

Nº 9
abril
1987

elektor

Cz\$ 58,00

eletrônica



Compressor de áudio - Sistemas de modulação - CIs reguladores

C E L L F L E X



**NAS MELHORES CONDIÇÕES,
TODO MUNDO É BOM.
NAS PIORES, É QUE SÃO ELAS.**

Escolha a pior condição possível para usar Cellflex. Pode ser em equipamentos profissionais de VHF e UHF, telefonia rural, antenas fixas de repetidores para radioamadores, transmissores de AM, FM e TV ou circuitos fechados de TV.



Cellflex vai sair dessa brincando, porque é melhor construído e seus componentes são melhores, além de custar menos para ser implantado.

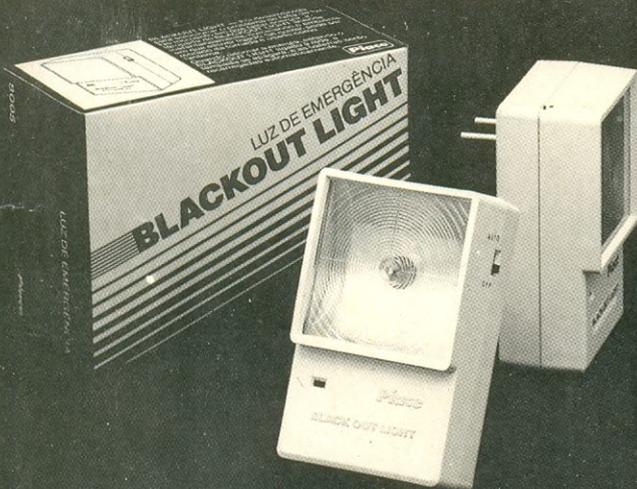
Cellflex - desafio é com ele mesmo.

kmP

Cabos Especiais e Sistemas Ltda.

BR 116/km 25 - Cx. Postal 146 - 06800 - Embú,
SP - Tel.: 011/494-2433 Pabx - Telex 011/33234
KMPL - BR - Telegramas Pirelcable

BLACKOUT LIGHT PIACE NÃO DEIXA VOCÊ NO ESCURO



BLACKOUT LIGHT PIACE é a luz de emergência que acende no momento em que faltar energia elétrica. Possui autonomia de 2 horas, e ao ser retirado da tomada, pode ser usado como lanterna. As baterias de NiCd são recarregáveis, bastando apenas deixar o BLACKOUT LIGHT PIACE ligado à rede elétrica por 24 horas.

Piace

Piace Companhia Industrial
SHOWROOM:
Av. Paes de Barros, 2609
Tel. (011) 274-7400 - S.P.

GERADOR ELETRÔNICO

Transforme Sua Bateria em 110V ou 220V CA

O inversor é um gerador eletrônico. Uma verdadeira tomada portátil inteligente. Ainda mais: Com a volta da energia sua bateria se carrega automaticamente e flutua (Automatic Charger).

Sua aplicação é indispensável em todos os campos:
Iluminação - Carro - Lanchas - Som - TV - Propaganda
- Sítios - Fazendas - Cataventos - Ônibus - Vídeo
Cassete - Computadores - Caixas Registradoras -
Hospitais - Prédios - Restaurantes.



Fabricamos qualquer tipo e
potência de inversor,
conversor de frequência e
conversor CC/CC chaveado.

ESTAÇÃO DE SOLDA DE 40W

- Temperatura regulável
 - Ferros de soldar são de 24 V com sensor de temperatura
 - Cabo de silicone
 - Sem picos
- FERROS DE SOLDAR 40 E 100 W**
especiais com cabo de silicone 12, 24, 48, 110 e 220 V

CIRCUITOS IMPRESSOS

- Sensibilização em plena luz do dia.
- Todo material necessário (para pronta entrega).
- Fabricação de circuitos impressos para protótipos em, pequena e média quantidade

DISCOVERY ELETRÔNICA LTDA.
RUA AMAZONAS DA SILVA, 378
FONES: 264-0334 e 264-1929
02051 — SÃO PAULO

FALANDO DE LIVROS...

se você tem interesse em livros técnicos, vale a pena fazer uma visita às nossas lojas e conhecer o que temos sobre:

- Antenas e Propagação
- Componentes Eletrônicos
- Dicionários
- Eletroacústica
- Eletrônica
- Fontes de alimentação
- Informática
- Radioamadorismo e PX
- Manuais de Serviço (Rádio, TV, VC)
- Mecânica
- Medidas e Provas
- Radiocomunicações
- Rádio-recepção
- Semicondutores e Válvulas
- Segurança
- Televisão
- etc.

LOJAS DO LIVRO ELETRÔNICO

SP - R. Vitória 383 - fone 221-0683,
01210 - S. Paulo
RJ - Av. Mal. Floriano, 143 - Sobreloja,
fone 223-2442 - Rio de Janeiro.

FALANDO DE ESQUEMAS...

A ESBREL dispõe de mais de 32.000 esquemas avulsos, nacionais e importados, de Rádios, TV, Som, Videocassetes, etc. para servir aos técnicos reparadores.

ESBREL - Esquematca Brasileira de Eletrônica

R. Vitória 391 - fone 221-0683 -
S. Paulo, SP
Av. Mal. Floriano 143, s/loja,
sl. 223-2442 Rio, RJ.

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

PUBLICIDADE
fone: 229-8688

CURSO SIGMA Σ eletrônica microprocessadores

O CURSO QUE COLOCARÁ VOCÊ E SUA
EMPRESA FRENTE DA MAIS MODERNA
TECNOLOGIA

- Microprocessador Z-80/8080/8085 (Hardware e Assembler)
- Projetos de Micro Processadores
- Curso de Assembler
- Curso de Hardware e Assembler para MSX
- Curso de projetos de Gravador de Eprom para MSX
- Manutenção da linha MSX
- Manutenção da linha Apple

CURSO SIGMA

há 6 anos no aprimoramento técnico industrial

SP - R. Madre Cabrini, 87 - Tel. 572.7758
CEP - 04020 - São Paulo

RJ - R. Sampaio Viana, 232 - TEL.: 293.4659
CEP - 20261 - Rio de Janeiro

Para maiores informações solicite catálogo informativo:

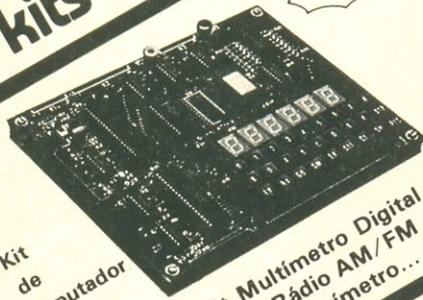
Nome: _____
Endereço: _____
Cidade _____ Estado _____ CEP _____
Empresa _____
Cargo _____ Tel: _____

Cursos técnicos!

- eletrônica básica
- eletrônica digital
- áudio e rádio
- televisão pb/cores
- programação basic
- programação cobol
- análise de sistemas
- microprocessadores
- eletrotécnica
- instalações elétricas
- refrigeração e ar condicionado

kits exclusivos!

Z-80



- Kit de Microcomputador e mais
- Kit de Televisão
- Kit de Refrigeração
- Kit Digital Avançado
- Kit Multímetro Digital
- Kit de Rádio AM/FM
- Volt Amperímetro...

courses por correspondência intensivos! dinâmicos!

OCCIDENTAL SCHOOLS
 cursos técnicos especializados
 Alameda Ribeiro da Silva, 700
 01217 São Paulo SP
 Fone: (011) 826-2700

SOLICITE MAIORES INFORMAÇÕES SEM COMPROMISSO!

OCCIDENTAL SCHOOLS
 CAIXA POSTAL 30.663
 01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber, gratuitamente, o catálogo ilustrado do curso de: _____ indicar o curso desejado

Nome _____ no _____

Endereço _____

Bairro _____ Cidade _____ Estado _____ CEP _____

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
 fone: 229-8688

BUSS



- Telefonia
- Informática
- Telecomunicações
- Industrial
- Alarme
- Ultra-Rápido
- Rápido
- Retardo
- 20 AG — 3 AG — NGH
- NGK — GMT — HTL

Fusíveis de alta confiabilidade
 Av. Ricardo Medina Filho nº 741
 Fone: 831-7951

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 REVENDADORES

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!

IC MASTER 1987 — 2 Volumes

Contém mais de 5.100 páginas, aborda integrados de mais de 150 fabricantes, é considerado a obra mais completa no assunto. Cz\$ 6.390,00

PROJETOS DE FONTES CHAVEADAS

por Luiz Fernando Pereira de Mello

Este livro tem por finalidade, atender as idéias fundamentais necessárias à execução de um projeto de Fontes Chaveadas, desde a simples concepção até o cálculo de componentes, como indutores e transformadores e dimensionamento de diodos e traço.

A intenção é permitir que o leitor interessado na parte prática e de construção de Fontes Chaveadas, tenha a possibilidade de projetar indutores e transformadores específicos para essas fontes Cz\$ 235,00

MANUAIS

MANUAIS	Cz\$
ECG SEMICONDUCTORS MASTER	
REPLACEMENT GUIDE — 13th Edition	620,00
COMPONENT DATA CATALOG 1986 — Intersil	780,00
CMOS LOGIC DATA — 1985 — Motorola	460,00
LINEAR DATA 1982 — National	950,00
LINEAR APPLICATIONS DATABOOK — 1986 — National	950,00
BOOK IC10 — Memories MOS, TTL, ECL — 1986 — Philips	325,00
THE TTL DATA BOOK — Vol. 2 — 1985 — Texas	750,00
LINEAR CIRCUITS DATA BOOK — 1984 — Texas	690,00
MOS MEMORY DATA BOOK — 1986	490,00
POWER PRODUCTS DATA BOOK — 1985	490,00
HIGH-SPEED CMOS LOGIC DATA BOOK — 1984	500,00

FILTROS

FILTROS	Cz\$
ACTIVE FILTERS FOR COMMUNICATIONS AND INSTRUMENTATION — Bawron/Stephenson	937,00
FILTERING IN THE TIME AND FREQUENCY DOMAINS — Blinchikoff	2.593,80
INTRODUCTION TO ADAPTIVE FILTERS — Haykin	1.310,40
NETWORK THEORY AND FILTER DESIGN — 2nd Edition — Aatre	833,80
HANDBOOK OF FILTER SYNTHESIS — Zverev	3.297,80
MECHANICAL FILTERS IN ELECTRONICS — Johnson	1.870,00
DESIGNING DIGITAL FILTERS — Williams	1.965,00
DIGITAL FILTERS — 2nd Edition — Hamming	2.010,00
ADAPTIVE FILTERS — Cowan/Grant	1.933,80
INTRODUCTION TO FILTER THEORY — Johnson	1.418,00
ADAPTIVE FILTER THEORY — Haykin	2.400,00
DESIGN TABLES FOR DISCRETE TIME NORMALIZED LOW-PASS FILTERS — Lacroix/Witte	1.540,00
ELECTRIC FILTERS — Hasler/Neiryneck	2.288,00
MODERN FILTER THEORY AND DESIGN — Temes/Mitra	2.574,00

