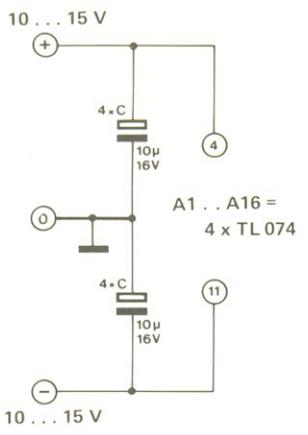
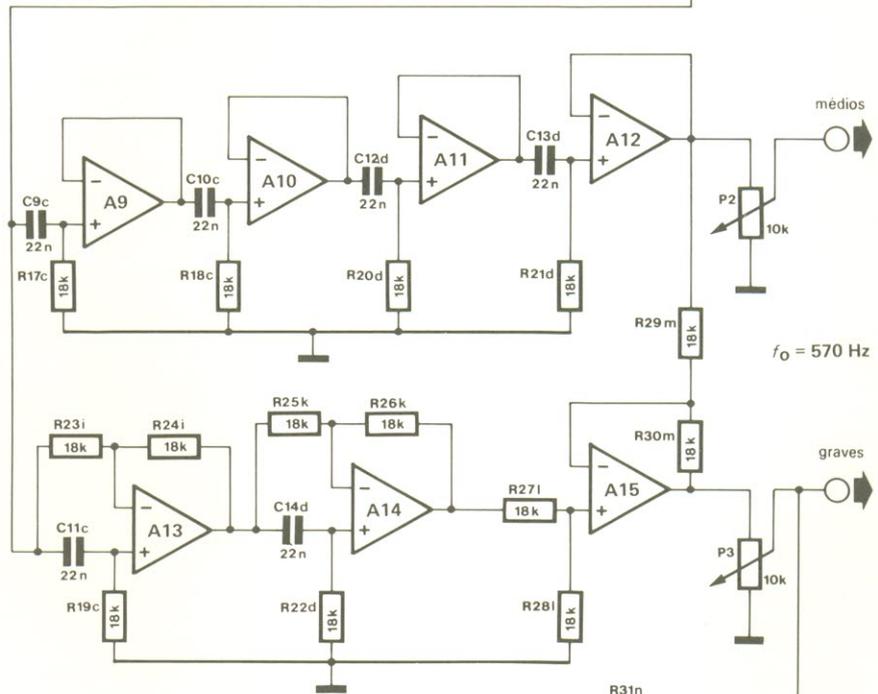


figura 5 - Esquema completo do filtro de 24 dB/oitava, 4ª ordem.



adaptadores que desacoplam as sucessivas etapas passa-altas umas das outras. Os operacionais A6, A7, A13 e A14 foram implementados como seções passa-tudo, com uma característica de adiantamento de fase. Por fim, A8 e A15 atuam como amplificadores diferenciais, enquanto A16 é um inversor.

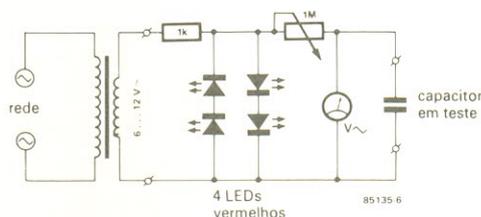
Montagem

Não temos, infelizmente, um projeto de placa para o divisor, mas ele pode ser montado sem problemas sobre qualquer placa padronizada de pequenas dimensões (já que a parte ativa do circuito resume-se a 4 integrados apenas, contendo 4 operacionais cada). Antes de se decidir pela montagem e adquirir os componentes passivos, porém, você precisa determinar as duas frequências de transição. Em nosso caso, com os componentes designados na fig. 5, obtivemos os pontos de 570 e 3800 Hz — equivalente a uma relação de frequências de 1:6,7 (ou 2,5 oitavas), valor bastante conveniente na prática (tenha em mente que essa relação nunca deve ser inferior a 1:4). Para calcular outras frequências de transição, basta utilizar a equação (6).

O próximo fator a ser determinado é a impedância ds redes RC. Para garantir um baixo ruído térmico e retardos mínimos, todos os resistores deverão ter valores entre 10 k e 27 K; e como os operacionais também contribuem para a geração de ruído, é preferível optar pelo TL 074, ao invés do TL 084. Quanto aos capacitores, podem ter seus valores calculados a partir da equação (6), uma vez definidas as resistências.

Caso deseje máxima precisão, dê preferência aos resistores com 1% de tolerância, que costumam ser mais baratos (e fáceis de encontrar) que os capacitores de valor preciso. Na maioria dos casos, porém, os resistores de 5% deverão servir perfeitamente — embora seja recomendável que os que trazem a mesma letra como índice (R3a e R5a, ou R13g e R14g, por exemplo) tenham valores idênticos. Nesse caso, é mais econômico comprar, digamos, 50 resistores de 18 k e 5% do que 32 de 1%, e depois selecioná-los com um multímetro, separando em grupos aqueles de valores quase iguais.

6



Quatro grupos de três resistores e oito grupos de dois resistores deverão ser separados por esse método.

Os capacitores permitem a seleção por um processo semelhante, utilizando-se um circuito de teste improvisado, como o da figura 6. Basta ligar um dos capacitores aos terminais de saída do mesmo e ajustar o potenciômetro até se obter uma leitura de 1,8 V na escala de 2 V_{ca} ; sem tocar então no potenciômetro, verifica-se todos os capacitores, agrupando-os de acordo com os valores. Esse agrupamento deve resultar em conjuntos de resistores com até 1% de diferença entre si e conjuntos de capacitores com 5% de diferença, no máximo. Tais tolerâncias irão propiciar um divisor de frequências com uma precisão superior até mesmo a de sistemas comerciais de nível profissional. ■

divisor de
frequência
com fase
corrigida

figura 6 — Circuito improvisado que permite selecionar capacitores em grupos de valores quase idênticos.

Microprocessadores

de 16 bits

1ª parte

Embora os processadores integrados de 32 bits não sejam mais novidade, os modelos de 8 e 16 bits continuam mais ativos do que nunca. Os de 16, especialmente, mal começaram a ser utilizados no Brasil — motivo pelo qual estamos lançando esta série em três etapas, abordando as principais marcas e suas famílias.

A evolução que começou com as válvulas e produziu os microprocessadores não tomou mais que 30 anos — um período espantosamente curto, que deixou muita gente do ramo para trás. Isto é especialmente verdade em nosso país, que só agora ameaça sair da “rabeira” da tecnologia. Não é de estranhar, portanto, o grande interesse pelos componentes e sistemas mais sofisticados, especialmente os de uso mais difundido, como os microprocessadores. Nesta série especial procuraremos mostrar os que são os modelos de 16 bits, ao mesmo tempo em que faremos uma comparação entre os principais tipos comerciais existentes.

O que é o microprocessador de 16 bits

Não é fácil, como parece à primeira vista, decidir se um componente específico pertence ou não a essa categoria, pelos motivos que veremos mais adiante. Pode-se, no entanto, assumir algumas características básicas que definam o grupo em termos genéricos.

Para começar, uma “palavra” digital de 16 bits é capaz de definir mais que 64 mil números —

tal como entre -32000 e +32000, por exemplo. Trata-se de uma precisão consideravelmente maior que os 256 números definidos pelos modelos mais antigos, de 8 bits. Graças a essa extensão da faixa de atuação, torna-se mais vantajoso fazer com que o processador realize operações. Assim, os μ Ps de 16 bits pode não só fazer somas e subtrações (como os de 8 bits), mas também multiplicações e divisões.

De maneira geral, qualquer sistema de computação pode ser subdividido em algumas seções distintas: entradas e saídas (teclado, monitor, linhas de controle, etc.); memória (contendo tanto o programa que deve ser rodado como os dados); e a UCP ou unidade central de processamento. A UCP desloca os dados segundo a necessidade e realiza as várias operações exigidas (soma, subtração, multiplicação, divisão, E, OU, OU exclusivo, etc.) — além de garantir que todos esses movimentos e operações com dados sejam efetuados na sequência correta, como especificado pelo programa.

Há um bocado de coisas envolvidas, mas essa terceira geração de CIs processadores pode fazer tudo isso e muito mais. Qualquer comparação entre

eles precisa então levar em conta uma série de fatores:

— Que operações podem realizar (aritméticas, lógicas, etc)?

— Que área de memória podem manipular “confortavelmente” e quais possibilidades oferecem para gravar e ler dados nessa memória?

— Quais as opções que proporcionam ao programador (saltos, laços, sub-rotinas, etc.)?

Outro ponto genérico a respeito de sistemas de computação é a sua tendência a crescer. É à medida que áreas adicionais de memória e mais dispositivos periféricos lhe são acrescentados, outros fatores ganham importância na comparação entre processadores:

— Com que facilidade lidam com dispositivos externos que desejam a atenção do sistema (através de interrupções) em momentos poucos propícios?

— De que forma podem cooperar com outros microprocessadores, partilhando os mesmos recursos (memória, periféricos, etc.)? Tendo em mente que tais “recursos” contribuem com a maior parcela do custo desses sistemas, o uso de diversos processadores no mesmo sistema pode ser uma boa solução;

— Qual a rapidez dos mesmos? À medida que crescem os sistemas, seus programas vão se tornando mais e mais complexos. Efetuar uma divisão em 40 μ s pode parecer bastante rápido, mas quando se tem um programa que deve realizar milhares de cálculos e deslocamentos de dados, esses períodos mínimos acumulam-se de forma assustadora... Basta lembrar os computadores que jogam xadrez, que chegam a levar várias horas para “pensar” numa jogada mais difícil.

Tabela 1 — Principais microprocessadores de 16 bits e seus fabricantes

tipo	fabricantes
8086	Intel, Mitsubishi, Mostek, Siemens
68000	Motorola, Hitachi, Rockwell, Thomson
16032	National Semiconductor, Fairchild
9900	Texas Instruments, AMI, ITT
8001	Zilog, AMD, SGS-Ates

Tabela 2 – Características dos principais microprocessadores de 16 bits

a

tipo principal	tipos derivados	extensão dos dados CPU/ barramento	gama de endereços barramento/memória/ com suporte	barramento de dados/endereços multiplexado	origem
8086	8088	16/16 Bits 16/8 bits	20 bits/1 Mbyte/1 Mbyte	sim	aperfeiçoamento do 8080; simplificação dos minis
68000		32/16 bits	23 bits/16 Mbytes/ 64 Mbytes	não	aperfeiçoamento do 6800; simplificação dos minis
16032	16016 16008	32/16 bits 16/16 bits 16/8 bits	24 bits/16 Mbytes/ 16 bits/64 kbytes/ 16 bits/64 kbytes/	sim	aperfeiçoamento do 8080; simplificação dos minis
9900	9940 9980/9981 9995	16/16 bits sem barram. externo de dados/endereços 2 kB de RAM/ROM no próprio CI 16/8 bits 16/8 bits	15 bits/64 kbytes/ 14 bits/16 k bytes 15 bits/64 k bytes	não	simplificação dos minis
8001	8002 8003 8004	16/16 bits	23 bits/8 Mbytes/ 48 Mbytes 16 bits/64 k bytes/ 384 kbytes Como o 8001 como o 8002	sim	aperfeiçoamento do Z80; simplificação dos minis

* No caso dos tipos derivados, somente as diferenças em relação aos tipos principais foram incluídas

b

tipo principal	tipos derivados	registradores		dados guardados na memória *	frequência de clock	instrução + curta **	instrução + longa **
		aplicação geral	dedicado + controle				
8086	8800	—	14 (16) bits	baixo-alto	8/5/4 MHz 5 MHz	0,25 µs 0,4 µs	20 µs (1) 32 µs (1)
68000			18 (32) bits, 1 (16) bits	alto-baixo	8/6/4 MHz	0,5 µs	20 µs (2)
16032	16016 16008	8 (32) bits 8 (16) bits 8 (16) bits	6 (24) bits, 2 (16) bits 8 (16) bits 8 (16) bits	baixo-alto	10 MHz	0,3 µs	8 µs (2)
9900	9980/ 9981 9995	16 (16) bits***	3 (16) bits	alto-baixo	3,3/4 MHz 2,5 MHz 6 MHz	2 µs 2,6 µs 1,1 µs	31 µs (1) 41 µs (1) 17 µs (1)
8001	8002 8003 8004	16 (16) bits 16 (16) bits	7 (16) bits 4 (16) bits	alto-baixo	6/4 MHz 6/4 MHz 10 MHz 10 MHz	0,5 µs 0,5 µs 0,3 µs 0,3 µs	140 µs (3) 19 µs (2) 80 µs (3) 11 µs (2)