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS	Cz\$
AMPLIFICADOR OPERACIONAL — Lando/Alves	155,00
LOGICA Y TEORIA DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y LINEALES — Tracton	231,00
HANDBOOK OF INTEGRATED-CIRCUIT OPERATIONAL AMPLIFIERS — Rutkowski	956,00
FEEDBACK AMPLIFIER PRINCIPLES — Rosenstark	1.001,00
UNDERSTANDING IC OPERATIONAL AMPLIFIERS — 2nd Edition — Melen/Garland	393,80
IC OP-AMP COOKBOOK — 3rd Edition — Jung	659,00
OPERATIONAL AMPLIFIERS AND LINEAR INTEGRATED CIRCUITS — 3rd Edition — Coughlin	1.815,00
OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUITS DESIGN AND APPLICATION — Johnson/Jayakumar	1.965,00
OP-AMPS AND LINEAR INTEGRATED CIRCUIT TECHNOLOGY — Gayakwad	1.815,00

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

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio	7
Mini-anúncios	8
Teletipo	9
Serviço de placas	37
Mercado	63
Selektor	64

TECNOLOGIA

Sistemas de modulação - 1ª parte	22
Conheça todos os principais processos de modulação analógica, começando por DSB, DSSC e SSB	
<i>O que é potência?</i>	32
Que tal revisar velhos conceitos, agora explicados de forma mais "madura"?	
Rumo à super TV	55
O que podemos esperar da televisão na próxima década, caso americanos, japoneses e europeus entrem em acordo	
Sintetização digital do som	58
Os bits podem não só criar e simular sons, mas também modificar aqueles gerados naturalmente; veja como isto é feito, em suas várias versões	

MONTAGENS

Compressor universal de áudio	11
Um circuito especial para transceptores, gravadores, sistemas de AP e auto-rádios	
Traçador de curvas para transistores	20
Valioso auxiliar do osciloscópio, esse circuito fornece resultados surpreendentes para sua simplicidade	
Protetor de fusíveis	29
Anule os efeitos nocivos provocados por certos motores, lâmpadas incandescentes e transformadores sobre fusíveis e disjuntores	
Idéias	35
Microprogramador autônomo de EPROMs e gerador de pulsos programável	
Alarme para automóveis	41
Como proteger o carro sem sofisticções desnecessárias, usando um sistema simples e confiável com alguns refinamentos	
RAM no lugar de EPROM	44
2 x 6116 = 2732 - ou, em outras palavras, como substituir EPROMs com vantagens	

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Desacoplamento da alimentação	16
O CI regulador só não basta; é preciso também saber vários "macetes" para alimentar corretamente um circuito	
Reguladores integrados de tensão - 1ª parte	47
O mais completo artigo sobre o assunto, dividido em duas partes, a primeira exclusivamente sobre o regulador programável 723 e a segunda abordando todos os modelos de saída fixa	



Esta edição vem provar que a eletrônica não é feita apenas de circuitos altamente sofisticados. Com suas sete montagens ela cobre um amplo espectro de interesses, sem complicar as coisas desnecessariamente e sem utilizar componentes críticos. Atenção também para a seção de aplicações práticas, que reúne, em dois artigos, muitas informações sobre fontes de alimentação.

Ano 1, Número 9, Abril/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

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.

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.

RECADO

O início do papo, este mês, diz respeito ao pedido de números atrasados de Elektor. Solicitamos a todos os leitores, que, ao fazerem suas encomendas, verifiquem o preço de capa de última edição em bancas, pois é o que vale para qualquer exemplar atrasado — com exceção, é claro, do nº 6, que por ser uma edição dupla tem sempre o dobro do preço de uma normal. No caso do pedido ser enviado um pouco antes do lançamento de uma edição com preço reajustado, nosso departamento de assinaturas irá orientar-se pela data no carimbo dos correios. O cupom de pedido, na primeira página de cada edição, fornece as demais informações necessárias.

COMENTÁRIOS

Desculpe-me o leitor Walter Albino, mas não concordo com seu ponto de vista de que publicar “circuitinhos banais” significa relaxação em qualquer revista de eletrônica (seção Correio, Elektor nº 7). É através desses circuitos que os iniciantes vão se familiarizando com a eletrônica e acho que é objetivo de qualquer revista esse tipo de leitor. Ademais, esses “circuitinhos banais” são os mais práticos e não tomam muito tempo ou dor de cabeça na procura e montagem das peças.

Acho que toda revista de eletrônica e principalmente Elektor deve ter seu espaço para os “circuitinhos banais” ou circuitos simples.

José Geraldo G. Ribeiro
Belo Horizonte — MG

DÚVIDAS E CONSULTAS

(...) Interessei-me, particularmente, pelo artigo do vídeo de 8 mm. Sua grande vantagem parece ser o fato de ele ser compacto. A Sony pretende produzi-lo na zona franca de Manaus num futuro não muito distante? Estou certo de que esse formato tornaria ainda mais popular as câmeras de vídeo para amadores. Os laboratórios de pesquisa da Sony, são realmente os mais avançados, produzindo equipamentos *state of the art*, tais como a Betamovie e o Betamax, tecnicamente os melhores. O próprio sistema VHS foi primeiramente desenvolvido pela Sony.

Victor Siegfried S. da Silva
Porto Alegre — RS

Peço a gentileza de me fornecerem o preço dos seguintes artigos em xerox, que deverão ser completos, com os esquemas (...) tenho que elogiá-los pela revista; é uma pena que ela não chegue regularmente às bancas aqui da cidade e o meu bolso anda meio vazio para poder providenciar uma assinatura. Para que ela se torne completa devem incluir uma seção de radioamadorismo, com esquemas de aparelhos transmissores, receptores e equipamentos de medição (medidor de ROE, farejadores de RF, etc.).

Renato Splenger
S. Bento do Sul — SC

Quero primeiramente parabenizá-los pelo alto nível de revista Elektor Eletrônica. Já sou assinante dessa excelente publicação e me interessei especialmente pela montagem do PRECO e do EQUIN, pois estou precisando de um bom amplificador de potência.

No entanto, para que ele satisfaça minhas necessidades, eu precisaria de quatro entradas, sendo duas para microfones, uma para *tape-deck* e outra para toca-discos. Assim sendo, surgiram algumas dúvidas que eu gostaria que fossem sanadas.

Primeiro, gostaria de saber se existe algum método pela qual eu poderia excluir a chave seletora de entradas do PRECO, para que todas elas possam ser amplificadas ao mesmo tempo. Quanto à primeira entrada da chave seletora, será que poderia utilizá-la para *tape-deck*? Caso isto não seja possível, poderiam me descrever como devo proce-

der para incluir essa entrada no pré? A segunda entrada, que pode ser utilizada para microfone, pode ser duplicada ou terei que fazer uma nova entrada para o 2º microfone?

Helcio H. dos Santos Andrade
São Paulo — SP

Venho através desta parabenizá-los pela grande publicação que vêm fazendo. Uma montagem que muito honra a editora, a do expansor de *slots* para MSX, traz ao público hobista e técnico a possibilidade de possuir um aparelho inédito aos possuidores desse micro, que sempre esperam dos fabricantes esses lançamentos tão demorados.

Sou técnico em eletrônica e estudante de engenharia e há pouco conheci a linha MSX. Conheço razoavelmente sua estrutura interna e sinto muito a falta de um expansor de 80 colunas para utilização dos principais programas em CP/M. Devido à falta de publicações para o padrão MSX e de suas características, recorro a vocês para que me ajudem na medida do possível, na série MSX-Expansões. O que existe a respeito de 80 colunas? Os comuns 8275-8276 resolvem os problemas?

Marcos Assis
Curitiba — PR

Pela presente solicito informações sobre algumas placas de circuito impresso publicadas na edição especial (nº 6). Gostaria de saber se existem as placas nº 84007-1 e 84007-2 à venda em sua editora ou em lojas especializadas. Estou pedindo essas informações pelo simples motivo de as Luzes Programáveis terem me fascinado e a confecção de suas placas ser muito difícil(...)

Pedro Higinio Mora
Curitiba — PR

Bem, vamos atender um de cada vez. O vídeo 8 mm, Victor, parece mesmo ter um futuro promissor, mas lembre-se que ele ainda se encontra em fase de aceitação pelo público, nos países mais desenvolvidos, além de não ser padrão internacional, por enquanto. A Sony ainda não deu prazo para lançá-lo no Brasil, mas seguramente o fará logo que o sistema estiver sedimentado nos países de origem. Você poderá encontrar mais informações sobre o vídeo 8 mm na seção Selektor desta edição,

que trata dos materiais empregados nos meios de gravação magnética.

Infelizmente, Renato, não estamos oferecendo serviços de cópias de artigos, no momento (A Elektor inglesa dispõe desse serviço, mas apenas para artigos de edições esgotadas). Em compensação, nosso serviço de números atrasados está funcionando a todo vapor e temos todos os números à disposição, desde o primeiro. Para quem pede somente artigos de montagem, como você, é mais conveniente ter o original em mãos, para melhor copiar ou fotografar as placas de circuito impresso. Consulte o pedido de números atrasados, no início de cada edição, e o "recado" desta seção.

Pelas informações que você pede, Helcio, parece que sua intenção é montar um karaokê. De qualquer modo, para amplificar todas as entradas simultaneamente você deverá substituir a chave seletora por um mixer de entrada, com estágios amplificadores e controles de nível

independentes, a fim de permitir a fusão progressiva de voz e música e não saturar o primeiro estágio do PRECO. Escolha um circuito misturador simples com essas características (o que não é difícil, pois pode ser feito com o mesmo tipo de transistor utilizado no pré), e teste-o com o PRECO, observando as diferentes sensibilidades de entrada e os casamentos de impedâncias. No caso do tape-deck, o próprio artigo pode lhe fornecer os dados necessários (caso você opte por deixar o pré como está); consulte a tabela 2, na página 27 da edição nº 6, que permite selecionar a sensibilidade de entrada do PRECO mediante a troca de valores das resistências de entrada. É só consultar o manual de seu tape-deck e verificar qual delas melhor se adapta ao seu caso.

Acreditamos que para obter as informações que precisa, Marcos, seria mais acertado recorrer às editoras que se especializaram no assunto, tal como a Aleph, a Campus e

a McGraw-Hill, por exemplo. Temos conhecimento, além disso, de pelo menos duas revistas nacionais específicas para a linha MSX, que poderiam sanar suas dúvidas; uma delas é a MSX Micro, publicada pela Fonte Editorial; seu endereço em São Paulo é o seguinte: Av. São Luís, 50, conj. 918, CEP 01046.

Até pouco tempo atrás, Pedro, havia lojas em S. Paulo e Rio que comercializavam as placas e os principais componentes das montagens Elektor (já que a Publitrone, como editora, não pode vender esse tipo de produto). Agora, através de um novo acordo feito com essas mesmas lojas, os principais circuitos passaram a ser oferecidos em forma de kit (montados ou para montar), devido ao grande número de pedidos vindos de nossos leitores. Entre esses kits estão as Luzes Programáveis, que podem ser adquiridas também pelo reembolso. Consulte o anúncio no final de cada revista para manter-se informado sobre os kits Elektor.

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 contatos entre leitores, confecção artesanal de circuitos e placas impressas e compra, troca ou venda de material eletro-eletrônico e publicações;

— 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.

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

Compro diagramas, informações e componentes para montagem de sistemas de recepção de TV via satélite — Valdemar Santinon; R. 5 de julho, 876, Indaiatuba, SP, CEP 13330 — fone (0192) 75-6837.

Compro diagramas de interfaces para a linha MSX, bem como detalhes de hardware das mesmas — Vitor H. Kamphorst; R. Felix da Cunha, 232, Carazinho, RS, CEP 99500.

Confecciono lay-outs a partir do esquema elétrico, incluindo ou não a execução da placa — Ricardo; Pça. Marechal Deodoro, 439, apto. 13, S. Paulo, SP, CEP 01150 — fone (011) 826-6837.