* "baixo-alto": byte menos significativo no menor endereço; "alto-baixo": byte mais significativo em primeiro lugar

** na maior frequência de clock permissível

*** esses registradores estão em memória RAM e não na CPU

(1) divisão sem sinal, (32 bits) ÷ (16 bits) = resultado de 16 bits + resto de 16 bits

(2) divisão com sinal, (32 bits) ÷ (16 bits) = resultado de 16 bits + resto de 16 bits

(3) divisão com sinal, (64 bits) ÷ (32 bits) = resultado de 32 bits + resto de 32 bits

c

tipo original	tipos derivados	tipos de interrupção				área de E/S	alinhamento de instruções	aborto em memória virtual
		NM	"traps"	não vetor	vetoriz.			
8086	8088	1	4	—	251	64 kbytes	6 bytes 4 bytes	não
68000		—	27	—	227	*	não	não
16032	16016 16008	1	9	1	240	*	8 bytes	sim
9900	9980/ 9981 9995	2	16	—	15	4 kbits	não	não
8001	8002 8003 8004	1	4	1	128 255 128 255	64 kbytes	?	não não sim sim

* somente em memória mapeada

1a

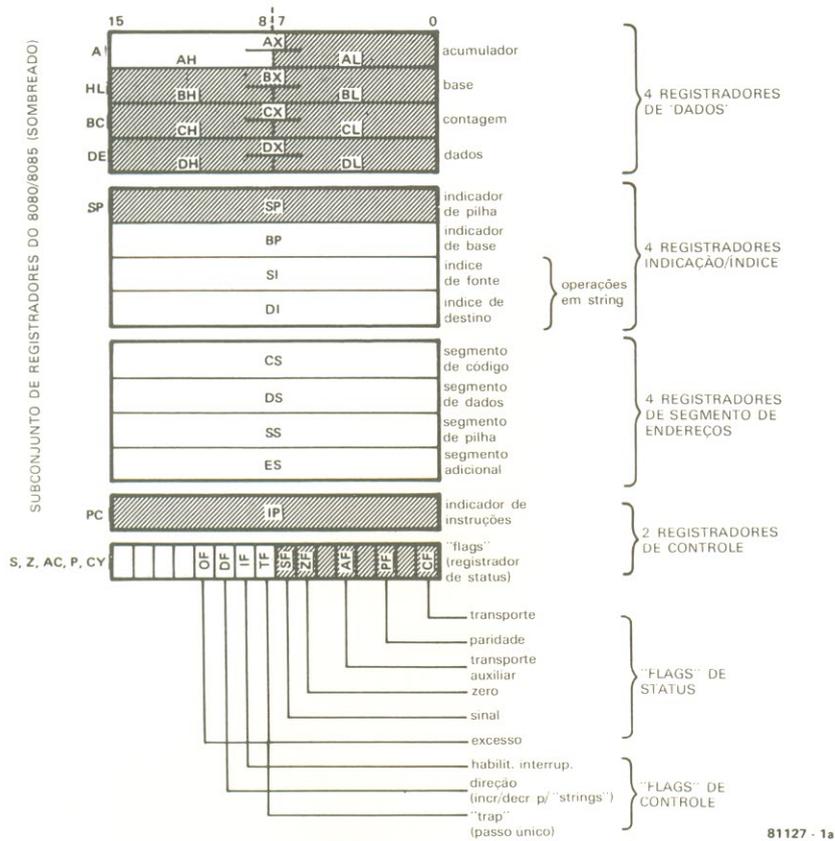
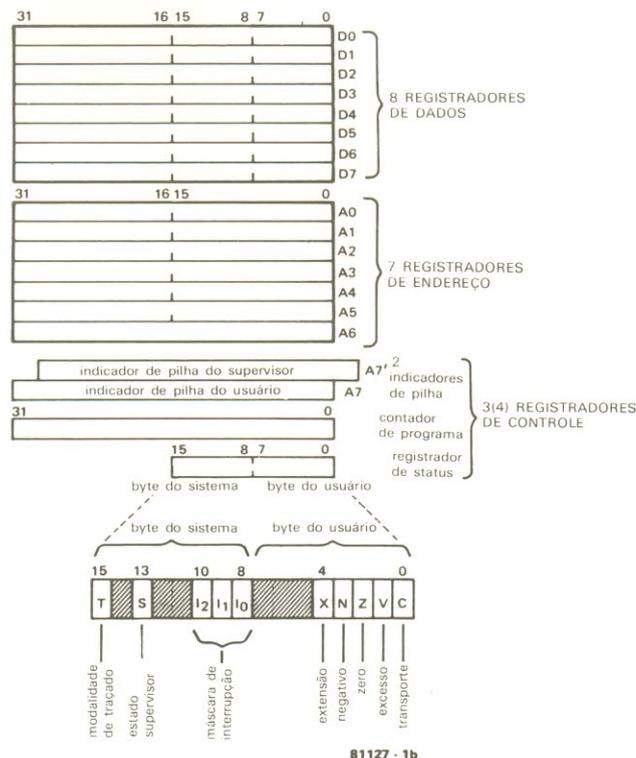


figura 1a — O conjunto de registradores do 8086, que pode ser considerado uma extensão dos registradores do 8080/8085, conforme está indicado pelas áreas sombreadas.

figura 1b — Os registradores do 68000 têm 32 bits de "largura"; será que ele pode ser considerado um processador de 16 bits?

1b



Voltando agora à questão sobre o que é realmente um microprocessador de 16 bits, parece lógico afirmar, como uma primeira generalização: é todo processador que exibe as características mencionadas e trabalha com dados de 16 bits. Se quisermos ser mais rigorosos, porém, a situação vai complicar; de fato, vários processadores operam com 16 bits dentro de seu encapsulamento, mas são capazes de deslocar os dados em "bytes" de 8 bits apenas — caso em que são necessários dois bytes consecutivos para formar uma palavra.

Podemos chamar um dispositivo desses de microprocessador de 16 bits? Sim, até certo ponto; afinal, eles desempenham a mesma função, mesmo demorando o dobro do tempo para movimentar os dados. Mas nesse caso, então, seria lógico incluir em nossa lista os modelos de 32 bits que tratam os dados em grupos de 16 bits? É o que acontece, por exemplo, com o MC68000 da Motorola, que alguém já definiu como "um microprocessador de 32 bits disfarçado como UCP de 16 bits".

Para os objetivos desta série, relacionamos uma série de modelos que "parecem" pertencer ao grupo dos 16 bits. Eles estão na tabela 1, acompanhados do nome de seus principais fabricantes. Como era de se esperar, são todos de grandes marcas, alguns deles já razoavelmente conhecidos no Brasil. Algumas variações desses tipos principais podem ser encontrados na tabela 2 — que, devido à quantidade de informação comparativa, teve que ser desdobrada em três partes.

Primeiras impressões

Existem duas tendências distintas no projeto dos μPs de 16 bits: por um lado, adota-se um "aperfeiçoamento" dos modelos de 8 bits; pelo outro, uma "simplificação" dos minicomputadores. Podemos afirmar que ambas as tendências chegam a influenciar de forma diversa o desenvolvimento de um mesmo processador. A Motorola e a Zilog, por exemplo, basearam seu conjunto de instruções em uma análise das "instruções usadas com mais frequência". E dependendo de como as coisas se colocam entre essas duas tendências, os resultados diferem:

— A Intel, “dona” do 8086 e 8088, teve como objetivo principal aperfeiçoar a família 8080; de fato, os registradores desse processador constituem um subconjunto do 8086, permitindo que programas já existentes possam ser rodados neste com ligeiras alterações. Como desvantagem, os registradores são freqüentemente dedicados a instruções específicas; embora isto torne mais compactas as instruções em linguagem de máquina, tende também a limitar as opções de programação.

— A Motorola, com seu MC68000, visou o futuro: ele inclui registradores de 32 bits e um poderoso conjunto de instruções (baseado, em parte, na experiência dos minicomputadores). A empresa manteve, ao mesmo tempo, a compatibilidade com a família 6800, permitindo que os CIs de apoio existentes possam ser usados com o novo μ P (aos pares, normalmente).

— Quanto à National, idealizadora da série NS 16032, 16016 e 16008, também pensou no futuro, mas sem esquecer o passado — o que resultou numa interessante combinação de velhas e novas idéias. De um lado, aproveitou alguns recursos do 8080 e de outro, inclui registradores de 32 bits, gama de endereçamento de 16 MB, o conceito de processador secundário e previsão para sistemas de memória virtual (que será discutido mais à frente).

— A família TMS 9900, da Texas Instruments, são simplesmente minicomputadores em forma de CIs. O resultado é consideravelmente mais lento que os demais, com menor gama de endereçamento, pouca flexibilidade com interrupções e um conjunto de instruções mais limitado. Tudo isso porque é considerado um sistema que já nasceu antigo; na época, memória e periféricos eram bem mais caros e bem menos utilizados que atualmente. O que é uma pena, porque oferece o recurso inédito de alojar um registrador de aplicação geral completo em memória RAM — o que simplifica tremendamente o processamento de interrupções e ramificações de sub-rotinas, como veremos.

— A Zilog, por fim, com seus Z8001, 8002, 8003 e 8004, concebeu uma família poderosa e de aplicação geral. Parece ter feito um bom trabalho em combinar o melhor dos processado-

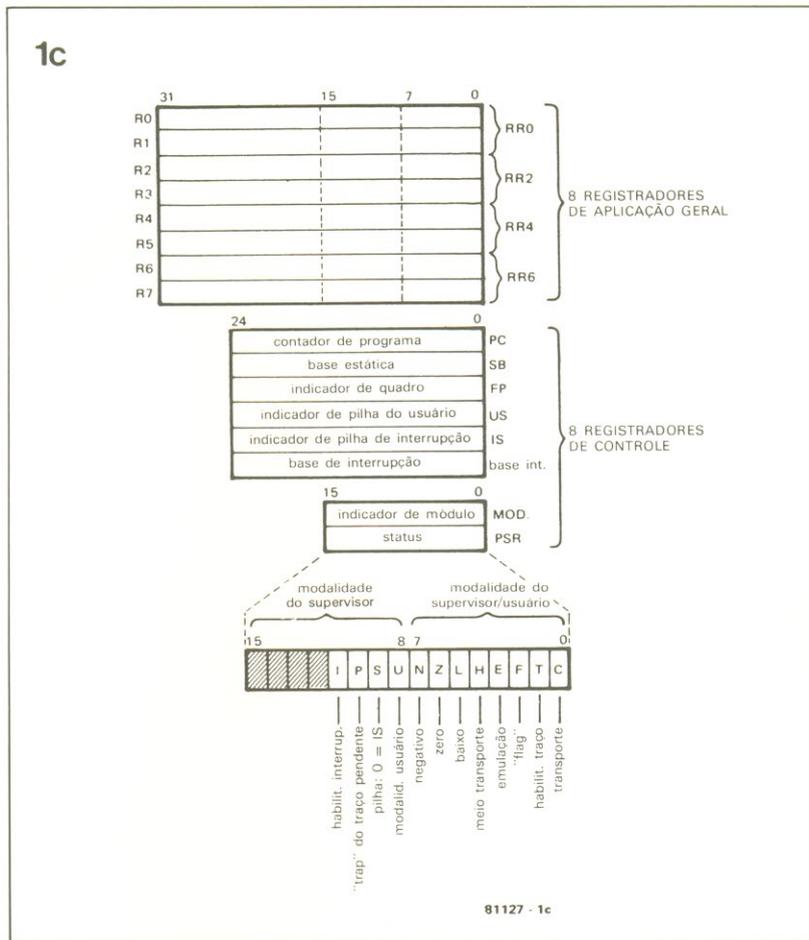
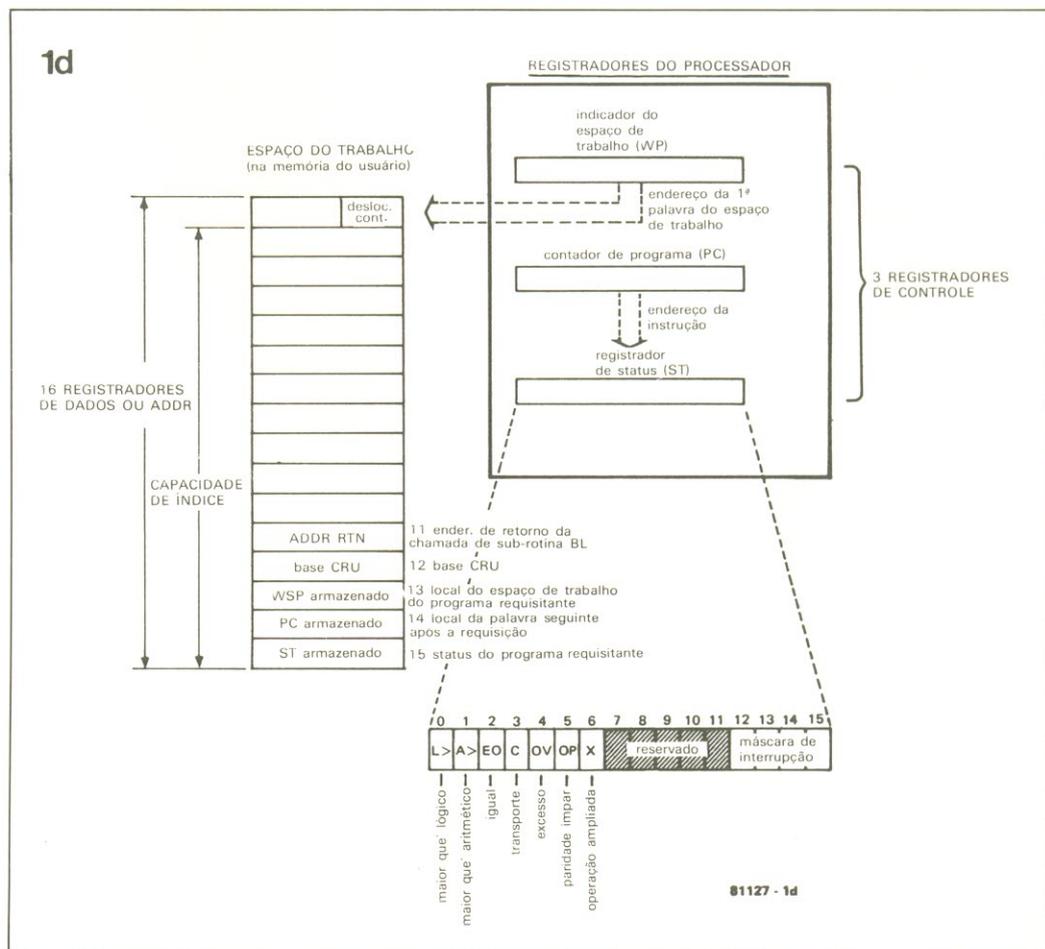


figura 1c — O 16000 também emprega registradores de 32 bits para aplicação geral.

figura 1d — Os registradores do 9900 ficam armazenados em memórias RAM, o que pode ser muito útil em uma série de aplicações.



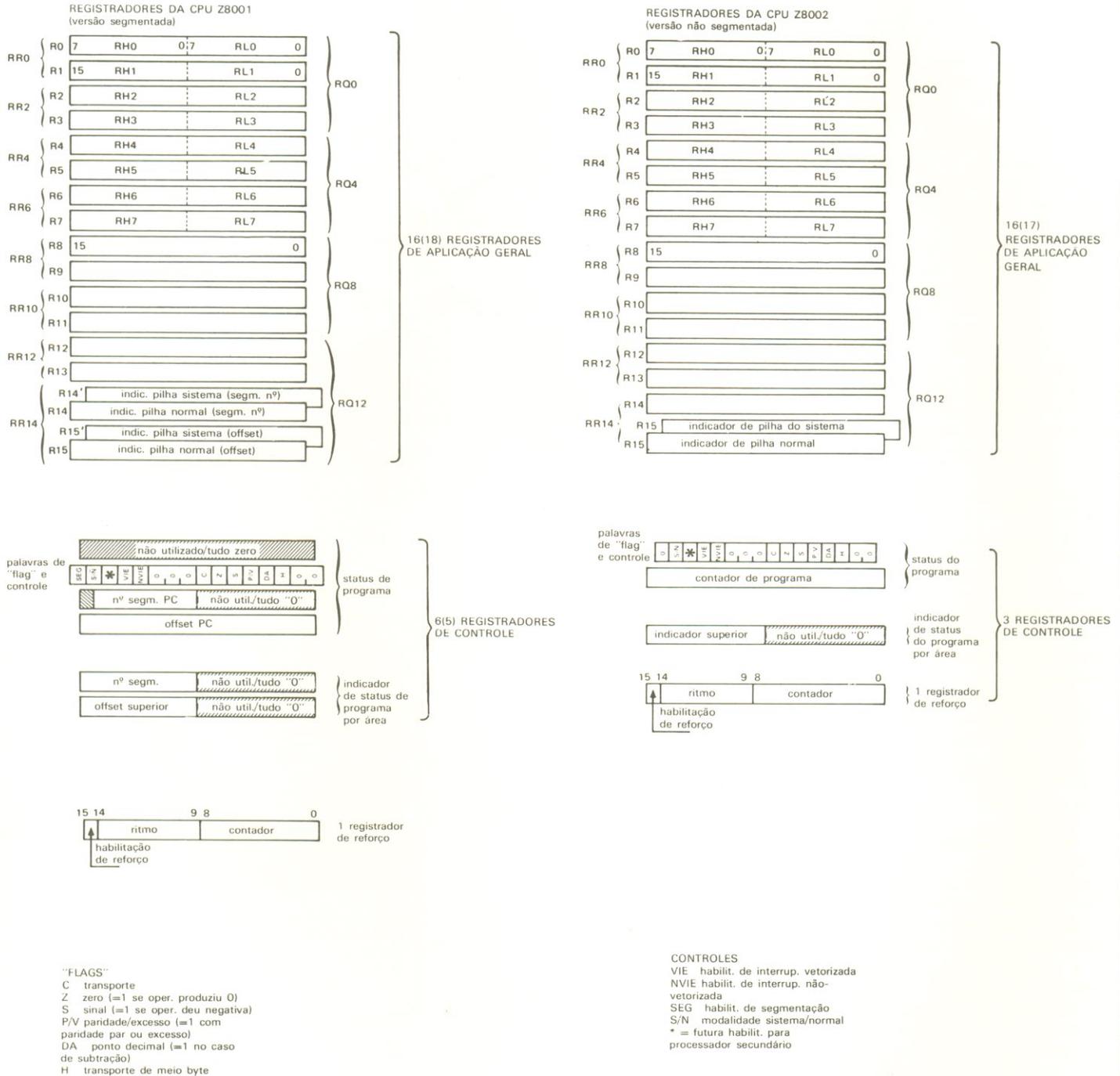


figura 1e - Os registradores do 8001 e do 8002 podem ser combinados em "pares" de 32 bits ou "quadrados" de 64 bits.

res existentes com a experiência dos minicomputadores.

Registadores

Em todo microprocessador, os registradores são empregados em três aplicações distintas:

- armazenagem de dados antes de qualquer "operação"

(soma, subtração, deslocamento, etc);

- estocagem de endereços específicos de memória (como, por exemplo, o primeiro endereço de um grupo de dados, uma pilha ou uma seção de programa);

- no caso dos registradores de controle, armazenagem das funções de controle do processador (tais como o contador de

programa que indica a instrução seguinte, as "flags" de status, etc.).

Existem, além disso, duas abordagens diferentes para o uso dos registradores. Na maioria dos processadores de 8 bits mais antigos, cada um deles é "dedicado" a uma tarefa específica. Existe, assim, um "acumulador" para operações de dados; um "indicador de pilha"

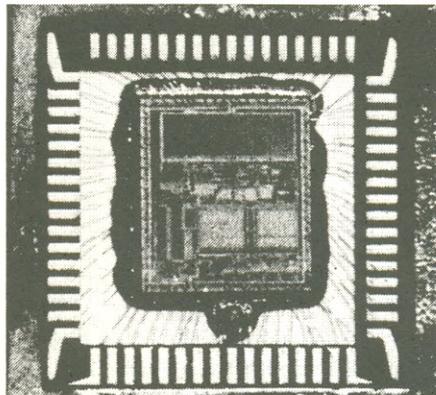
para o primeiro endereço de cada pilha; e assim por diante. Outros μ PS, porém, adotam um sistema bem mais flexível: registradores de "aplicação geral" são implementados para executar qualquer operação de dados ou função de endereçamento que o programador quiser especificar. Em contrapartida, há uma pequena desvantagem: as instruções tem que ser mais longas; não é possível escrever simplesmente "adicione 1 aos dados", e sim detalhando: "adicione 1 aos dados do registrador 2", por exemplo.

Nos microprocessadores de 16 bits existe uma clara tendência pela segunda abordagem. Na figura 1 podemos ver o conjunto de registradores disponíveis nos vários processadores abordados. Vamos começar pelo 8086 (fig. 1a), que dispõe de 14 registradores de 16 bits; em princípio, são todos do tipo dedicado, mas a Intel tem se esforçado em ressaltar que os oito primeiros são "genéricos". Segundo afirma a empresa no manual de seu processador, "os registradores de dados podem ser usados sem restrições na maior parte das operações lógicas e aritméticas. O indicador de pilha e o indexador podem ainda participar da maioria dessas operações. Na verdade, todos os oito registradores de aplicação geral podem ser definidos como 'acumuladores' da forma como o termo é empregado nos microprocessadores de primeira e segunda geração".

Algo semelhante foi feito no 68000 (fig. 1b). Nesse caso, os oito primeiros registradores de 32 bits são destinados à manipulação de dados, enquanto o segundo grupo (também de oito) encarrega-se do endereçamento de "pilhas" e "bases". Além disso, todos os 16 registradores podem ser usados em indexação.

O 16000 (fig. 1c) possui oito registradores gerais de 32 bits, além de um grupo razoável de registradores de controle. Uma abordagem bastante diferente foi adotada no 9900 (fig. 1d): o próprio processador contém os dois registradores normais de controle (contador de programa e registrador de status), mais um "indicador de espaço de trabalho" — cuja função é indicar o endereço, em RAM, do primeiro registrador.

Ao todo, são especificados dessa forma nada menos que 16



registradores de aplicação geral. Caso um novo grupo de 16 registradores se torne necessário, para interrupções ou subrotinas, basta alterar o endereço do indicador de espaço de trabalho!

Por fim, a família 8000 (fig. 1e) contém 16 registradores gerais, um ou dois dos quais são comutados entre as modalidades "sistema" e "normal". Outro ponto genérico que merece ser mencionado é a utilização dos registradores para comprimentos de dados diferentes de 16 bits. Isto foi ilustrado por linhas tracejadas nos vários diagramas da figura 1:

— 8086: os quatro primeiros registradores podem ser endereçados como duas seções individuais de 8 bits cada uma. Isto quer dizer que eles podem ser usados como quatro unidades de 16 bits ou oito de 8 bits ou em qualquer combinação de ambas.

— 68000: seções de 8 e 16 bits dos oito primeiros registradores podem ser utilizadas individualmente, como se vê; os demais oferecem apenas a opção de 16 bits.

— 16000: para dados de 8 ou 16 bits utiliza-se a parte inferior dos registradores. Também é possível combinar dois registradores e usá-los como um único registrador de 64 bits.

— Z8000: os primeiros oito registradores podem ser divididos em unidades de 8 bits; além disso, permite utilizar pares de unidades de 16 bits como registradores de 32 bits; ou "quadrados", formando unidades de 64 bits! ■

Rasti: avaliando a inteligibilidade da fala humana

Não é de hoje que se procura quantificar a qualidade de reprodução da voz em grandes ambientes, tais como auditórios, salas de aula, teatros e salas de concertos. Recentemente, porém, a simplificação de um método já consagrado veio agilizar as medições em todos os sentidos

Sempre que um orador se dirige a uma audiência, seja onde for — em uma sala, um auditório ou mesmo ao ar livre — o sinal de voz que chega ao ouvinte está distorcido em certo grau, resultando em perda de inteligibilidade. As causas mais prováveis desse fenômeno são ecos, reverberações, deformações espectrais, ruído ambiente, etc. Inúmeras abordagens foram tentadas no passado com a finalidade de avaliar a inteligibilidade, empregando métodos subjetivos e objetivos. Os primeiros baseavam-se quase sempre em um conjunto de palavras específico, obtido através de testes com equipes treinadas de oradores e ouvintes. Foram depois praticamente abandonados porque consumiam muito tempo e nem sempre eram viáveis, devido ao fator humano envolvido.

Assim sendo, foi preferível recorrer aos processos objetivos, utilizando equipamentos de medição e baseados nos fatores acústicos mais importantes: ruído de fundo e reverberação. Assim, considera-se o ambiente como um sistema de transmissão de voz, onde a fala original produzida pelo orador é a entrada e o som que chega ao ouvinte é a saída (figura 1). Claro que o desempenho desse sistema não é perfeito; e essa imperfeição pode ser descrita com precisão razoável pelo que se convencionou chamar de MTF ou Função de Transferência de Modulação. Em outras palavras, esse fator permite quantificar os efeitos sobre a inteligibilidade da fala humana.