Vendo projeto de amplificador de 800 W RMS sistema "turbo", com placas de circuito impresso — João C. Braga; R. Antonio F. Brandão, 238, Salvador, BA, CEP 40440 — fone (071) 226-3216.

Vendo 44 CIs TTL e CMOS diversos (seis 9368, um 8255A, um Z80A etc.) e fonte regulada 5V-1A — Braga, fone (011) 298-3011, ramal 370 — SP.

Clube de eletrônica para intercâmbio de idéias e circuitos: Electric Post Club — R. Ver. José de Moura, 53, apto. 38, S. Paulo, SP, CEP 02276 — A/C P. S. Marin.

Vendo revista Nova Eletrônica nº 28, 30, 33, 43, 55, 56, 58, 62, 78, 79, 96, 98, 102, 103 e 114; Cz\$ 30 o exemplar — Maria Amélia; Av. Siqueira Campos, 671, apto. 33, Santos, SP, CEP 11100.

Monto instrumentos de bancada sob encomenda (fontes, multímetros digitais, frequencímetros, geradores de áudio, injetores, etc.) e faço filtros p/ micros — orçamento gratuito pelo fone (011) 441-3659, c/ Jorge Mitsou — R. Cons. Lafayette, 747, apto. 93, S. Caetano do Sul, SP, CEP 09500.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Som para os ouvidos e para o corpo

A Sony japonesa acaba de lançar um amplificador capaz de fornecer uma sensação sonora completa, englobando som e vibração. Assim, ao invés de enviar sinais elétricos a um fone de ouvido, apenas, ele transmite pressão sonora aos ouvidos e ao corpo. Seus fones são dotados de vibradores especiais e um *woofer* em forma de almofada transfere os graves profundos para o peito ou outras partes do corpo. Catalogado como BBS-10, pode ser ligado diretamente a fones estereofônicos, toca-discos a laser, televisores ou equipamentos de vídeo.

Novos enlaces por microondas

A partir de 1989, o Brasil poderá contar com mais dois sistemas de microondas, ligando São Paulo a Uberaba e São Paulo, Bauru, Curitiba e Florianópolis, totalizando 200 transceptores. Até 1991 esses equipamentos deverão ter sido totalmente fornecidos e instalados pela Equitel, empresa do grupo Siemens, que foi contratada pela Embratel para o serviço.

A novidade, porém, é que os enlaces serão feitos por transceptores digitais, capazes de transmitir voz, dados, videotexto, teletexto, fac-símile e telex sem qualquer conversão digital-analógica. Eles irão operar em 5 GHz, com velocidade de transmissão de 140 Mbit/s (quando será possível a transmissão simultânea de 1920 canais de voz ou dados, com 64 kbit/s em cada canal de RF). A

modulação adotada é multinível, de 16 QAM – ou seja, modulação em quadratura de amplitude e fase, de 16 níveis. Os novos sistemas proporcionarão conexões a longa distância mais econômicas e rápidas para as novas centrais digitais CPA-T.

Para viabilizar a produção local dos rádios, a Equitel pretende investir cerca de 10 milhões de dólares, ao longo de 3 anos, na ampliação de suas instalações de Curitiba, desenvolvimento dos equipamentos e treinamento de pessoal. O valor do contrato com a Embratel é de Cz\$ 320 milhões.

Novos compact discs

São dois projetos novos e de certa forma complementares do mercado dos CDs. São lançamentos da Philips holandesa e da Sony japonesa. Um deles é o *CD Video*, em 5, 8 ou 12 polegadas, que permite a reprodução simultânea de som e imagem. O outro deverá ser um CD com apenas 3 polegadas, capaz de reproduzir até 20 minutos de música (o tempo de um compacto simples/duplo).

O *CD Video* – Seu desenvolvimento associa o som digital dos CDs com a qualidade dos videodiscos óticos. Em 5 polegadas (tamanho dos CDs tradicionais), o CD vídeo pode reproduzir 5 minutos de som e imagens simultâneos (tempo de um *clip*, por exemplo) e mais 20 minutos apenas com música. Nas versões de 8 e 12 polegadas, o CD vídeo terá um potencial maior, permitindo a reprodução de concertos, óperas, balés e filmes. Os discos terão a cor dourada, e os primeiros toca-discos para CD vídeo serão lançados agora no *Summer Consumer Electronics Show* em Chicago. Na Europa

as vendas começarão no fim do ano.

O *CD compacto* – ele terá apenas 3 polegadas. O projeto prevê sua reprodução nos toca-discos a laser já existentes, através de um adaptador, que ainda não foi desenvolvido. O que incentiva o projeto é a possibilidade de aumentar um mercado que já vende dezenas de milhões de unidades de CDs 5 polegadas anualmente.

Bolsas de estudo para a Holanda

O *Philips International Institute* da Holanda (em Eindhoven), abriu novamente inscrições para bolsas de estudo para seus cursos de eletrônica. Os pretendentes devem ser diplomados em engenharia elétrica, eletrônica ou física, ou alunos do último ano que na data do embarque (janeiro de 88) estejam formados e sem dependências em seus cursos. Devem ser brasileiros, ter no máximo 30 anos e falar fluentemente o inglês. Para quem for selecionado serão oferecidas passagens de ida e volta, acomodação, assistência médica e uma quantia mensal para alimentação, roupas de inverno e livros.

O PII oferece 3 tipos de estudo: o programa individual, que dá ao estudante a liberdade de escolher o melhor programa de estudos para suas necessidades e dura um ano; o *electronic design engineering*, com 120 horas de leituras, participação em seminários e práticas de laboratório, com duração de um ano; e o mestrado de engenharia eletrônica, com desenvolvimento de uma tese, com um ano e meio de duração.

A a inscrições poderão ser feitas por telefone ou carta – até 29/05/87 – no Departamento de Seleção e Desenvolvimento de Pessoal da Philips –

Rua Manoel Elói do Nascimento, 66, CEP 04752, São Paulo – SP, Fone (011) 524-2211, r. 258, com Amauri dos Santos.

Laser e microondas em feira alemã

O Centro de Feiras e Congressos de Munique irá sediar, entre 22 e 26 de junho próximo, um evento múltiplo conhecido por *Laser 87*, que irá mostrar novidades nas áreas de laser, optoeletrônica e microondas. Para lá deverão convergir empresas e especialistas de todas as partes do mundo, totalizando cerca de 400 exibidores, vindos de 19 países.

Além da feira, serão realizados simultaneamente três congressos: o de optoeletrônica (de 22 a 26 de junho), o de microondas (apenas no 24 de junho) e o 7º Congresso Internacional de Medicina e Cirurgia a Laser (também de 22 a 26, pela primeira vez na Alemanha). As palestras serão dadas por especialistas de reputação internacional, fornecendo uma panorâmica do estágio atual das pesquisas nessas áreas.

Nos dois primeiros dias dos congressos acontecerão também vários seminários básicos, visando familiarizar os profissionais de diversos outros campos com as mais importantes possibilidades de aplicação do laser e com seu funcionamento, permitindo-lhes assim participar mais ativamente do restante do programa.

O *Laser* sempre foi considerado o evento das inovações, pois tão logo as aplicações mostradas atingem o estágio de comercialização, como equipamentos ou processos, normalmente “migram” para outras feiras especializadas.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Data Ex

DATATRONIX COMPONENTES ELETRÔNICOS M.G. LTDA.

Fábrica: Rod. Fernão Dias, km 888,5
Extrema — M.G.

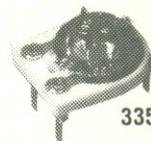
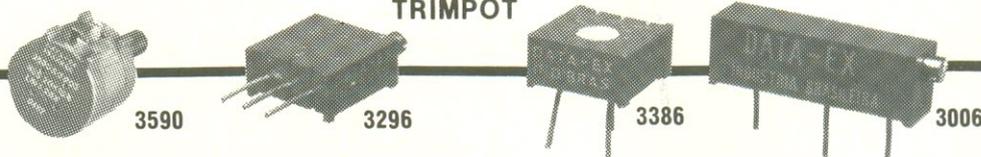
Produtos com
tecnologia



REPRESENTANTE:

Av. Pacaembú, 746 — 2º andar
São Paulo — SP

Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481



3359

POTENCIÔMETRO
DE PRECISÃO

MC

Optoeletrônica

M.C. MICRO CIRCUITOS LTDA.

Vendas

Fones: (011) 66-8074/66-5748/66-9481

Conheça a linha atual de led's, display's, barras de led's, infravermelhos, chaves optoeletrônicas, acopladores ópticos (4N25, TIL 111), em constante aprimoramento de tecnologia e desenvolvimento de novos produtos.

LIVROS PETIT

CIRCUITOS DE MICROS

- Apple-TK-CP-IBMPC Cz\$ 295,00

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA

- Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL Cz\$ 225,00

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO

- Micro de bancada, p/ prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina Cz\$ 199,00

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

- Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey Cz\$ 180,00

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

- Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE . Cz\$ 180,00

ELETRÔNICA DIGITAL

- Teoria e Aplicação Cz\$ 114,00

APRENDENDO ELETRÔNICA

- Teoria e Prática Cz\$ 120,00

ELETRÔNICA BÁSICA

- Teoria e Prática Cz\$ 62,00

TELEVISÃO

- Teoria e Consertos-Cores/PB Cz\$ 142,00

TV-CORES E PRETO E BRANCO - CONsertOS

- Com esquemas dos modelos estudado . . . Cz\$ 150,00

RÁDIO - Teoria e Consertos

- Cis de Audio, FM, AM, OC, HI-FI, Estéreo Cz\$ 146,00

SILK-SCREEN - P/Eletrônica, camiseta,

chaveiros, adesivos, etc Cz\$ 82,00

AUTOMÓVEIS - Guia de Manutenção . . . Cz\$ 78,00

FOTOGRAFIA

- Ou gratuitamente se o seu pedido for acima de . . . Cz\$ 210,00

Atendemos pelo reembolso postal, com despesas postais por conta do cliente, pedidos mínimos de Cz\$ 120,00. 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

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA
NAS MELHORES
CASAS DO RAMO



Todos os
produtos MEGABRÁS
levam Certificado de
Garantia para 2 anos.

FREQUÊNCÍMETROS DIGITAIS

FD 725-250 MHz

FD 726 CT-250 MHz

Com cristal envelhecido e acondicionado em câmara térmica com controle proporcional de temperatura. Saída padrão de 4 MHz.

MEGABRÁS - INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.

Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780

Fone: (011) 511-9888 - São Paulo - SP

Ele atua, basicamente, como suplemento automático do controle manual de volume, ajustando-se a uma extensa gama de sinais de entrada, com pouquíssima distorção. E tem inúmeras aplicações na reprodução de voz e música, como sistemas de AP, gravadores e transceptores.

Compressor universal de áudio

Sempre que é preciso processar sinais com amplas faixas dinâmicas procura-se ter o mínimo de distorção possível. Mas de nada adiantam os cuidados nesse sentido dos projetistas, digamos, de sistemas de amplificação pública, se o circuito acaba sendo sobrecarregado por um locutor mais entusiasmado berrando ao microfone. Claro que esse problema pode ser contornado através de atenuadores fixos ou variáveis manualmente, mas aí apenas invertem-se as coisas, já que o sistema passa a não amplificar satisfatoriamente os locutores menos dispostos.

Aqui entra em cena, então, o compressor dinâmico de faixa, que não passa de um atenuador (ou amplificador de ganho variável) controlado pelo próprio sinal que está processando — seja diretamente ou através de uma tensão de controle proporcional a ele. Desse modo, à medida que sobe o nível do sinal, o mesmo ocorre com o grau de atenuação, como resultado das tentativas do circuito em manter constante o sinal de saída.