Princípios do sistema

Explicando de forma mais técnica, a MTF quantifica até que ponto as modulações do sinal original são

reduzidas, em função da frequência moduladora. As modulações são definidas pela envoltória de intensidade do sinal; a coisa restringe-se ao domínio da intensidade, aliás, porque o ruído ou reverberação afeta somente o nível de modulação do sinal senoidal, sem influenciar seu formato.

O diagrama da figura 2 pode ajudar a ilustrar como a MTF pode ser utilizada para quantificar a relação entre o sinal de fala original e o sinal de saída. Como a maioria dos distúrbios varia consideravelmente em função da frequência da portadora, a análise é dividida em oitavas. O exemplo da fig. 2 leva em conta uma oitava apenas, ou seja, as envoltórias de intensidade da oitava cuja frequência central é 500 Hz. Ele ilustra, além disso, dois simples sistemas de transmissão sonora: um deles somente com reverberação (caso A; $T = 2,5$ s) e o outro, somente com ruído ambiente (caso B; relação $S/R = 0$ dB).

Em termos gerais, o efeito da reverberação ou do ruído ambiente, manifesta-se sob a forma de uma redução das flutuações relativas na função da envoltória, que podem

ser quantificadas por um espectro de envoltória. Este é o resultado de uma análise em faixas de 1/3 de oitava sobre a função da envoltória — normalmente em fragmentos de 1 minuto de fala — e reflete a distribuição espectral das flutuações da envoltória, com relação à intensidade média; em outras palavras, o índice de modulação em função da frequência moduladora. As diferenças entre os dois espectros de envoltórias refletem então a redução introduzida pelo sistema de transmissão sobre as flutuações da envoltória. Isto culmina na MTF, isto é, no fator de redução do índice de modulação em função da frequência moduladora.

A MTF de um sistema de transmissão sonora pode ser determinado de várias formas; a que nos interessa emprega um sinal de teste específico, através do qual o fator de redução da modulação é determinado sucessivamente para cada frequência moduladora. Esse sinal, que é produzido na posição em que estaria a boca do orador, consiste em uma portadora de ruído com intensidade de modulação de 100%. O índice de modulação encontrado na posição

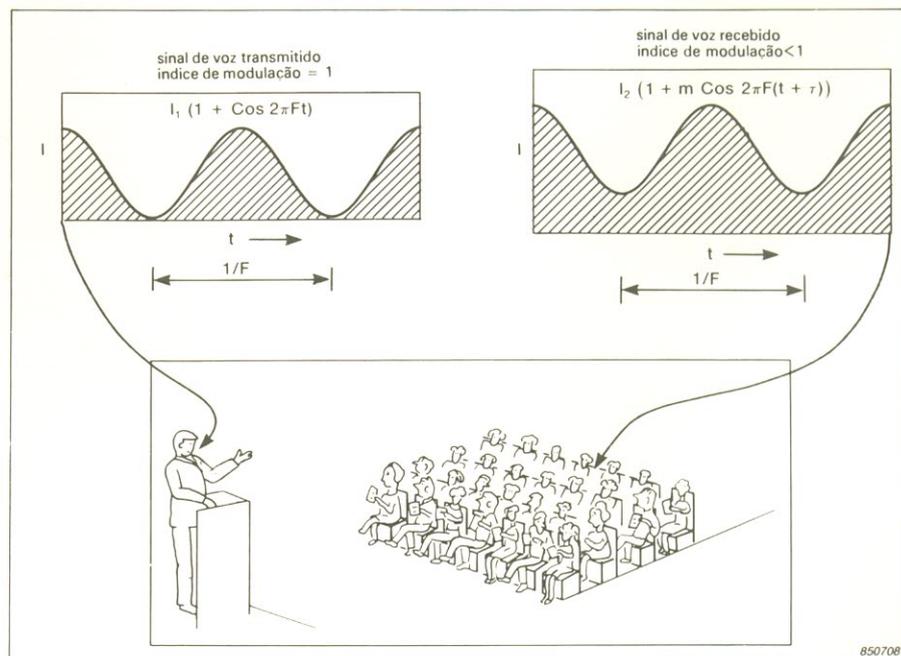


figura 1 — Exemplo de como o ruído ambiente e a reverberação podem reduzir a modulação do sinal de voz.

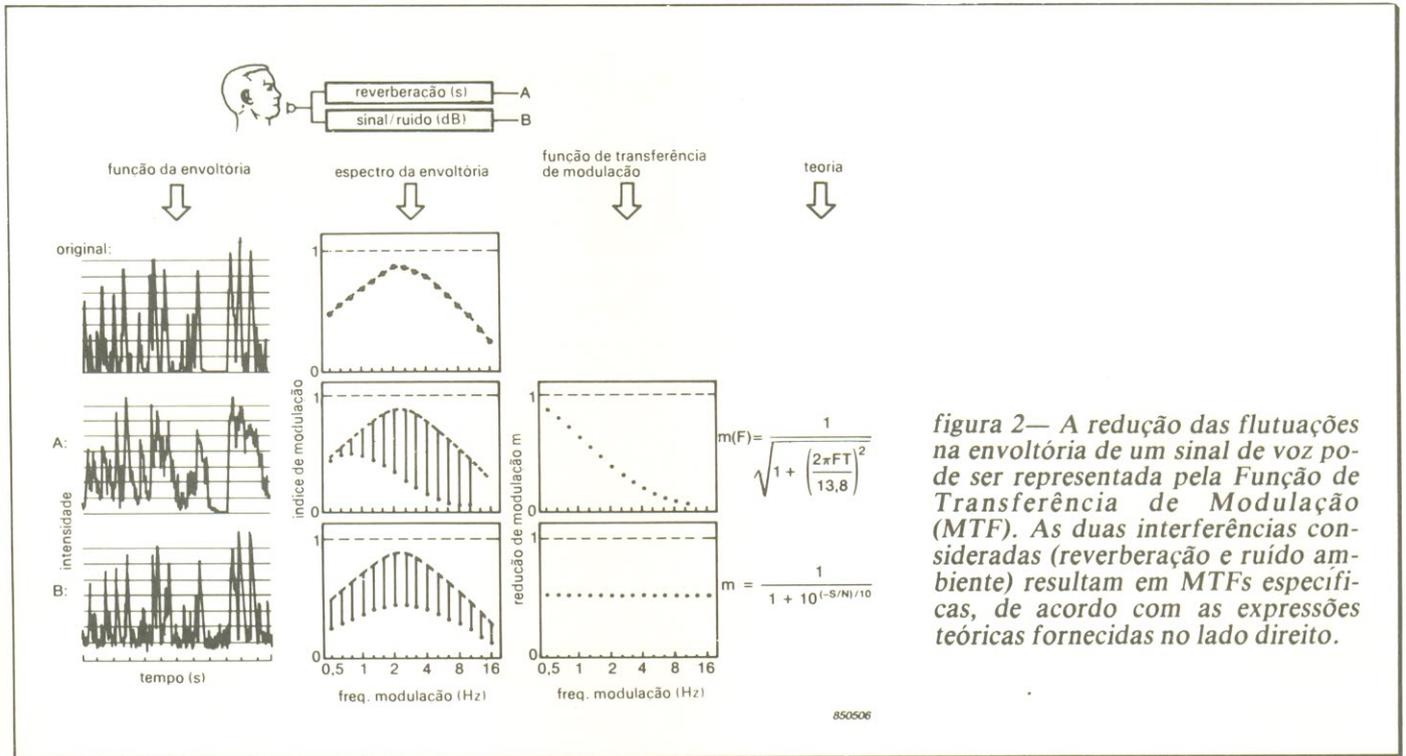


figura 2— A redução das flutuações na envoltória de um sinal de voz pode ser representada pela Função de Transferência de Modulação (MTF). As duas interferências consideradas (reverberação e ruído ambiente) resultam em MTFs específicas, de acordo com as expressões teóricas fornecidas no lado direito.

do ouvinte reflete diretamente a função de transferência de modulação para aquela frequência moduladora em particular. A portadora é filtrada em sete oitavas e as medições são efetuadas em suas frequências centrais, de 125 Hz a 8 kHz.

Por meio desse análise, portanto, o desempenho de um sistema de transmissão sonora é quantificado através de uma família de curvas, um para cada oitava da portadora; cada curva, além disso, é definida por 14 pontos na escala de frequência moduladora (entre 0,63 e 12,5 Hz, em intervalos de 1/3 de oitava). Matematicamente, o fator redutor de modulação pode ser determinado pela seguinte fórmula:

$$m(F) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2\pi F T}{13,8} \right]^2}} \cdot \frac{1}{1 + 10^{(-S/N)/10}}$$

Como se vê, é o produto das duas fontes de interferência representadas individualmente na figura 2, com "T" dado em segundos e a relação sinal/ruído, em decibéis.

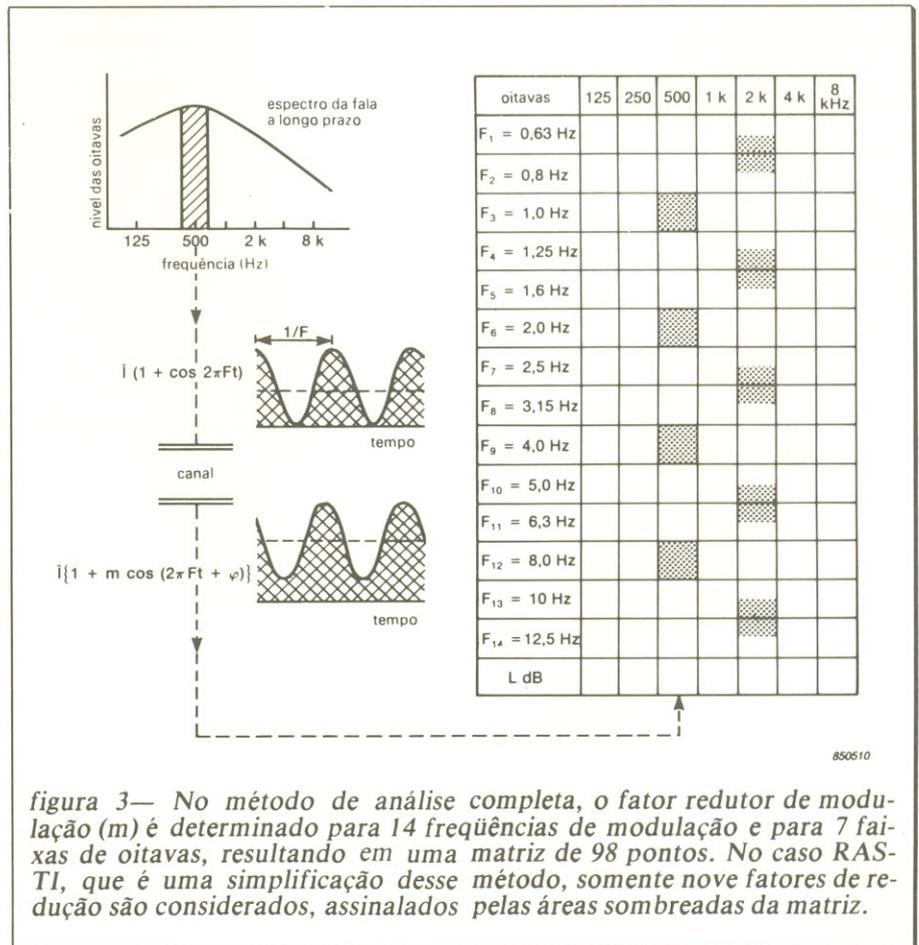


figura 3— No método de análise completa, o fator redutor de modulação (m) é determinado para 14 frequências de modulação e para 7 faixas de oitavas, resultando em uma matriz de 98 pontos. No caso RASTI, que é uma simplificação desse método, somente nove fatores de redução são considerados, assinalados pelas áreas sombreadas da matriz.

figura 4— Amostra da envoltória de intensidade em um segmento da fala humana (a). Modulação do sinal RASTI, aplicado à oitava de 2 kHz (b).