A compressão ideal não pode ser obtida na prática; é possível, no entanto, limitar a saída a uma gama estreita de valores, a partir de uma faixa razoavelmente extensa de sinais de entrada. No exemplo visto, sobre o sistema de amplificação pública (figura 1), o compressor poderia ser incluído entre o pré do microfone e o controle normal de volume, a fim de conter os excessos de certos locutores.

Funções de transferência

O processo adotado na figura 2 parece perfeito, à primeira vista: a amplitude do sinal de saída é controlada pelo de entrada, produzindo um ganho total de K/V_i (onde K é uma constante, V_i é a

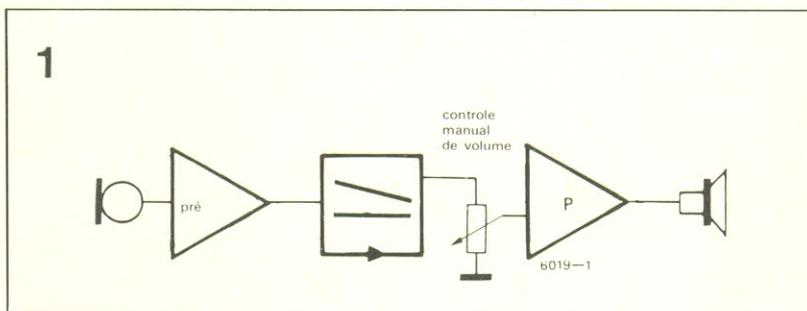


figura 1 — Diagrama de blocos de um sistema de amplificação pública (AP), incluindo um compressor.

tensão de entrada e o ganho é menor que 1, como em todo atenuador). Assim, teoricamente teríamos

$$V_o = \frac{v_i K}{v_i} = K$$

ou seja, uma tensão de saída constante para todas as tensões de entrada.

A perfeição acaba, infelizmente, quando se considera o que ocorre com V_i nula. Pois é, o ganho torna-se infinito, inviabilizando a idéia e fazendo-nos pensar em algo melhor.

Podem soar esquisito a princípio, mas uma melhor solução consiste em controlar a tensão de saída através dela mesma. Observando a figura 3, vê-se que o ganho equivale a K/V_o , o que nos dá a seguinte fórmula:

$$v_o = \frac{K v_i}{v_o} \quad \text{ou} \quad v_o^2 = K v_i$$

Em suma, obtém-se um compressor que funciona segundo a lei quadrática. Nada impede, também, que outras funções sejam usadas, tal como a logarítmica, onde $V_o = K \log V_i$.

Circuitos de compressão

Eles são muitos e um dos mais simples e antigos utiliza a resistência não linear das lâmpadas incandescentes, que aumenta juntamente com a corrente que passa

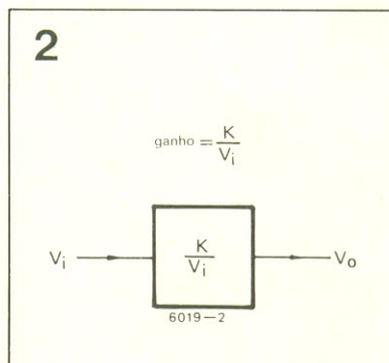


figura 2 — Primeira (e fracassada) abordagem para a função de transferência de um compressor.

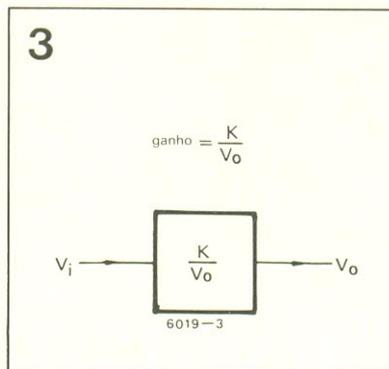


figura 3 — Caixa preta de um compressor atuando pela lei quadrática.

pelo filamento. Segundo a figura 4, a resistência da lâmpada é reduzida nos níveis mais baixos de sinal, o qual perde aí apenas uma pequena parte de seu valor. Quando esses níveis aumentam, porém, a resistência também sobe, passando a exigir uma porção maior do sinal; como resultado, o sinal de saída não sofre variações tão grandes quanto se observaria com um atenuador comum.

figura 4 – Curva tensão-corrente de uma lâmpada incandescente (a), na qual a resistência do filamento aumenta com a corrente. Compressor usando uma lâmpada (b) e sua função de transferência (c).

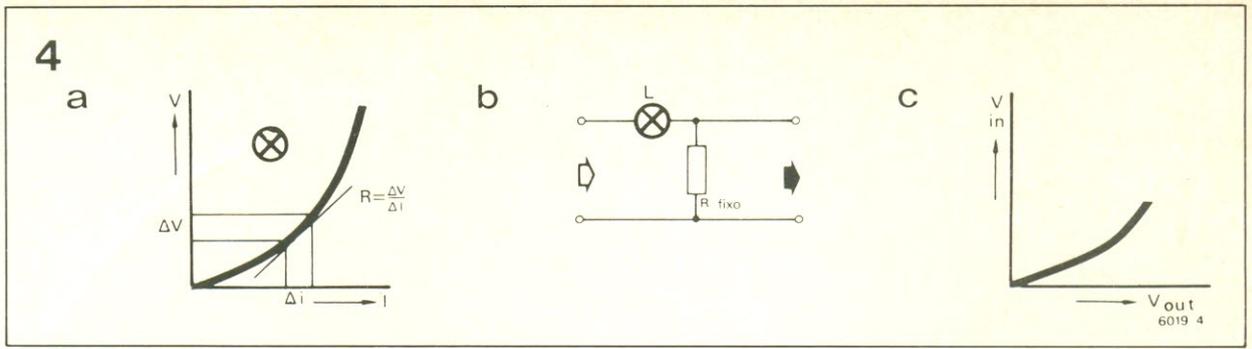


figura 5 – Curva tensão-corrente de um VDR (a), exemplo de compressor que o utiliza (b) e a respectiva função de transferência (c).

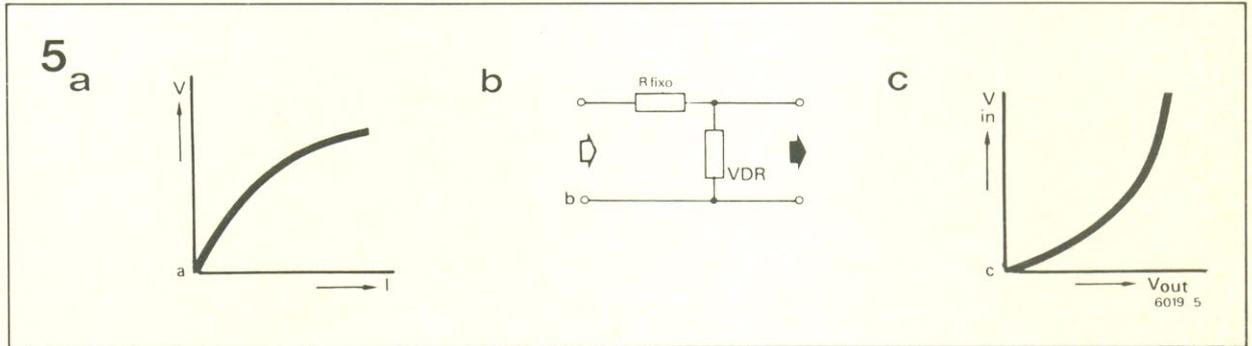
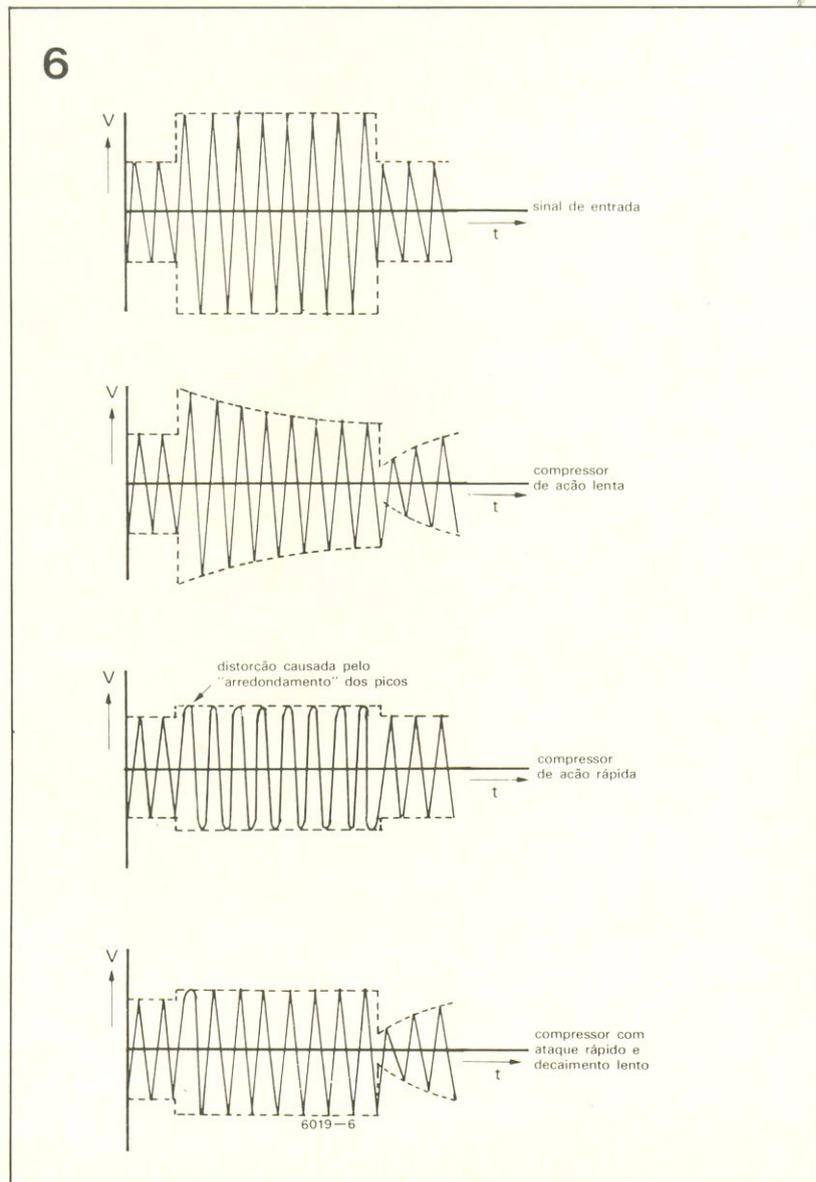


figura 6 – Características dinâmicas de vários tipos de compressor respondendo ao súbito surgimento de um sinal.



Existe, além disso, a inércia térmica da lâmpada – significando que esse circuito não é capaz de seguir as formas de onda com perfeição, mas apenas suas envoltórias (desde, é claro, que a frequência não seja muito baixa). A distorção resultante, portanto, é razoavelmente reduzida.

Essa mesma inércia térmica, entretanto, é uma faca de dois gumes, pois faz com que o circuito não possa reagir rapidamente a mudanças bruscas do sinal, provocando sobrecargas nos estágios posteriores. Quanto à faixa dinâmica, o circuito da lâmpada também deixa muito a desejar.