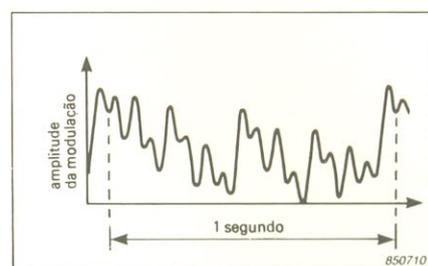
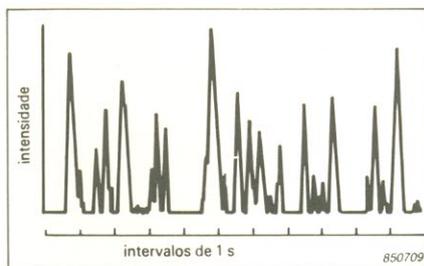


figura 5— Espectro da fala humana normal, dividido em oitavas e obtido a partir de uma média calculada a longo prazo; as medições foram feitas a 1 m de distância. As áreas sombreadas indicam as portadoras usadas no método RASTI.

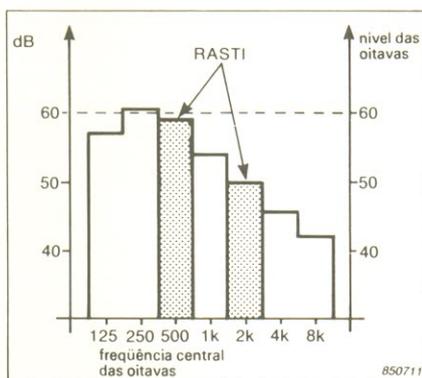
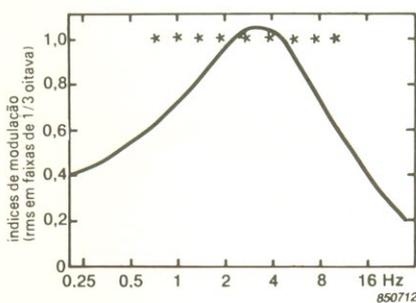


figura 6— Curva que mostra o espectro de modulação da fala humana. As freqüências discretas de modulação utilizadas no método RASTI estão assinaladas por “*”. Quatro freqüências de modulação são aplicadas na oitava de 500 Hz e cinco na de 2 kHz.



Uma vez quantificado o desempenho do sistema por uma família de curvas MTF, compreendendo $7 \times 14 = 98$ valores, permanece a questão de como converter esse conjunto de dados em um único índice que represente o efeito desse sistema sobre a inteligibilidade da voz. Para isso criou-se o STI ou Índice de Transmissão de Voz, que é obtido transformando-se cada um dos 98 valores de “m” em uma relação sinal/ruído aparente, independentemente do tipo de distúrbio que originou o valor m. Assim sendo, tudo se passa como se apenas o ruído ambiente provocasse a interferência na fala, permitindo que cada família de curvas MTF seja convertida em um valor STI, sem ambiguidades. Todo o processo aparece bastante resumido na figura 3.

Ométodo RASTI

O novo processo de medida da inteligibilidade da fala adota os mesmos princípios; mas como a série de 98 pontos é normalmente considerada desnecessária para a grande maioria dos casos práticos atuais, ele representa uma opção mais rápida e simples. O índice resultante dessa simplificação foi batizado de RASTI (STI rápido), tendo por base os nove pontos sombreados da fig. 3. Dessa forma, a análise limita-se a apenas duas oitavas (com freqüências centrais de 500 Hz e 2 kHz) e a quatro ou cinco freqüências moduladoras em cada oitava. Empregando transmissores e receptores de sinais artificiais, simulando a fala humana, esse método permite obter os valores STI em menos de 10 segundos.

Como esse método consiste em medir a redução da modulação em um sinal de teste, este deve possuir certas características representativas da voz humana. Na figura 4a pode-

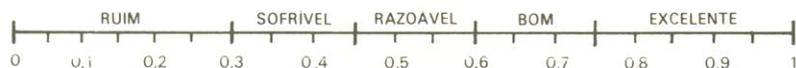


figura 7— Os níveis RASTI comparados a uma tabela de inteligibilidade subjetiva.

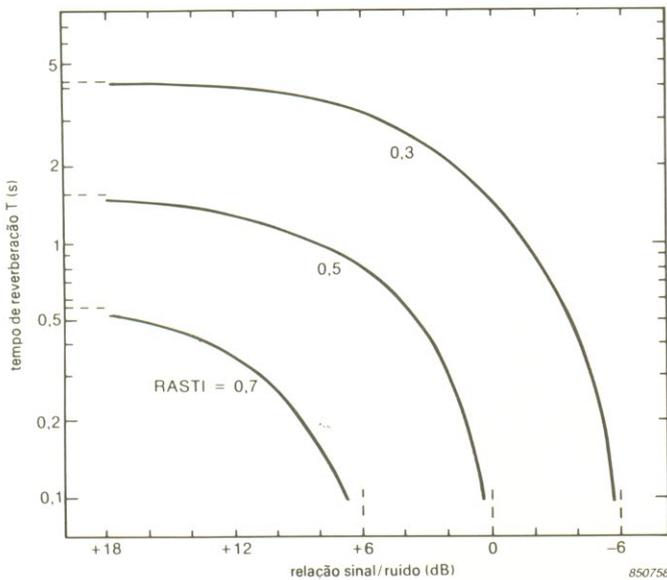


figura 8— Curvas iso-RASTI que mostram como diferentes combinações de relação sinal/ruído e tempo de reverberação podem proporcionar os mesmos valores RASTI.

mos ver o exemplo de um sinal real de voz e na 4b a envoltória de modulação do que é empregado no método RASTI — uma portadora de ruído modulada em intensidade. O sinal artificial foi projetado para simular o original principalmente na portadora e nas modulações de intensidade em baixas frequências.

Dessa forma, o sinal RASTI consiste em duas oitavas de ruído rosa com limitação de faixa e centradas em 500 Hz e 2 Hz. Os níveis nessas oitavas foram selecionadas para equivaler aos níveis médios encontrados na fala normal, ou seja, 59 dB em 500 Hz e 50 dB em 2 kHz, a 1 metro de distância. É o que mostra a figura 5, juntamente com o espectro da voz humana dividido em oitavas e levantado a partir de observações feitas a longo prazo. Quanto às modulações de baixa frequência presentes em nossa fala, são simuladas pelo sinal de teste através das 9 frequências discretas de modulação de que já falamos, situadas entre 1 e 11,2 Hz; como se vê na figura 6, essas frequências realmente cobrem a faixa existente na voz humana.

Para medir o valor RASTI de um ambiente, transmite-se o sinal de teste do ponto em que o orador deveria estar, com o objetivo de avaliar o índice de redução de modulação para cada uma das 9 frequências

moduladoras. Os nove índices de redução obtidos são interpretados, então, como se fossem causados apenas pelo ruído ambiente — exatamente como no processo tradicional. Em seguida, calcula-se as relações S/R aparentes que teriam causado sozinhas aquelas reduções de modulação, a fim de extrair o valor RASTI, que é simplesmente a média aritmética desses valores. Uma vez normalizado, ele surge como um índice que varia entre 0 e 1, servindo como medida aproximada da inteligibilidade da voz. Pode ser até mesmo associado, como se vê na figura 7, a níveis subjetivos de qualidade de reprodução da voz.

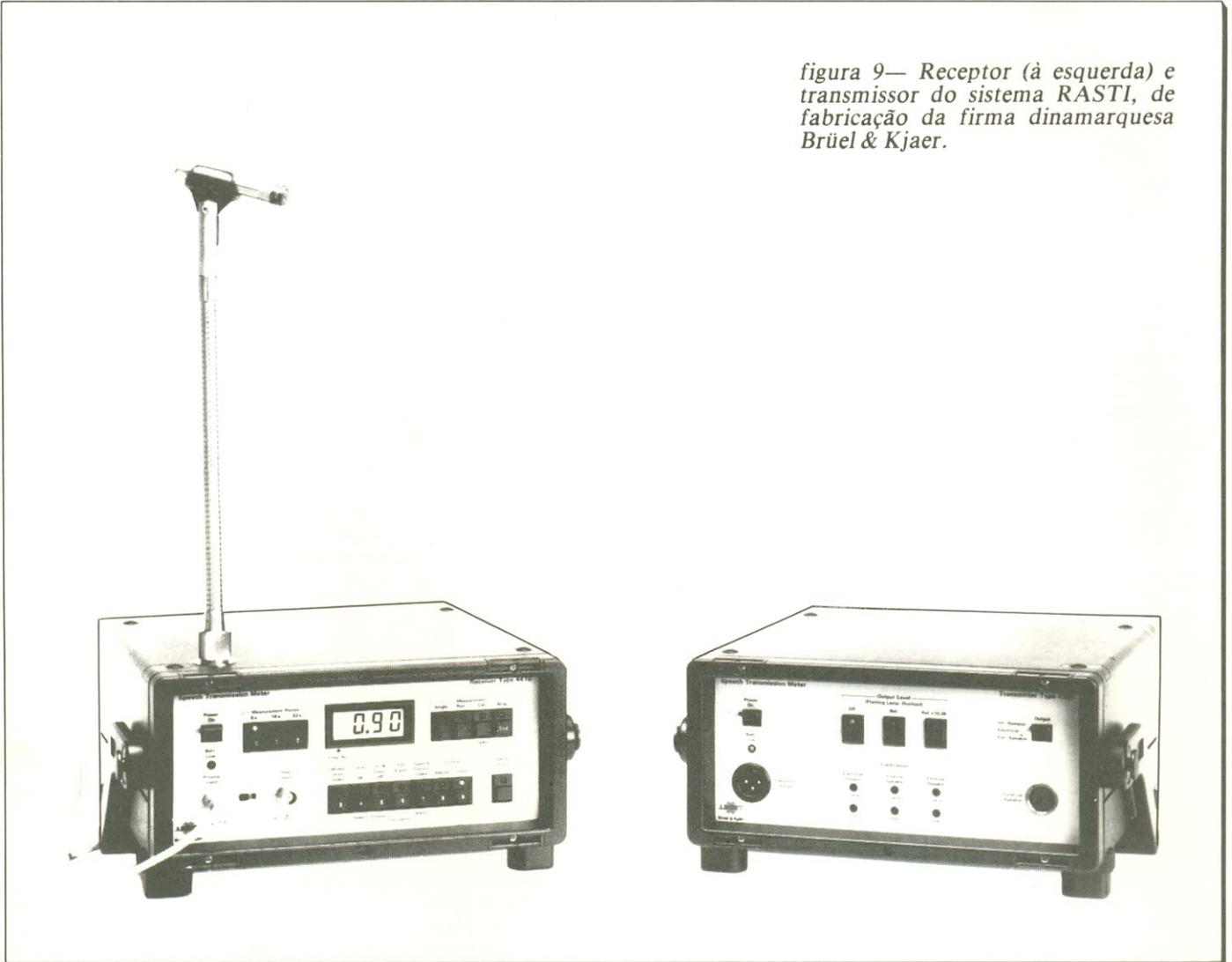
O índice de inteligibilidade também pode ser apresentado sob a forma de curvas como a da figura 8, denominadas “iso-RASTI”, levantadas em função dos dois fatores em que se baseia: reverberação e relação sinal/ruído. As curvas têm esse nome porque demonstram que o mesmo valor RASTI pode ser consequência de inúmeras combinações daqueles fatores. Na prática, é difícil precisar a contribuição relativa de cada fator na redução da modulação, mas sabe-se, por exemplo, que enquanto a relação S/R é função da posição do ouvinte, a reverberação depende tanto dessa posição como da do orador.

Nesse aspecto, alguma coisa pode ser estimada observando-se a MTF ou função de transferência de modulação. Em geral, se o fator predominante for o ruído de fundo, as curvas MTF serão planas, já que ele afeta a modulação da mesma forma em todas as frequências moduladoras. Mas se a reverberação predominar, as curvas terão uma inclinação negativa, porque as rápidas flutuações da envoltória de intensidade tornam-se mais “borradas”, em comparação com as flutuações mais lentas; assim sendo, a redução na modulação é maior nas frequências moduladoras mais elevadas.

Aplicações e limitações

O sistema, como é óbvio, pode ser aplicado nos mais variados ambientes e situações, desde que haja alguém que fale e queira ser ouvido. É o caso de escolas, teatros, igrejas, auditórios em geral, como ou sem sistemas de amplificação. Aplica-se também à avaliação dos sistemas de AP ou amplificação pública, em aeroportos, estações ferroviárias e rodoviárias e indústrias. Na figura 9 podemos ver o aspecto do equipamento utilizado no método RASTI.

figura 9— Receptor (à esquerda) e transmissor do sistema RASTI, de fabricação da firma dinamarquesa Brüel & Kjaer.



Como não podia deixar de ser, o sistema apresenta também certas limitações quanto às condições de medida; são elas:

— o método assume uma transmissão linear; a distorção não linear e o ceifamento não são levados totalmente em conta;

— tons puros e intensos no espectro de fundo, fora das faixas de 500 Hz e 2 kHz, não foram previstos; além disso, o ruído de fundo deve ser razoavelmente “estático” durante as medições;

— o tempo de reverberação do ambiente não deve ser demasiadamente dependente da frequência.

Caso tais requisitos não sejam satisfeitos, os resultados obtidos não podem ser interpretados como medidas absolutas, embora possam ser comparados a outros, conseguidos nas mesmas condições.

Bibliografia

— *The modulation transfer function in room acoustics*. T. Houtgast e H.J.M. Steeneken, Technical Review nº 3/1985, Brüel & Kjaer.

— *RASTI: a tool for evaluating auditoria*, H.J.M. Steeneken e T. Houtgast, Technical Review nº 3/1985, Brüel & Kjaer.

— *Speech Transmission Meter type 3361*, Product Data type 3361, Brüel & Kjaer.

Dados e ilustrações gentilmente cedidos pela Brüel & Kjaer do Brasil Ltda.

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

MAIS ESCLARECIMENTOS

É a segunda vez que escrevo para Elektor. Da primeira vez foi com grande satisfação que enviei correspondência a essa revista, parabenizando-os e sugerindo algumas melhorias que realmente foram incorporadas nas edições seguintes.

Desta vez, no entanto, escrevo com um sentimento bastante diferente da primeira. Há algumas edições atrás houve um reajuste no preço do exemplar, que veio acompanhado de uma explicação dos editores sobre a razão do aumento. Sem dúvida foi necessário, pois a inflação estava novamente conosco e para manter o mesmo alto nível seria preciso elevar o preço. Para mim a explicação foi plausível e completamente aceita, já que o padrão continuava excelente.

Fiquei porém terrivelmente decepcionado ao adquirir a Elektor de maio e constatar a elevação do preço de Cz\$ 58,00 para Cz\$ 80,00, significando um reajuste de 37,93%. Um novo reajuste é perfeitamente aceitável, desde que este se coloque dentro dos níveis alcançados pela inflação no período considerado. É inadmissível, porém, um reajuste de quase 38%, se a inflação no mesmo período situou-se em torno de 23%. Pior ainda é constatar que, apesar da elevação do preço, o padrão de impressão tenha sofrido uma queda vertiginosa.

Será que não há mais consideração pelos leitores? Ou o pensamento dos editores (no Brasil) já se assemelha ao de alguns de nossos “homens públicos”, para quem só importa o próprio lucro, em detrimento dos direitos dos cidadãos? Sou assinante da edição inglesa de Elektor há 4 anos e estava para cancelar a assinatura devido ao aparecimento da edição em português. Por sorte não cometi esse erro pois, contrariamente à Elektor brasileira, em 4 anos sempre fui presenteado com a mesma qualidade da mundialmente respeitada Elektor, nunca tendo experimentado surpresas amargas.

A continuar como está, parece que vou desistir da compra da edição nacional. Nota-se nitidamente que, nós leitores, não estamos recebendo o mínimo respeito e consideração que nos são devidos. Percebe-se, também, infelizmente, que a Elektor está trilhando o mesmo caminho de tantas outras revistas do ramo. É lançada com excelente nível e, após conquistar os leitores, regride aos poucos em todos os seus parâmetros, tornando-se mais uma publicação medíocre, que acaba esquecida nas bancas de jornais desse nosso Brasil.

Leodir F. de Rosso
Curitiba — PR

Assim como publicamos e respondemos sua primeira carta, Leodir, que trazia muitos elogios (Elektor nº 5, novembro de 86), fizemos questão de tratar esta segunda da mesma forma. Não só porque é uma prática democrática, mas também porque pode servir para esclarecer uma série de pontos aos demais leitores.

Nós achamos, antes de mais nada, que você exagerou um pouco no exercício da generalização e não apenas uma, mas duas vezes. Em primeiro lugar, o índice de inflação citado por você (23%) é um valor médio, calculado com base em produtos de primeira necessidade e serviços gerais; não nos consta que papel de impressão, fotolito e serviços de gráfica estejam incluídos nesse índice (nem seria lógico, diga-se de passagem). Para se ter uma idéia, o papel couchê que vínhamos utilizando custava, na época do primeiro congelamento, cerca de 164 mil cruzados para cada edição da revista. Hoje em dia, ele passou a custar, na

mesma quantidade, 760 mil; o próprio papel que estamos utilizando agora (um offset de boa qualidade, aliás) não sai por menos de 590 mil por edição. Se tivéssemos optado por continuar com o mesmo papel, a Elektor nacional já estaria custando bem mais que 100 cruzados, pois o papel é um dos fatores que mais pesam no preço final.

Isto nos leva à segunda generalização feita em sua carta. Como é que a revista pode ter se tornado medíocre, se a fonte do artigo continua sendo a mesma, ou seja, a Elektor inglesa que você assina? Será que apenas a mudança do papel a tornou assim, de repente? Analise bem as coisas e veja que seu desabafo foi um tanto precipitado. Além do mais, a Elektor importada continua custando bem mais que a brasileira (afinal, ela tem que ser paga em dólares, assim como os impostos de importação) e passou por épocas em que o papel em que era impressa estava longe da qualidade usual da publicação. Será justo, então, colocar a Elektor na vala comum das publicações mal sucedidas única e simplesmente pelo papel em que vem impressa?

Feitas essas considerações, Leodir, passe por uma banca de jornais e informe-se sobre o preço de publicações similares à nossa; melhor ainda, pergunte ao jornalista quanto custavam essas mesmas publicações na época do congelamento. Nós fizemos a pesquisa e podemos lhe poupar esse trabalho; veja só:

	preço no congelamento	preço atual	reajuste
revista “A” de informática	14,00	75,00	5,35 vezes
revista “B” de informática	18,00	50,00	1,77 vez
revista “A” de eletrônica	16,00	70,00	4,37 vezes
Elektor nacional	25,00	96,00	3,84 vezes

Não citamos nomes por motivos éticos, mas o que aí está pode ser comprovado no mercado, a qualquer hora. Repare que apenas a revista “B” de informática conseguiu “segurar” seu preço; mas há uma boa explicação para isso: ela faz parte de

um grande grupo de publicações, juntamente com um jornal de circulação nacional e é impressa em gráfica própria. Ela continua, inclusive, utilizando couchê e pode aceitar anúncios em cores no miolo, além das capas. Já as revistas "A" de eletrônica e informática pertencem a editoras de porte pequeno ou médio, como a Publitrone; seus reajustes foram ainda maiores que o de Elektor e nenhuma é feita em papel couchê, atualmente.

Tudo o que foi exposto nos permite tirar uma série de conclusões:

1. É perigoso generalizar, sejam índices de inflação ou critérios de qualidade;

2. Antes de fazer deduções apresentadas sobre o preço de uma publicação, é melhor consultar o mercado, informar-se sobre o que está acontecendo à sua volta;

3. Que a Elektor depende muito de seus leitores para sobreviver no Brasil; ela tem pouquíssimos anúncios e não dispõe do respaldo de grandes grupos financeiros ou editoriais (nem mesmo da Elektor internacional);

4. Que o aumento sofrido pela revista foi apenas o estritamente necessário para mantê-la todo mês nas bancas, com a mesma qualidade editorial (afinal, a fonte dos artigos, o fotolito e a gráfica continuam os mesmos);

5. Que temos, sim, muito respeito e consideração pelos nossos leitores; além de acharmos que essa prática do "dá e tira" não funciona mais com o consumidor brasileiro, nunca deixamos de dar satisfações a todos sobre os reajustes e seus motivos. Sem falar que estamos acrescentando coisas à revista e não retirando; e passamos a adaptar montagens para a realidade nacional, pois várias delas jamais poderiam ser aproveitadas pelo leitor brasileiro da forma como são publicadas no exterior;

6. Por fim, sabemos que o destino dos mediocres é o esquecimento; temos o exemplo de muitas publicações que tiveram esse fim e nunca pensaríamos em iniciar um projeto do porte de Elektor no Brasil sem algo mais ambicioso em mente.

SUGESTÕES

Venho através desta parabenizá-los pela excelente qualidade dos ar-

tigos publicados nessa revista, sempre muito bem detalhados e de fácil compreensão para praticantes da eletrônica de todos os níveis, sejam técnicos, universitários ou hobbistas e aficionados. Aproveitando a ocasião, gostaria de dar uma sugestão que acredito ser um assunto de grande interesse para muitos leitores, mas pouco explorado por publicações do gênero. Gostaria de ver publicada nessa revista uma matéria sobre *plasma*. É um assunto que começa a ser divulgado no Brasil, principalmente depois da aprovação da criação do Laboratório Nacional de Plasma, divulgado pela imprensa (...)

Paulo S. B. Carreteiro
Campinas — SP

Não poderia apenas transmitir-lhes que a edição brasileira de Elektor está ótima, porque ainda seria pouco. A Elektor, desculpe o termo, botou as outras revistas de eletrônica "prá correr".

Desejo expressar-lhes meu interesse no livro *Elektor Formant Synthesizer* e gostaria de saber se ele será realmente publicado. Acompanhando a seção Correio, pude ver que vários leitores se interessaram pelo livro e por circuitos de música eletrônica em geral.

Como sugestões para a revista posso citar:

— projeto de instrumentos musicais eletrônicos, assim como acessórios para esses instrumentos;

— projetos de instrumentos para a banda do técnico/hobbista;

— circuitos de áudio em geral.

Hazellepony M. Siyevieftonn
Sumaré — SP

Em primeiro lugar, venho perguntar o seguinte: na capa da edição nº 7 de Elektor aparecem 4 equipamentos, sendo que no lado direito são três, um em cima do outro; o primeiro aparelho de baixo para cima é um freqüencímetro? Se é, será que terei o prazer de ver esse projeto nas páginas da revista?

Em segundo lugar, venho reforçar o pedido do leitor Flávio Rabelo de Deus (Correio Elektor nº 7, pág. 7), para que vocês publiquem o *Elektor Formant*, um sintetizador monódico bastante sofisticado, cujo livro dá algumas idéias de como convertê-lo em polifônico.

Em terceiro lugar, venho elogiar o projeto "Ritmos (micro) programáveis", publicado no nº 8; um bom projeto, além de inédito. Como posso introduzir "breques" e outras refinações de estilo na listagem que é apresentada na revista?

Em quarto lugar, quero elogiar também o artigo "Reguladores integrados de tensão — 1ª parte", onde vocês destrincham o integrado 723; espero que a 2ª parte seja melhor ainda. Elogio ainda o artigo "Sintetização digital do som", muito bem elaborado e dividido. Posso encarar esse artigo como o primeiro de uma série onde serão apresentados circuitos sintetizadores de sons? (...)

Marcelo Martins Santos
Rio de Janeiro — RJ

Como se vê, o áudio continua sendo um dos temas mais requisitados pelos leitores de Elektor. Existe, além disso, uma grande expectativa em torno do lançamento do sintetizador *Formant*. Asseguramos que essa montagem deverá ser publicada em breve por nós, mas não sob a forma de livro e sim numa série de artigos — exatamente como ocorreu originalmente no exterior. Estamos, como de hábito, procurando adaptar algumas partes do sintetizador à realidade do nosso mercado; aguardem.

Quanto ao aparelho que você viu na capa do nº 7, Marcelo, é realmente um freqüencímetro e dos mais sofisticados; ele é controlado por microprocessador, possui programa gravado em memória e um visor alfanumérico fluorescente. Gostaríamos de já tê-lo lançado, mas esbarramos na inexistência de alguns componentes no Brasil; um bom exemplo é o visor, de fabricação japonesa e caríssimo de se importar. Mas estamos de olho no mercado e, logo que surgir uma oportunidade (como um equivalente, por exemplo), o freqüencímetro poderá sair na Elektor brasileira com todos os componentes "viáveis".

A matéria sobre *plasma* sugerida por você, Paulo, também é de grande interesse. Vamos nos documentar adequadamente sobre o assunto e então publicaremos um artigo completo na seção *Selektor*; pode aguardar.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

A versatilidade do Videowall

A Feira de Utilidades Domésticas, realizada pela 37ª vez este ano, é há tempos o evento reservado para os grandes lançamentos da eletrônica de lazer e consumo. Desta vez as atenções voltaram-se para o Videowall, que todo mundo já deve ter visto em filmes de feiras japonesas, mas nunca "ao vivo". Como o próprio nome diz, ele é uma "parede de vídeo", sendo formado por 54 cinescópios em cores, agrupados em módulos de 9 unidades, os quais podem atuar independentemente; em certos casos, pode substituir com vantagens os telões gigantes.