Uma boa alternativa poderia ser o VDR ou resistor dependente da tensão, a exemplo do que ilustra a figura 5. Esse componente possui uma curva tensão x corrente aproximadamente inversa à da lâmpada, razão pela qual foi inserido no ramo inferior do atenuador e não no superior. Assim, sempre que o sinal aumenta de nível a resistência do VDR diminui, reduzindo a proporção de sinal em seus terminais.

Sendo bem mais rápido que a lâmpada, o VDR é capaz de seguir variações bruscas na amplitude do sinal; em contrapartida, ele acompanha também toda a forma de onde e, ao invés de comprimir a amplitude da envoltória, preservando a forma do sinal, simplesmente “arredonda” seus picos, introduzindo distorção. De qualquer modo, ele pode demonstrar sua utilidade em aplicações onde a distorção é tolerada até certo

ponto, tais como transceptores para radioamadorismo e interfonos.

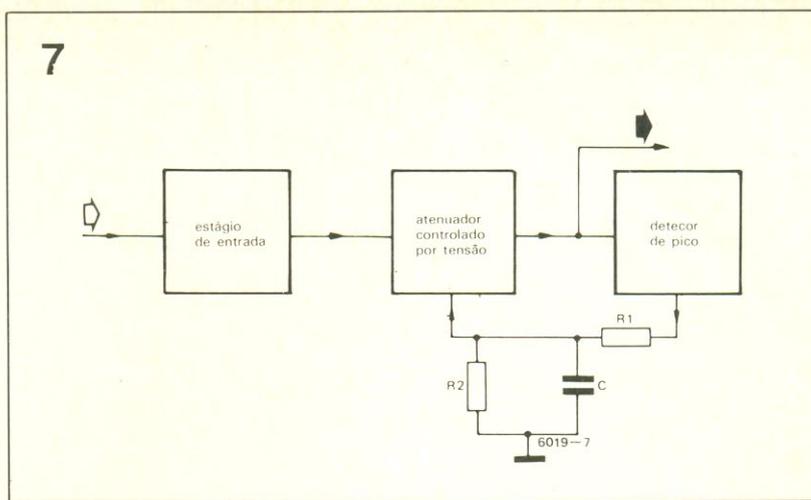
O projetista acaba entrando, aparentemente, num beco sem saída: dispositivos lentos provocam pouca distorção em grandes sinais prolongados, mas não se reagem com rapidez suficiente para evitar sobrecargas momentâneas do equipamento; por outro lado, os compressores rápidos conseguem evitar esse transtorno, embora causem uma distorção razoável.

Existe, porém, um fenômeno auditivo que, se for bem explorado, pode nos ajudar bastante nesse dilema. É que nosso ouvido é incapaz de detectar distorção, mesmo em grandes níveis, durante os transientes – o que permite aplicar um compressor rápido nesses momentos, que vai impedir a sobrecarga e distorcer de forma inaudível. Uma vez comprimido o sinal, no entanto, já nas passagens mais “calmas”, a distorção torna-se audível e seria preciso dispor de um circuito com o mesmo comportamento da lâmpada.

Em outras palavras, precisamos de um circuito com ataque (reação) rápido e decaimento lento. Veja as devidas comparações na figura 6, que inclui os três tipos de compressor discutidos até agora, todos atuando sobre uma onda triangular – demonstrando assim o efeito distorcedor dos sistemas rápidos.

Mas a discussão restringiu-se, até agora, aos dispositivos passivos, que são controlados diretamente pelo próprio sinal em que atuam. Se quisermos constantes de tempo diferentes para o ataque e o decaimento, porém, teremos que apelar para os sistemas ativos – cujo diagrama de blocos genérico aparece na figura 7.

Observe que a tensão de saída é tomada na saída do atenuador, sendo também enviada a um de-

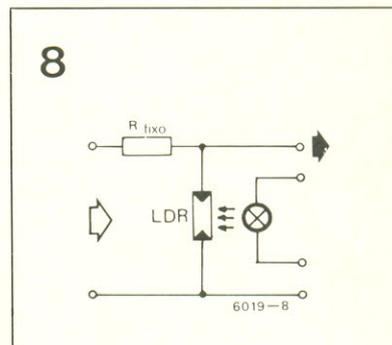


tecor de pico, que retifica o sinal. A tensão retificada carrega o capacitor C, por intermédio de um divisor de tensão (formado por R1 e R2). A constante de tempo resultante é $(R1 + R2)C/R1.R2$.

A tensão no capacitor eleva o grau de influência sobre o atenuador controlado por tensão, à medida que o sinal aumenta. Fazendo-se R1 com valor pequeno, C é carregado rapidamente, mas o trajeto de descarga passa por R2; desse modo, a constante de tempo do decaimento pode ter o valor que quisermos, para que a tensão em C não siga a forma de onda.

O atenuador controlado por tensão

Obter uma tensão de controle do próprio sinal que se deseja comprimir é relativamente simples; projetar um atenuador controlado por tensão adequado é outra história. Em termos ideais, o atenuador deveria ficar eletricamente isolado em relação à tensão de controle, de fim de evitar que as variações da mesma sobre ní-



veis diferentes de sinal acabem surgindo na saída como ruído.

Uma boa forma de se conseguir tal isolamento pode ser vista na figura 8; emprega um foto-resistor (ou LDR), instalado no ramo inferior da malha e controlado por uma lâmpada, cuja excitação é feita pela tensão de controle. Infelizmente, essa versão sofre dos mesmos problemas de lentidão inerentes ao primeiro circuito, não só por causa da lâmpada, mas também do LDR.

Outra solução, esta mais elegante, consiste na modulação em amplitude do sinal, para depois variar o nível de modulação através de um amplificador controlado por tensão (figura 9). O sinal compri-

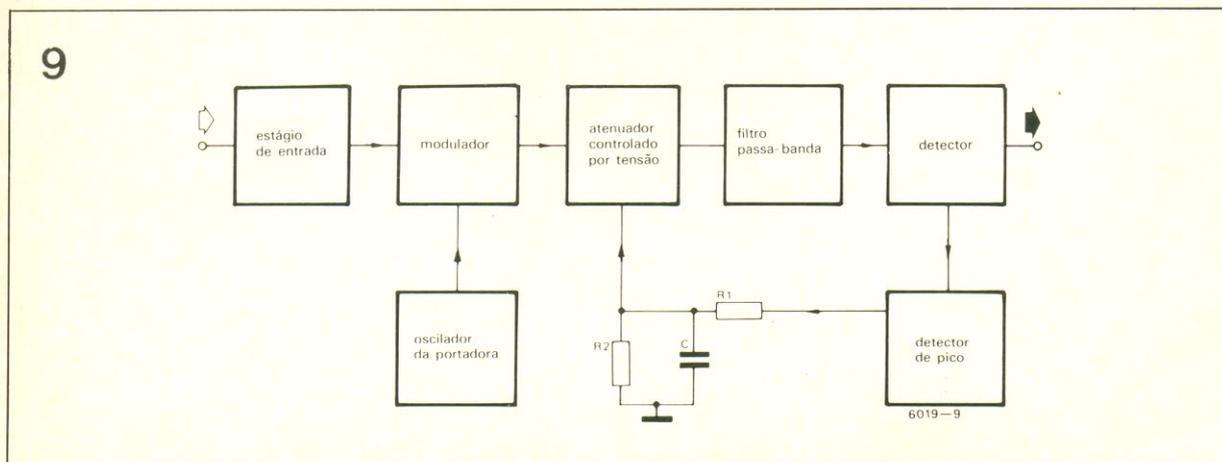
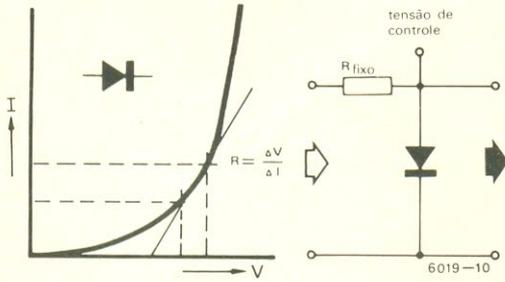


figura 7 – Diagrama de blocos de um compressor ativo que utiliza um detecor de pico para obter a tensão de controle que vai afetar o atenuador.

figura 8 – Utilização de um LDR num atenuador controlado por tensão; a resposta é lenta, devido à inércia da lâmpada e do próprio foto-resistor.

figura 9 – Compressor que atua através de uma portadora de RF. O filtro elimina a distorção harmônica provocada pelo atenuador sobre a portadora, além do ruído da tensão de controle.

10



projeto, com os macetes adequados.

Mas a versão escolhida para o circuito que vamos descrever não é nenhuma dessas e sim outra que utiliza um atenuador a diodos. Em sua forma mais simples (figura 10), essa versão apresenta duas grandes desvantagens: 1. a própria tensão do sinal provoca variação no atenuador, como o VDR, causando distorção; 2. a tensão de controle aparece na saída sobreposta ao sinal, produzindo ruídos espúrios.

O primeiro problema pode ser resolvido fazendo-se o sinal reduzido em relação à tensão de controle, de forma que tenha pouca influência sobre a mesma. Quanto ao segundo, é contornado adotando-se um atenuador balanceado com 4 diodos, a exemplo da figura 11. O sinal surge na modalidade diferencial e é amplificado, ao passo que a tensão de controle acaba sendo rejeitada, por se apresentar em modo comum.

Finalmente, o circuito

Na figura 12 podemos ver o circuito completo do compressor, de concepção relativamente simples e destinado principalmente a circuitos de voz. O estágio de entrada possui ganho ajustável e sensibilidade suficiente para ser excitado por microfones magnéticos. Em seguida temos um divisor de fase, o qual produz dois sinais

em antifase para excitar a etapa diferencial formada por T4 e T5.

A saída comprimida é obtida no coletor de T4, que não deve receber cargas com impedância inferior a 100 k, para não descontrolar o circuito. Um estágio classe B, composto por T7 e T8, ativa o detector de pico D8/C11, em cujo capacitor é gerada a tensão de controle. Esta é "reforçada" pelo seguidor de emissor T9, indo acionar a ponte de diodos (D2...D5). D1, por sua vez, atua como um controle de limiar, determinando o ponto de início da compressão, enquanto T6 funciona simplesmente como fonte de constante para o par diferencial.

A placa sugerida para o compressor está na figura 13, vista pelas duas faces em escala 1:1. A montagem não deve criar problemas, pois é bastante comum e não contém componentes críticos. As características técnicas do circuito foram reunidas em um quadro, para que os montadores possam conhecê-lo melhor. Não se assuste com os valores de distorção, que parecem um tanto altos; na prática, são ninharia comparados com um amplificador sobrecarregado.

Possíveis aplicações

A palavra "universal" do título já sugere que as utilizações de nosso compressor são bem varia-

11

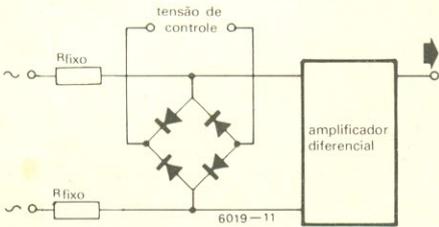


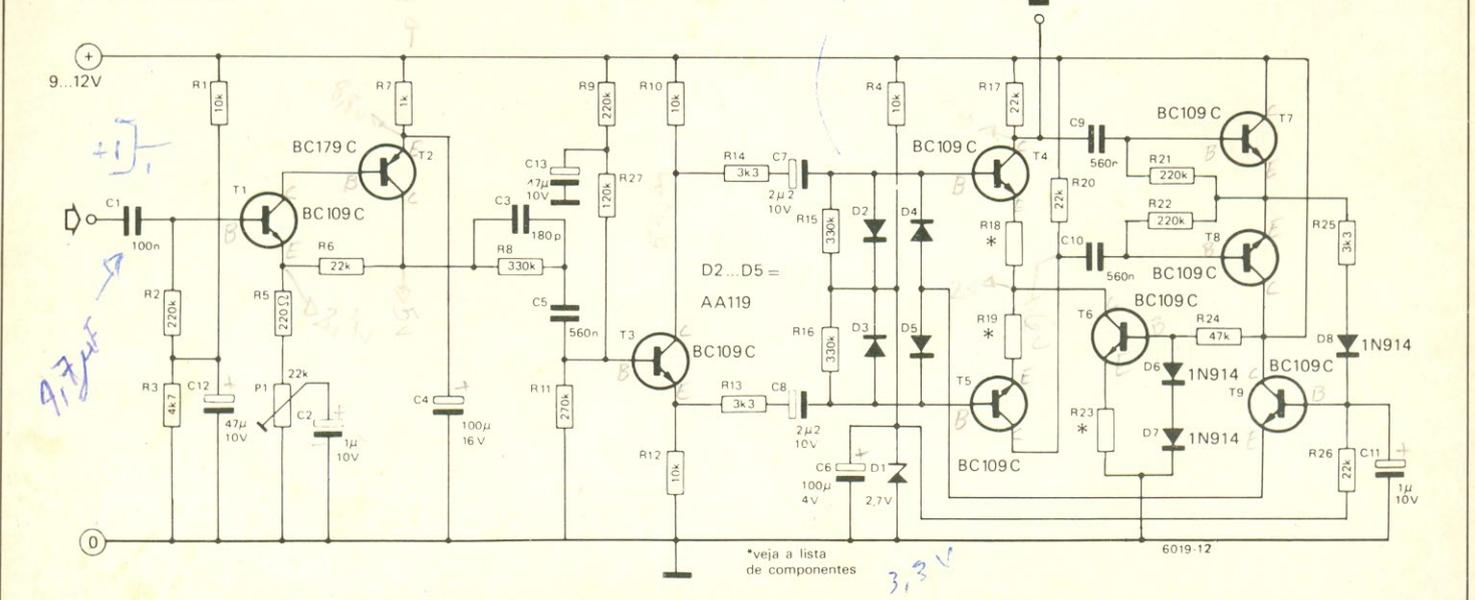
figura 10 - Curva tensão-corrente de um diodo e exemplo de um simples atenuador a diodo.

figura 11 - O atenuador balanceado a diodo corta o ruído da tensão de controle que surge no modo comum.

midido e modulado sofre depois uma filtragem, a fim de se remover o ruído da tensão de controle e a distorção de 2ª harmônica; a última etapa é a demodulação, que resulta num sinal "limpo" e ainda comprimido. Qualquer distorção por intermodulação que ainda persistir poderá ser eliminada pelo

12

figura 12 - Circuito final do compressor sugerido.



tensões quiescentes (medidas com um voltímetro de 50 k Ω/V)

- emissor T1 - 2,4
- emissor T2 - 8,8 V
- coletor T2 - 5 V
- coletor T3 - 5,5 V
- emissor T9 - 3,3 V
- coletor T4/T5 - 6 V
- coletor T6 - 2 V

*veja a lista de componentes

das, sendo limitadas apenas pela engenhosidade do montador. Ele pode ser usado, por exemplo, para controlar o nível de gravação nos mais diferentes equipamentos, evitando assim a saturação da fita. Os radioamadores também devem encontrar muitas utilidades para ele, especialmente nos transceptores, a fim de obter o maior nível possível de modulação, mas sem incorrer em sobremodulação. Em conjunto com auto-rádios, o compressor é capaz de tornar audíveis as partes mais fracas dos programas, superando o barulho do mo-

tor e do trânsito, ao mesmo tempo em que mantém sob controle as passagens mais altas.

Bibliografia

- *Electronic Engineering*, janeiro 1973
- *Radio Elektronika*, janeiro 1959

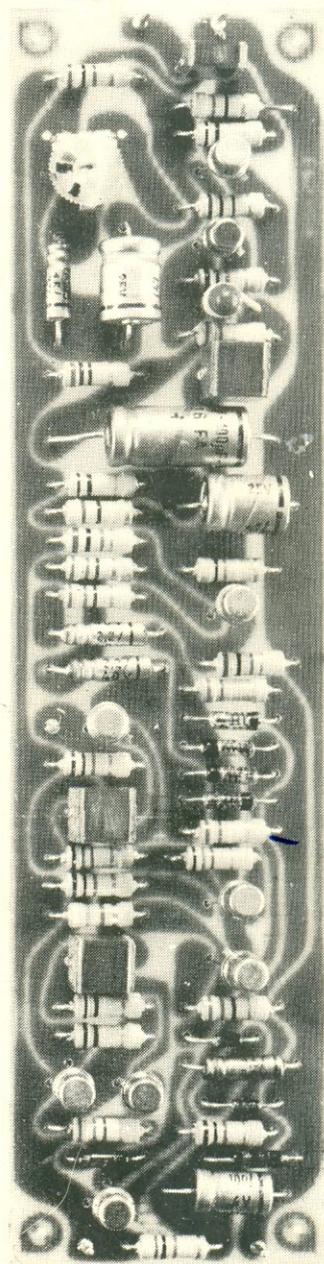
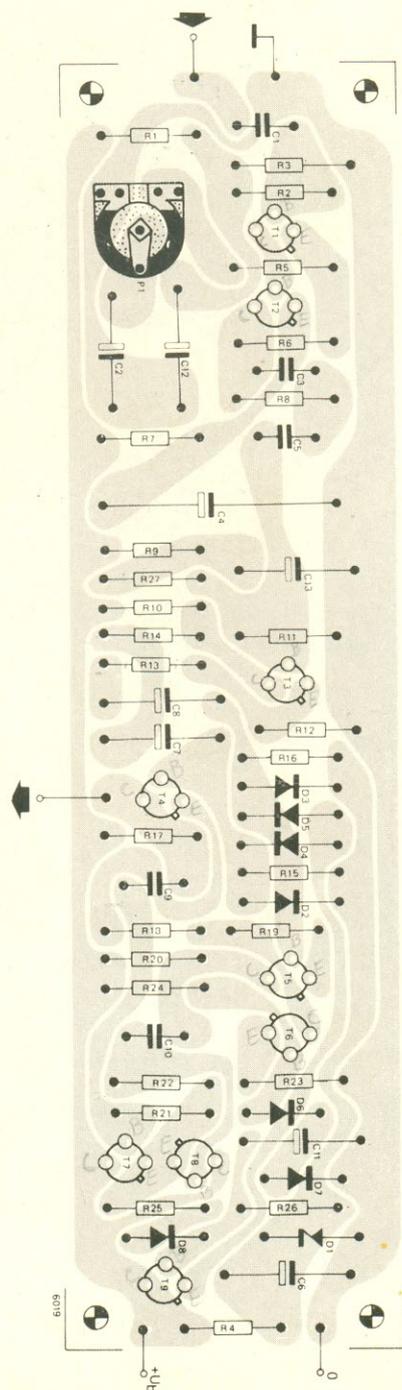
Características técnicas

- Impedância de entrada: 180 k
- Impedância de saída: 25 k*
- Ganho Ganho o/ P1 no mínimo: 60 (tensão máx. de entrada = 1V)
- Ganho o/ P1 no máximo: 150 (tensão máx. de entrada = 30 mV)
- Tensão máxima de saída: 500 mV (comprimida)
- Distorção máxima (G = 60%):
 - a. abaixo do limiar de compressão - 0,4%
 - b. com entrada máxima (1V)- 5%
- Corrente máxima de controle pela ponte: 350 μ A
- Consumo (a 9V): 10 mA

* Não se deve aplicar cargas inferiores a 100 k ao compressor

compressor universal de áudio

13



Lista de componentes

- Resistores**
 R1, R4, R10, R12 - 10 k
 R2, R9, R21, R22 - 220 k
 R3 - 4,7 k
 R5 - 220
 R6, R17, R20, R26 - 22 k
 R7 - 1 k
 R8, R15, R16 - 330 k
 R11 - 270 k
 R13, R14, R25 - 3,3 k
 R24 - 47 k
 R27 - 120 k
 P1 - trimpot de 22 k
 Todos os valores em ohms

Resistores que variam com U_b

- $U_b = 9$ V:
 R18, R19 - 270
 R23 - 1,8 k
 $U_b = 12$ V:
 R18, R19 - 330
 R23 - 1,5 k
 Valores em ohms

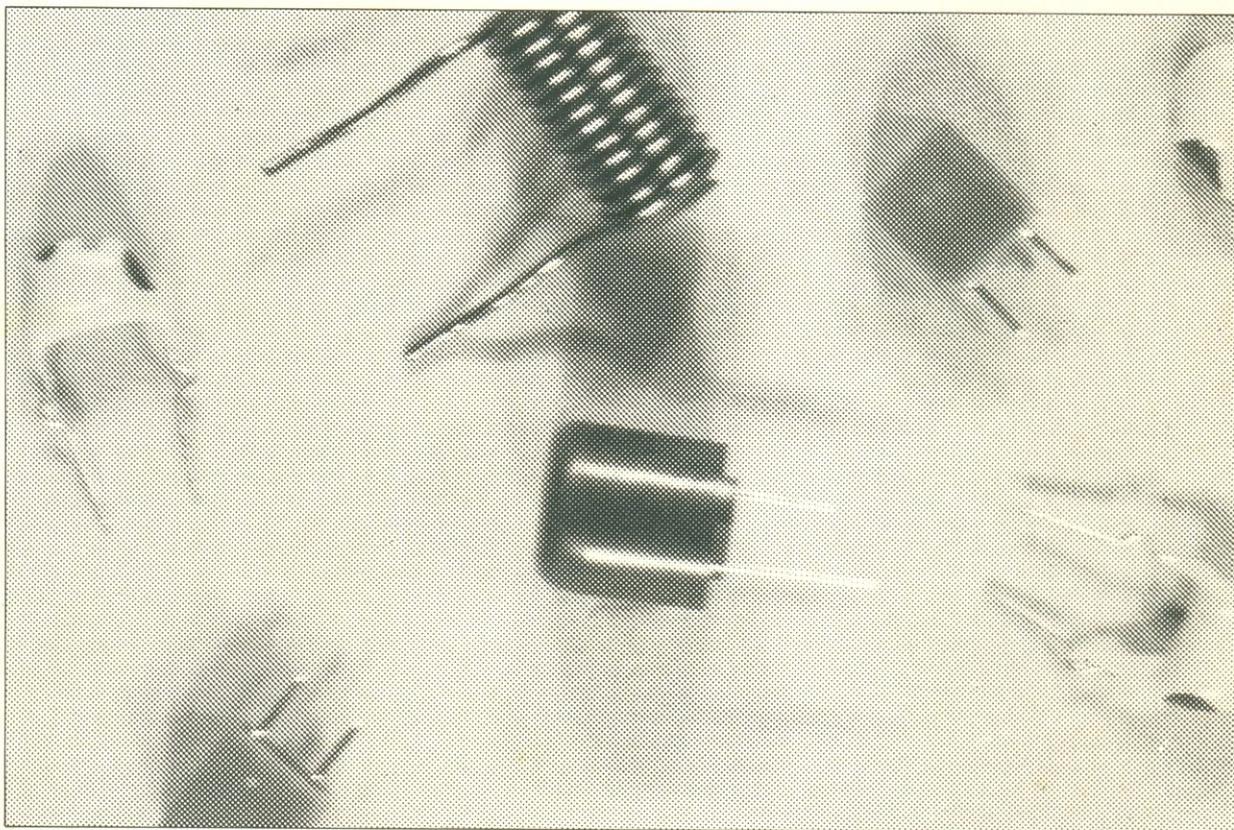
- Capacitores**
 C1 - 100 nF
 C2, C11 - 1 μ F/10V
 C3 - 180 pF
 C4 - 100 μ F/16 V
 C5, C9, C10 - 560 nF
 C6 - 100 μ F/4 V
 C7, C8 - 2,2 μ F/10 V
 C12, C13 - 47 μ F/10 V

- Semicondutores**
 T1, T3...T9 - BC109C
 T2 - BC179C
 D1 - zener de 2,7 V/400 mW
 D2...D5 - AA119 (pares casados)
 D6...D8 - 1N914, 1N4148 ou equivalentes

Diversos
 Placa nº 6019

figura 13 - Traçado impresso e distribuição dos componentes sobre a placa do compressor, em escala natural.