Por trás disso está, como é óbvio, um computador que controla imagens provenientes de várias fontes, como videodiscos, videocassetes, câmeras de TV e sinais de emissoras comerciais – e proporciona assim os mais incríveis efeitos. Ele pode por exemplo, reduzir ou ampliar imagens fixas ou móveis, intercalar essas imagens, apresentar várias cenas diferentes ou ocupar todos os monitores com uma única cena. O coração de cada módulo é o CDI, ou controlador digital de imagens, que recebe os sinais das diversas fontes e os digitaliza para apresentá-los nos monitores. Os CDIs, por sua vez, são comandados por um computador, que também é responsável pelas fontes de sinais.

O Videowall não foi lançado para uso individual, obviamente; sua função é principalmente promocional, tanto para instalações fixas como itinerantes. Ele visa grandes lojas de departamentos, eventos, exposições, feiras, centros de lazer, entre outros locais, onde pode apresentar programas especiais intercalados com comerciais

próprios ou de terceiros. Ou, então, divulgar determinados produtos ou servir como uma espécie de áudio-visual público. O sistema foi tecnicamente implementado pela Philips e está sendo comercializado, em regime de locação, pela empresa Playmarket, que cuidará de todos os aspectos do equipamento.

França já apresenta o sucessor do GaAs

Mal o arsenieto de gálio encontrou seu lugar ao sol (veja o artigo "Os limites do silício", na Elektor nº 11), e já tem esse lugar ameaçado por novos materiais em desenvolvimento. A notícia vem dos laboratórios franceses da Thomson-CSF, em Orsay, local próximo a Paris: seus pesquisadores criaram o primeiro transistor FET que utiliza a liga GaInAs (arsenieto de gálio-fosfeto de índio), voltado para aplicações de altíssima frequência. Nos testes efetuados, o novo componente demonstrou proporcionar um ganho de 10 dB em 18 GHz – passando a ser considerado, assim, o elemento mais eficiente para tal aplicação.

Na prática, isto significa satélites e radares com sistemas de comunicação mais sofisticados, formados por antenas minúsculas e circuitos praticamente imunes a interferências meteorológicas. A empresa estima que a nova liga deverá substituir o GaAs puro até o final do século, graças à maior mobilidade de elétrons que ela permite. Primeira entre as pesquisas industriais na França, a Thomson-CSF investe anualmente cerca de 1 bilhão de dólares nessa área.

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

Tendências para os micros profissionais no Brasil

Uma empresa nacional de consultoria, a Schlochauer & Associados, representante da norte-americana Frost & Sullivan, deu início à série de relatórios "Pesquisas de Mercados Brasileiros", a exemplo do que já vinha divulgando sobre o mercado da Europa e Estados Unidos. A primeira delas, ainda em fase de tabulação preliminar, foi intitulada "O mercado brasileiro de microcomputadores profissionais – 1980/1990".

Montada a partir de entrevistas com 150 entidades da área, em todo o país, ela já revela uma série de dados interessantes sobre a situação e o futuro dos micros de uso profissional. Os resultados podem ser resumidos a quatro pontos básicos:

1. Redução da taxa de crescimento do mercado, que vinha sendo de 100% ao ano, desde 1980; calcula-se que a base instalada atual seja de 250 mil unidades, com um valor de venda de 600 milhões de dólares;

2. Concentração da oferta, com 5 empresas responsáveis por quase dois terços das vendas;

3. Domínio dos modelos de 16 bits compatíveis com o IBM PC, com o conseqüente declínio dos de 8 bits e dos que empregam os sistemas operacionais Apple-DOS e CP/M;

4. Por fim, uma previsão de abertura na reserva de mercado, talvez com a adoção do sistema argentino de *joint-ventures*, mas com o controle local.

A Schlochauer informa que o relatório final estará à disposição dos interessados a partir

deste final de mês. Mais informações poderão ser obtidas pelo telefone (011) 881-1800 ou pela caixa postal 21.151 – CEP 04698 – S. Paulo, SP.

Cursos e seminários de agosto

Acionamento eletrônico de motores síncronos e assíncronos – fundamentos para projetos, operação e manutenção; para técnicos e engenheiros eletricitistas e eletrônicos; período: 3 a 7/8.

Cargas elétricas industriais: harmônicos, flicker e interações com a concessionária; para técnicos e engenheiros eletricitistas e eletrônicos; período: 10 a 14/8.

Controle carga-frequência; para técnicos e engenheiros eletricitistas e eletrônicos; período: 17 a 21/8.

Técnicas de computação gráfica; período: 4 e 5/8.

Inteligência artificial aplicada; período: 6 e 7/8.

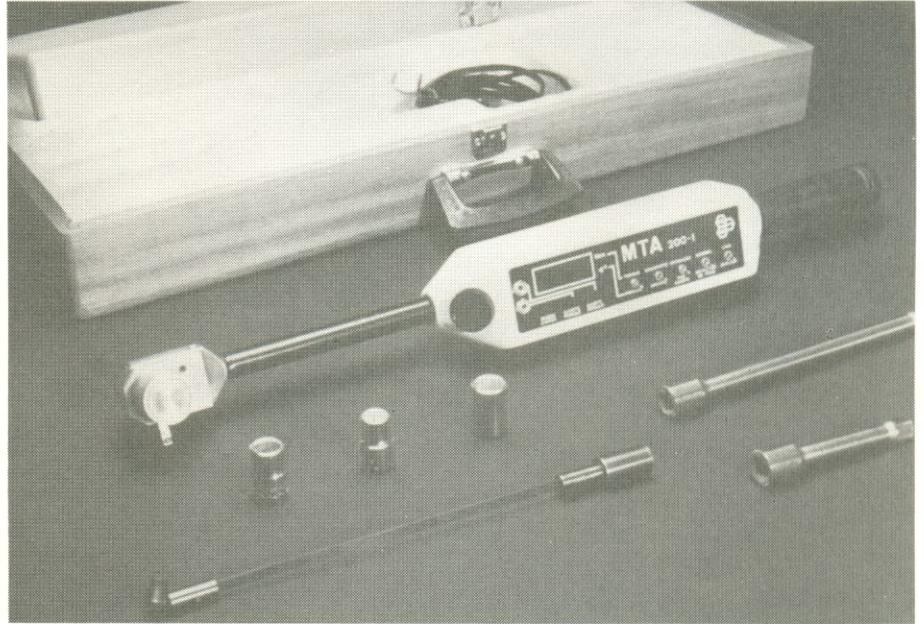
Todos os cursos e seminários acima são ministrados pela Conprove Engenharia Ltda.; caixa postal 3087, CEP 38400, Uberlândia, MG; fones (034) 235-4385 ou 236-5370; telex (061) 4104.

Elektor informa: a seção Teletipo já está aceitando avisos para cursos, seminários, palestras, etc. de todo o Brasil, desde que sejam enviados com 2 a 3 meses de antecedência e sejam tratados fundamentalmente de eletrônica (instrumentação, automação, *hardware*, CAD/CAM, projetos, etc.).

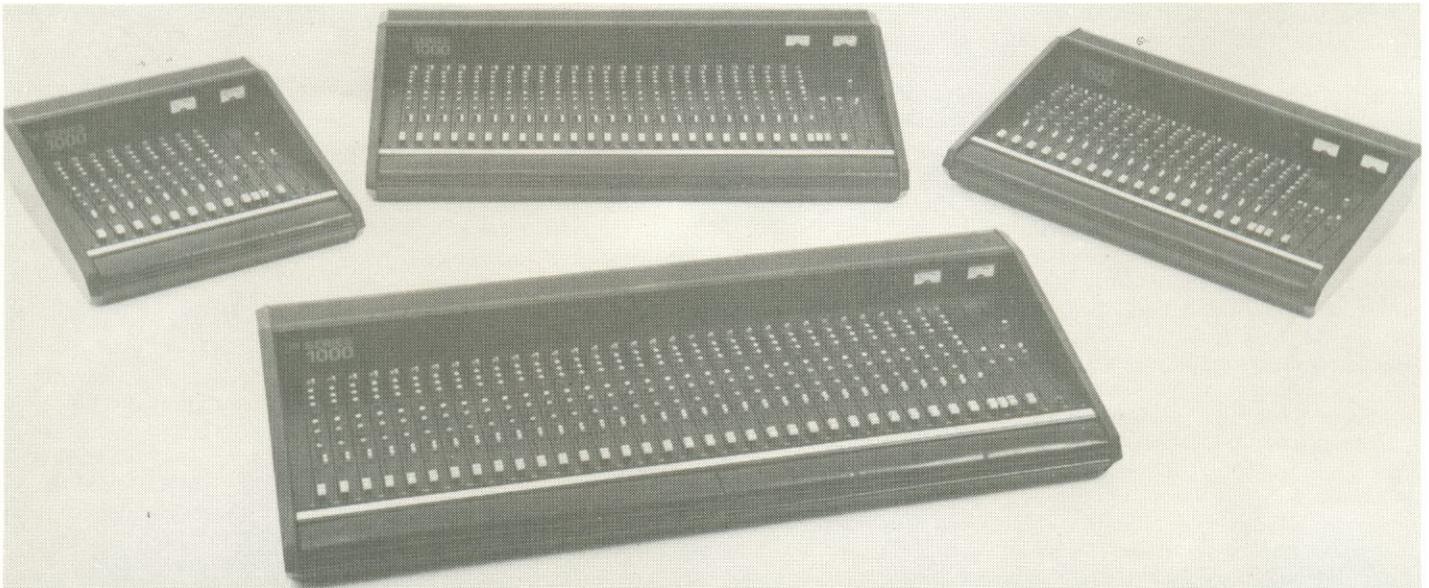
elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Chave torque-ângulo da Metalac

Mais que um simples torquímetro, esse novo lançamento da tradicional indústria de parafusos permite determinar com precisão o aperto correto de qualquer junta parafusada, empregando a conhecida relação entre o torque e o ângulo de rosqueamento. De uso manual, essa chave utiliza circuitos eletrônicos e um visor de LEDs para fornecer as leituras; um transdutor tipo *strain-gage* converte o esforço mecânico em sinais elétricos. Batizada de MTA 200-1, a ferramenta é comercializada em um estojo com acessórios e uma fita de videocassete que orienta o usuário em todas as aplicações possíveis e na utilização.



Mesas misturadoras nacionais



Elas fazem parte da nova Série 1000, mais um lançamento da Micrologic para o mercado de som profissional. São ao todo 14 modelos — sendo oito para PA ou teatro e seis para estúdios ou monitoração — com capacidades que variam entre 8 e 32 canais. Como vantagens, apresentam uma construção totalmente modular, boa robustez mecânica e preço inferior aos modelos importados.

Segundo dados fornecidos pela empresa, em todos os modelos a distorção é baixíssima (0,009% em 1

kHz e 0,02% em 10 kHz) e a separação entre canais adjacentes, bastante elevada (90 dB). Todos eles, além disso, partilham praticamente os mesmos recursos, tais como: entradas para efeitos especiais, *tape-decks* e toca-discos, além das entradas normais para microfones; equalização separada de graves, médios e agudos em cada canal e na saída *master*; monitor *pré-fader* e efeito *pós-fader*, que permitem, através de um único processador, obter efeitos para uma fonte de sinal, um grupo de fontes ou mesmo para todas as

fontes ligadas à mesa; controle de ganho individuais para os canais, com indicação de sobrecarga, a fim de evitar o ceifamento do sinal; controles *master* para efeitos e monitor e controles panorâmicos em todas as entradas de microfones; e entradas balanceadas eletronicamente.

A Micrologic informa ainda que o período de garantia de suas mesas é de 2 anos e que aceita encomendas de modelos específicos.

Mini anúncios

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

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

Compro coleção completa da revista Nova Eletrônica, bem como da Saber Eletrônica; pago bom preço — João Antonio Garibaldi; Av. Maria Dias, 236, Bebedouro, SP, CEP 14.700.

deletados; Cz\$ 600,00 — Eduardo Grachten; R. Barão do Triunfo, 380/706, Porto Alegre, RS.

Troco revista Be-a-bá da Eletrônica (nº 21 a 27) por Elektor (nº 1 a 4) — Hélio Tavares; caixa postal 1167, Salvador, BA, CEP 40010.

Monto fontes reguláveis de 1 a 25 V, 2 A; preço sob consulta — Mário Ilton Klegin; R. Alm. Tamandaré, 276, Trombudo Central, SC, CEP 89176.