O desempenho de qualquer circuito é tão bom quanto o permitido por sua fonte de alimentação. Mesmo os circuitos mais bem projetados podem estar sujeitos a transientes da rede, ondulação da fonte, má regulação e instabilidade da alimentação. E embora os CIs reguladores tenham absorvido o trabalho pesado do projeto de fontes, outros problemas ainda persistem



Desacoplamento da alimentação

É comum vermos fontes projetadas quase como acessórios dos circuitos que vão alimentar. Não é raro, também, que um equipamento seja desenvolvido no laboratório, alimentado por fontes sofisticadas, para depois enfrentar a dura realidade de uma fonte própria, no mínimo modesta. Existem, porém, várias regras e artifícios simples que permitem evitar esses problemas, se quisermos dar um pouco mais de atenção às fontes de alimentação.

Pode-se dizer, de modo geral, que a melhor fonte possível para circuitos eletrônicos deve aproximar-se de um gerador ideal de tensão. Isto significa que a tensão de saída deve permanecer constante ao longo de toda a faixa de correntes de operação; em ou-

tras palavras, sua impedância de saída deve ser nula.

Mas a tensão deve permanecer constante não só em condições estáticas, como também sob variações dinâmicas de correntes. Atualmente, os CIs reguladores desincumbem-se dessa tarefa com facilidade, mas só até os terminais de saída da fonte – enquanto em ponto mais distantes do circuito a situação pode ser bem diferente.

Dependendo do tipo de circuito, a pequena indutância das linhas de alimentação, seja em forma de fiação ou pistas de circuito impresso, pode ter efeitos drásticos. Os componentes mais problemáticos nesse sentido são os da família TTL, devido à variação de corrente de saída. Quando uma porta TTL muda de estado, por

exemplo, a drenagem de corrente é alterada em cerca de 2 mA – que em condições estáticas não criaria grandes transtornos (não mais que alguns microvolts de variação na alimentação), mas dinamicamente pode ser desastrosa.

De fato, o tempo de variação de uma porta TTL da ordem de 10 nanossegundos. A taxa de variação da corrente (di/dt), portanto, é de 2 mA em 10 ns, o que nos dá 200 mil A/s. Como a tensão num indutor pode ser calculada por $L \cdot di/dt$, uma indutância de linha de apenas $1 \mu\text{H}$, localizada entre a fonte e o ponto de variação da corrente, iria resultar em uma queda de tensão de 200 mV.

Embora seja uma simplificação um tanto forçada de casos reais, esse exemplo serve para demons-

trar o tipo de transientes de tensão que podem surgir nas linhas de alimentação de circuitos TTL. A partir de uma certa magnitude, tais transientes podem provocar mudanças de estado em portas e disparos indesejáveis de contadores e multivibradores.

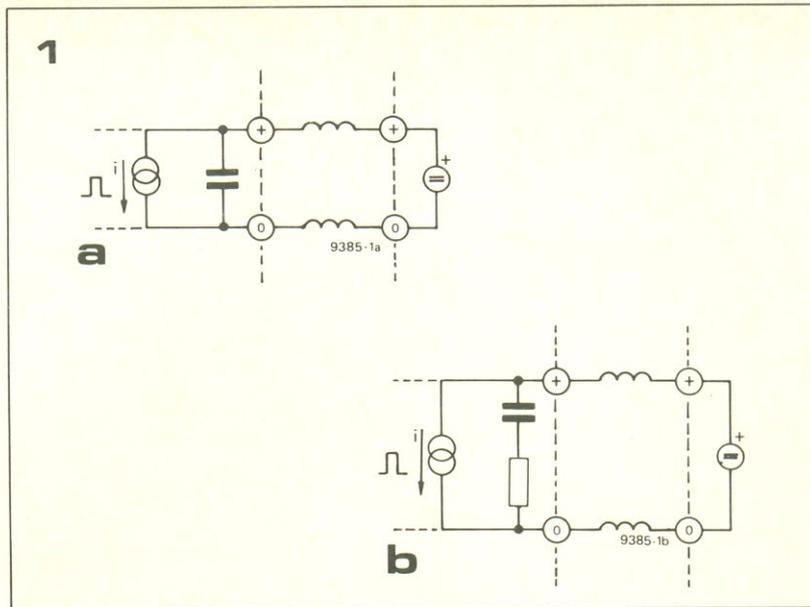
O problema pode ser atacado de várias formas. Como abordagem mais simples, temos a fórmula consagrada do desacoplamento localizado, em vários pontos do circuito, mediante pequenos capacitores de 10 a 100 nF – normalmente do tipo cerâmico, devido à sua reduzida auto-indutância (veja a figura 1a e também o artigo “Desacoplamento em circuitos digitais” na Elektor nº 3).

Em cerca de 90% dos casos o remédio é realmente eficiente, mas às vezes chega a ser pior que a doença, já que os capacitores podem formar circuitos ressonantes com as indutâncias parasitas da fiação. Quando excitados pelos transientes de comutação dos circuitos TTL, tais redes agravam o problema, ao invés de minimizá-lo.

O jeito, então, é complementar o sistema com um resistor que amortecia o circuito ressonante, colocado em série com o capacitor (figura 1b). Resistores de 1 ohm feitos de carvão são os melhores para essa finalidade, pois os de filme metálico costumam exibir auto-indutâncias elevadas. Como alternativa, pode-se substituir o capacitor cerâmico e o resistor por capacitores eletrolíticos de $10 \mu\text{F}/6,3 \text{ V}$, por exemplo; as versões mais modernas desses capacitores possuem uma auto-indutância reduzida, aliada a uma resistência interna suficientemente alta para garantir o amortecimento.

A figura 2a mostra como as combinações RC são utilizadas no desacoplamento de vários CIs que partilham a mesma linha de alimentação. É preferível, no entanto, onde for possível, que essa linha não seja “puxada” de um integrado para outro, mas sim trazer linhas separadas para cada CI ou grupo de dois ou três CIs (figura 2b). Desse modo, reduz-se a interação entre eles, já que a própria auto-indutância de cada linha alimentadora ajuda a isolá-los uns dos outros.

Outra tática muito útil consiste em fazer as linhas de alimentação tão finas quanto possível, o que aumenta sua resistência elétrica e reduz o Q da auto-indutância. Vale a pena considerar, ainda, o método da estabilização individual, principalmente em sis-



desacoplamento da alimentação

figura 1 – Capacitor de desacoplamento usado para suprimir o efeito das auto-indutâncias nas linhas de alimentação (a) e resistor de amortecimento que evita a formação de circuitos ressonantes (b).

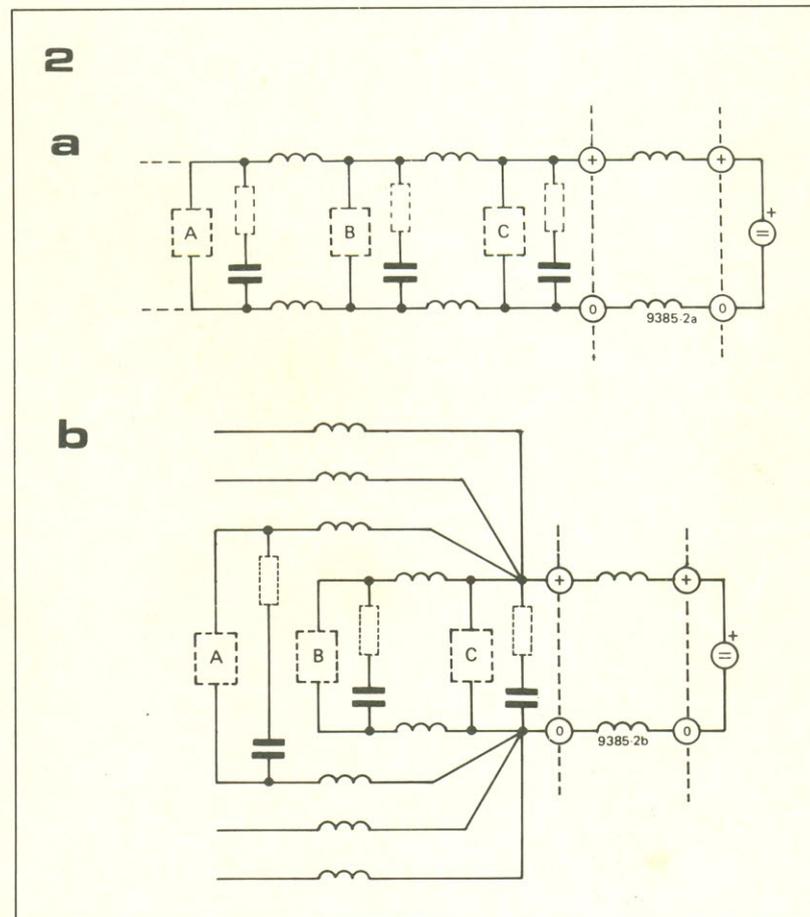


figura 2 – Em grandes circuitos, o desacoplamento pode ser feito a cada 2 ou 3 CIs (a). O resultado será ainda melhor se for possível usar linhas de alimentação separadas para pequenos grupos de CIs (b).

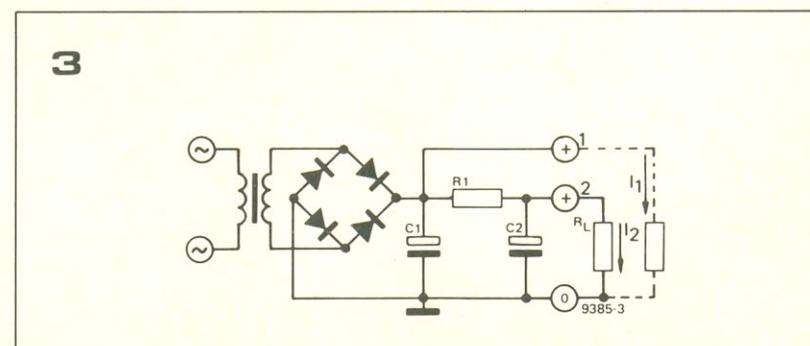


figura 3 – Sempre que uma alimentação com pouco ripple deve ser obtida de uma fonte sem regulação, ela pode ser filtrada por uma rede RC.

temas TTL complexos, que resume-se a destinar um CI regulador para cada placa do sistema. Isto traz uma série de vantagens:

1. A interação entre placas fica virtualmente eliminada;
2. A dissipação de calor é distribuída por vários reguladores, ao invés de ser concentrada em uma única fonte, minimizando os problemas de resfriamento;
3. As placas podem ser alimentadas por uma fonte distante, sem regulação, e não é preciso preocupar-se com quedas de tensão durante o percurso, desde que nas placas a tensão seja suficiente para a operação dos reguladores.