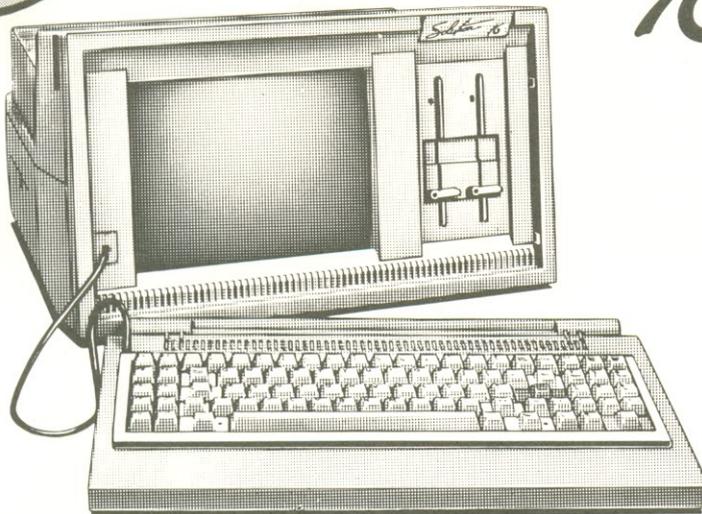
Vendo programa editor de disco para MSX em disquete; edita setores, procura palavras ou seqüências de bytes, apresenta diretório com setores ocupados e arquivos

Compro esquema elétrico do rádio faixa do cidadão Presidente Jack (40 canais) ou do Cobra 150 (120 canais) ou ainda do Cobra 148GTL e 140GTL — Wilson Couto C. Filho; Av. Prof. Plínio Bastos, 114, Rio de Janeiro, RJ, CEP 21021.

Elektor — Av. Ipiranga, 1100, 9º andar
CEP 01040 — São Paulo — SP

PROMOÇÃO
DE
LANÇAMENTO

Solution 16



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

- Memória RAM: 256 Kb expansível sem uso de slots a 512 Kb.
- Memória ROM 16 Kb.
- Vídeo fósforo verde de 12" com controle de intensidade. Alta resolução: 128.000 pontos.
- Teclado de 89 teclas com caracteres em português, 10 teclas de função e numérico reduzido.
- Microprocessador 8088 4,77 MHz.
- Discos flexíveis 2 unidades slim face dupla, com capacidade de 360 Kb.
- Porta paralela para impressora.
- Saída simultânea para monitor de vídeo colorido padrão RGBI.
- 2 slots de expansão.

SONORA INFORMÁTICA LTDA. REVENDEDOR EXCLUSIVO PROLÓGICA.

Loja 1 — Rua: Santa Ifigênia, 194 — Fones: 227-8533 — 227-8010

Loja 2 — Rua Santa Ifigênia, 313 — Fone: 220-0309

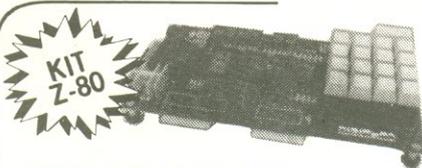
Show Room — Rua Santa Ifigênia, 194 — 1º andar — Fone: 227-8790

Escritório de Vendas — Fone: 229-7810.

LIVROS PETIT

- CIRCUITOS DE MICROS**
- Apple-TK-CP-IBMPC Cz\$ 470,00
- VIDEO-CASSETTE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA**
- Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL Cz\$ 360,00
- CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO**
- Micro de bancada, p/ prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina Cz\$ 318,00
- ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES**
- Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odissey Cz\$ 280,00
- MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES**
- Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE Cz\$ 280,00
- ELETRÔNICA DIGITAL**
- Teoria e Aplicação Cz\$ 180,00
- APRENDENDO ELETRÔNICA** Cz\$ 210,00
- TRANSMISSOR E GERADOR DE RF** Cz\$ 350,00
- TELEVISÃO**
- Teoria e Consertos-Cores/PB Cz\$ 230,00
- TV-CORES E PRETO E BRANCO - CONCERTOS**
- Com esquemas dos modelos estudado Cz\$ 240,00
- RÁDIO** - Teoria e Consertos
- Cis de Audio, FM, AM, OC, HI-FI, Estéreo Cz\$ 250,00
- SILK-SCREEN** - P/Eletrônica, camiseta, chaveiros, adesivos, etc Cz\$ 150,00
- NOÇÕES DE ELETROTÉCNICA PRÁTICA** Cz\$ 310,00
- REFRIGERAÇÃO E AR CONDICIONADO**
TEORIA PRÁTICA E DEFEITOS Cz\$ 310,00
- Atendemos pelo reembolso postal, com despesas possíveis por conta do cliente, pedidos mínimos de Cz\$ 20,00. Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.
CAIXA POSTAL 8414 - AG. CENTRAL
01051 - SÃO PAULO - SP
Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2º - cj. 208 - SP
CEP 01317 - Fone: (011) 36-7597



APENAS 25 OTN !

CHAME A DIGIPLAN

Acompanha manual, teclado c/ 17 teclas, display c/ 6 dígitos, 2K EPROM opcionais, interface paralela e serial

DIGIPLAN

Av. Lineu de Moura, 2050
S. José dos Campos - SP. - Tel (0123) 225970
CEP: 12200 - Caixa Postal: 224

**ESTE ESPAÇO
PODERIA SER
OCUPADO PELA
SUA EMPRESA**

PUBLICIDADE
fone: 227-3277

**ESTE ESPAÇO
PODERIA SER
OCUPADO PELA
SUA EMPRESA**

PUBLICIDADE
fone: 227-3277

**A SOLUÇÃO É ...
AMPLISON**

- * Caixa para kit de fonte de alimentação estabilizada
- * Caixa para kit de luzes rítmicas e sequenciais
- * Caixa para kit de amplificadores mono, stereo e módulo de potencia
- * Fornecemos modelos especiais em pequena quantidade, mediante desenho ou amostra
- * Prestamos serviços de: zincagem branca, zincagem preta, bicromatização e pintura.
- * PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

AMPLISON IND. E COM. LTDA.
Escritório de Vendas e Show Room:
Amplison Representações S/CLtda.
Rua 24 de Maio Nº 188 - Cj. 214
Fone: (011) 223-9442 - SP

ACABAMOS DE RECEBER NOVA REMESSA!

IC MASTER 1987 - 2 Volumes

É considerada a obra mais completa no assunto. Contém mais de 5.100 páginas, aborda integrados de mais de 150 fabricantes.

MANUAIS

SMALL-SIGNAL TRANSISTOR DATA - 1983 - Motorola
RF DEVICE DATA - 1986 - Motorola
FAST AND LS TTL DATA - 1986 - Motorola
RECTIFIERS AND ZENER DIODES DATA - 1985 - Motorola
TELECOMMUNICATIONS DEVICE DATA - 1985 - Motorola
CMOS/INMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA - 1986 - Motorola
MECL DEVICE DATA - 1985 - Motorola
LINEAR DATA BOOK - 1982 - National
LINEAR APPLICATIONS DATABOOK - 1986 - National
LOGIC DATA BOOK 2 Vols. - 1984 - National
VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK - 1982 - National
MOS MEMORY DATABOOK - 1984 - National
Book IC09N - TTL Logic Series - 1986 - Philips
Book IC10 - Memories MOS, TTL, ECL - 1986 - Philips
Book IC14 - Microprocessors, Microcontrollers and Peripherals Bipolar, MOS - 1985 - Philips
Book IC15 - FAST TTL Logic Series - 1986 - Philips
DESIGNER'S GUIDE HIGH-SPEED CMOS - 1986 - Philips
Book S11 - Microwave Transistors - 1985 - Philips
Book S12 - Surface Acoustic Wave Devices - 1984 - Philips
Book S14 - Liquid Crystal Displays - 1987 - Philips
THE TTL DATA BOOK - Vol. 2 - 1985 - Texas
OPTOELECTRONICS DATA BOOK - 1983/84 - Texas
LINEAR CIRCUITS DATA BOOK - 1984 - Texas
POWER PRODUCTS DATA BOOK - 1985 - Texas
MOS MEMORY DATA BOOK - 1986 - Texas

EQUIVALÊNCIAS DE TRANSISTORES E CIRCUITOS INTEGRADOS

TABLAS UNIVERSALES TOWERS PARA SELECCION DE TRANSISTORES - 3ª Edición - Towers
10.000 TRANSISTORES - Características y Equivalencias - Estrada
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS - 9ª Edición - Muiderkring
60.000 TRANSISTORES - Rede
2.000 TRANSISTORES FET - Características - Equivalencias - Aplicaciones - Estrada
DIODOS EQUIVALENCIAS - 4ª Edición - Muiderkring
SEMICONDUCTOR HANDBOOK - Parte 1 - Transistores - Muiderkring
SEMICONDUCTOR HANDBOOK - Parte 2 - Diodos, Diodos Zener, Tiristores, etc. - Muiderkring
TABLAS UNIVERSALES TOWERS PARA SELECCION DE CI LINEALES OPAMP - Towers
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES EQUIVALENCIAS CON DESIGNACION DE PATILLAS - Muiderkring
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES EQUIVALENCIAS CON DESIGNACION DE PATILLAS - Muiderkring
MANUAL DE EQUIVALENCIAS MUNDIALES DE CIRCUITOS INTEGRADOS - Tomo I - Garcia Perez
MANUAL DE EQUIVALENCIAS MUNDIALES DE CIRCUITOS INTEGRADOS - Tomo II - Garcia Perez
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES - Parte 1 - Série 7400-74139 con Equivalencias
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES - Parte 2 - Série 74141-74298 con Equivalencias
TABLAS DE CARACTERÍSTICAS Y EQUIVALENCIAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS (lineales) - Müller
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\$ 100,00 (VARIG: Cz\$ 500,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz\$ 10,00 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

THOR

PC/XT

O nome do PASSADO
O design do PRESENTE
A tecnologia do FUTURO



HARDWARE

GABINETE CENTRAL

Placa central

Microprocessador INTEL 8088 de 16 bits, com clock de 4.77 mhz, memória RAM com 640 kbytes, 8 slots para colocação de placas de expansão, sendo 7 "fullsize" e 1 "halfsize". Soquete para inserção do coprocessador 8087 (opcional). Na configuração básica ficam livres 6 slots, pois 1 é ocupado pela placa controladora de vídeo e o outro pela placa multi-interface.

Placa controladora de vídeo

2 saídas para vídeos com entrada composta, uma de média resolução e outra de baixa resolução, 1 saída RGB, para monitores policromáticos de alta resolução. Gerador de caracteres de vídeo com 256 caracteres no padrão BRASCII e conector para caneta ótica (lightpen).

Placa multi-interface

Controla até dois leitores de disco flexível dupla face e dupla densidade, contém 1 interface paralela no padrão CENTRONICS, 2 saídas seriais sendo a 2ª opcional, relógio de tempo real com bateria de back-up e conector para "joystick", mouse.

Fonte de alimentação

A fonte é de 195 watts com capacidade para alimentar o THOR PC/XT em sua expansão máxima. A fonte é chaveada para 110 ou 220 volts.

Teclado

O teclado possui 84 teclas e está no padrão QWERTY, com 15 caracteres de buffer.

PLACAS DE EXPANSÕES

As seguintes placas de expansões poderão ser instaladas no THOR PC/XT:

- controlador de disco rígido.
- placas emuladoras de terminal IBM (HIRMA).
- placa de comunicação remota com mainframe IBM.
- placas de rede local.
- placa GPIB — IEE488.
- conversor AD/DA.
- placa EGA.

MONITOR DE VÍDEO

Também fabricado pela ATS Tecnologia nas versões fósforo verde e âmbar

O monitor APOLO II, de 12" monocrômico possui controles frontais de brilho e contraste e tela antireflexiva — com entradas composta e RGB.

SUORTE AO USUÁRIO

Os produtos ATS são fornecidos através de seus revendedores autorizados, que além do auxílio nos projetos das configurações adequadas, estão capacitados a dar suporte necessário ao usuário, tanto em hardware como em software. Sem contar com a garantia de 6 meses, dado pela própria ATS Tecnologia.

COMPATIBILIDADE

THOR foi criado para ser totalmente compatível com a linha IBM-PC*/XT.

ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda
Alameda dos Jurupis, 896
Indianópolis — São Paulo — SP
CEP 04088 — Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS



SOM EM ALTA FIDELIDADE

NOVIK para você montar

MIDRANGES

Nas frequências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As frequências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.



WOOFERS

Alta compliância. Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético. Perfeito funcionamento em todos os níveis.



TWEETERS

De ampla dispersão angular. Agudos claros e suaves que se estendem além da faixa audível.

DIVISORES DE FREQUÊNCIA

Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.



“Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex”

SISTEMAS D.O.S.

DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da NOVIK

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes
NOVIK