Desacoplamento a diodo

Nem todo circuito precisa de fonte estabilizada; há muitos casos em que ela é simplesmente desnecessária ou mesmo anti-econômica. Utiliza-se, então, a montagem tradicional composta por transformador, retificador em ponte e capacitor de filtro (figura 3) – que em vazio fornece uma tensão CC razoavelmente constante, mas apresenta uma ondulação crescente com o aumento da corrente de carga (veja a figura 5).

Acontece que muitas vezes é preciso dispor de uma alimentação quase sem *ripple* e com uma corrente relativamente baixa, e tem-se que aproveitar a mesma fonte não estabilizada de outro circuito com maior consumo. Exemplos típicos desse caso são os amplificadores de áudio, onde o pré costuma ser alimentado pela mesma fonte do amplificador de potência, mas exige uma ondulação menor que este. É necessário, então, achar uma forma de isolar o pré-amplificador do *ripple* provocado pelo amplificador de potência.

Isto pode ser conseguido através de uma filtragem RC adicional, como se vê na figura 3. A alimen-

4

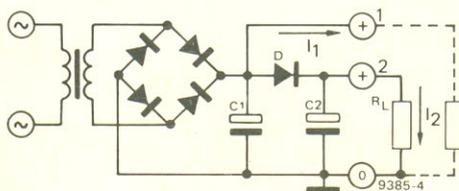


figura 4 – A substituição de R1 por um diodo é uma solução ainda melhor, pois C2, uma vez carregado, fica completamente isolado de C1.

5

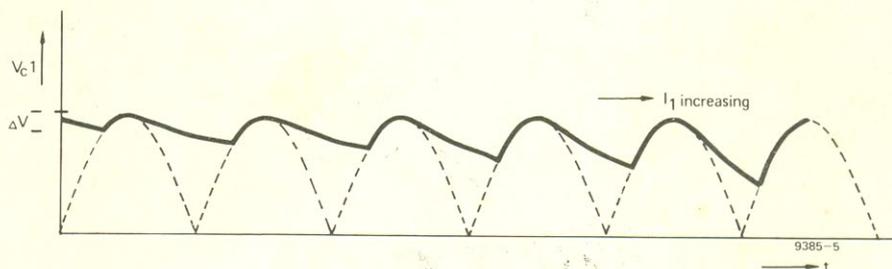


figura 5 – Comportamento da tensão de ondulação em C1 (fig. 3) com o aumento da corrente de carga I_1 .

6

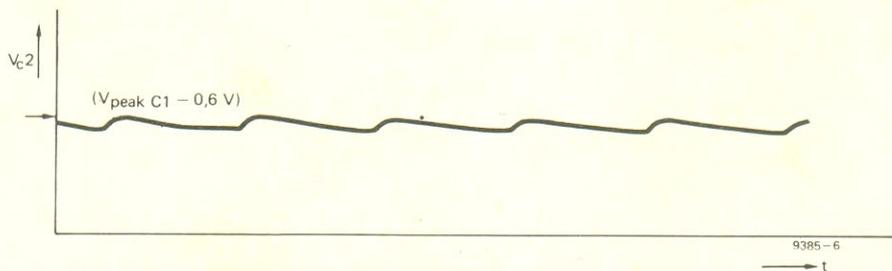
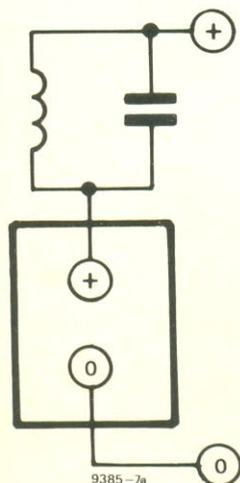
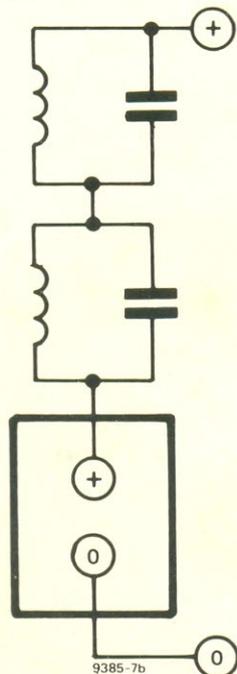


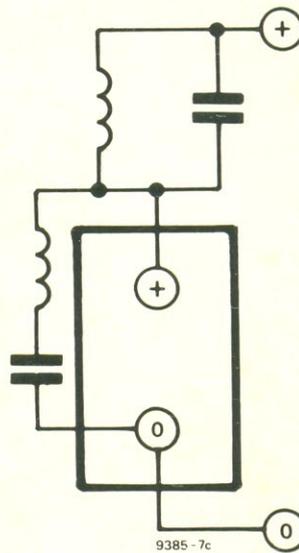
figura 6 – A ondulação sobre C2 (fig. 4) permanece constante, qualquer que seja a tensão de ripple sobre C1.

7
a

b



c



tação para correntes elevadas é tomada do ponto 1, ao passo que no ponto 2 obtém-se um fornecimento mais bem filtrado, ideal para pequeno consumo. Quanto maiores os valores de R1 e C2, tanto menor a ondulação; o resistor, no entanto, não pode exceder certo valor, para que a corrente I2 não faça a tensão no ponto 2 cair abaixo do nível aceitável. Mas também não deve ser demasiadamente reduzido, sob pena de C2 ter sua corrente "roubada" por aumentos de I1, caso C1 fique com uma tensão inferior à de C2.

Esses problemas podem ser resolvidos utilizando-se o circuito da figura 4, onde R1 foi substituído por um diodo. Agora C2 é carregado com uma tensão equivalente ao valor de pico em C1, descontada a queda sobre o diodo; por outro lado, descarrega-se de acordo com constante de tempo $C2/R_L$, não importando o que ocorre com a tensão de C1. Assim sendo, mesmo se C1 for descarregado por um curto-circuito momentâneo, C2 sequer tomará conhecimento disso. O nível de ondulação sobre C2 permanece constante (desde que I2 seja constante), independentemente do ripple sobre C1, conforme ilustra a figura 6.

Desacoplamento em RF

É essencial, nos circuitos de radiofrequência, que nenhum sinal apareça nas linhas de alimentação – não só devido à possibilidade de irradiação a partir dessas linhas, como também pelo perigo de interferência em outras partes do circuito. Isto pode ocasionar instabilidade, no caso de realimentação positiva, ou perda de ganho, na negativa.

Sempre que possível, portanto, os circuitos de RF devem ser divididos em unidades que lidem com uma única frequência ou faixa de frequências. Um receptor com dupla conversão, por exemplo, poderia ser dividido em: estágio de entrada, primeiro amplificador de FI, misturador, BFO, segundo amplificador de FI, demodulador e estágios de BF. Cada uma dessas etapas deveria ser alimentada por uma linha separada, mediante um circuito ressonante paralelo, sintonizado na frequência central manipulada pela etapa – tal como 10,7 MHz, no caso de um amplificador de FI para FM. Essa implementação atua como uma armadilha de RF, impedindo seu retorno às linhas de alimentação (figura 7a).

Quando o circuito deve atuar sobre uma extensa gama de frequências, pode ser necessário o uso de filtros de ampla rejeição, obtidos pela conexão de dois ou mais circuitos ressonantes (de diferentes frequências) em série, como na figura 7b.

Nas frequências mais elevadas, recomenda-se ainda empregar circuitos ressonantes em série para desviar sinais de RF à terra. A figura 7c mostra como fica a combinação de redes série e paralela para essa aplicação; na faixa de centenas de megahertz, a indutância do circuito série pode ser obtida simplesmente pelos terminais do capacitor, cortados no comprimento adequado. ■

figura 7 – Três malhas de desacoplamento em circuitos de RF: filtro de banda estreita (a), filtro de rejeição ampla (b) e combinação de circuitos ressonantes série e paralelo, para uso em VHF (c).

São incontáveis os pequenos circuitos que podem beneficiar nossa bancada.

Este é um dos melhores exemplos da categoria: simples, barato, fácil de montar e usar; e oferece a oportunidade de ampliar os recursos do osciloscópio com a análise de semicondutores

Traçador de curvas para transistores

B. Darnton

curvas montadas diretamente na tela

Sua utilidade é incontestável: permite levantar automaticamente, na tela de um osciloscópio, curvas dos mais variados transistores e diodos. Nada de profissional, é claro, mas antes uma boa ferramenta para efetuar testes rápidos ou para comparar e selecionar componentes. Requer apenas 6 transistores e um diodo dos mais corriqueiros, além de um punhado de componentes passivos, tudo alojado em uma plaquinha de 35 por 75 mm. Em suma, se não é o melhor traçador disponível, pelo menos é o que mais oferece, face ao seu custo e praticidade.

Como é normalmente difícil dizer qual das características dos transistores se destaca em relação às demais, preferimos evitar o estereótipo da "curva mais importante", norteador do projeto por aquela que consideramos a curva de transferência mais usada desses componentes: a I_C/V_{CE} , onde a corrente de coletor é plotada em função da tensão coletor-emissor, sob diferentes correntes de base.

Na figura 2 temos o exemplo de uma "família" dessas curvas, que indica também, de forma aproximada, as correntes de base utilizadas no traçador de curvas. Delas pode-se obter diretamente o fator

de amplificação de corrente e, após alguns cálculos, também a impedância de saída do transistor. Este último parâmetro depende da inclinação das curvas; a grosso modo, quanto mais horizontais e retas elas forem, tanto maior será a impedância coletor/emissor.

Vamos nos concentrar agora no esquema da figura 1, onde o transistor a ser analisado aparece no lado direito, com a sigla "TST" (transistor sob teste). Observe que entre os pontos que vão ligados à entrada Y do osciloscópio e à terra foi incluído o resistor R7 – que é o resistor de coletor do TST e cuja corrente é obviamente proporcional à corrente de coletor do transistor analisado. Obtemos, dessa forma, uma " I_C " no eixo vertical do osciloscópio.

O emissor do TST, por sua vez, vai ligado diretamente à entrada X, de modo que a tensão coletor/emissor (V_{CE}) possa ser visualizada horizontalmente na tela. Mas o que exatamente faz com que as curvas se formem na tela?

Dois sinais são aplicados ao TST: uma forma de onda com 5 "degraus" crescentes, na base, e um dente-de-serra, no coletor, a cada degrau do outro sinal. Em outras palavras, a tensão de coletor

varia continuamente, sob uma determinada corrente de base. O processo todo é muito rápido, fazendo com que o osciloscópio pareça estar montando 5 curvas simultaneamente, com cinco correntes de base diferentes.

Tanto o sinal em degraus como o dente-de-serra são controlados pelo multivibrador astável formado por T1 e T2, que produz uma frequência de 1 kHz, aproximadamente. O dente-de-serra, então, é facilmente obtido integrando-se a onda quadrada por meio de R5 e C5. A tensão em escada já é mais complicada: durante o semiciclo positivo da onda quadrada produzida pelo astável, C3 é carregado com uma tensão equivalente à de alimentação; no semiciclo negativo, C3 vai então ativar o transistor T3, reduzindo um pouco a tensão de emissor de T4 (que está ligado à base do TST via R8). Solicitando-se C4 dessa forma, intermitentemente, tem-se uma pequena redução na tensão de emissor de T4, a cada semiciclo negativo, até que esse transistor começa a conduzir, ativando T5. Por fim, o capacitor C4 é instantaneamente descarregado e um novo ciclo tem início.

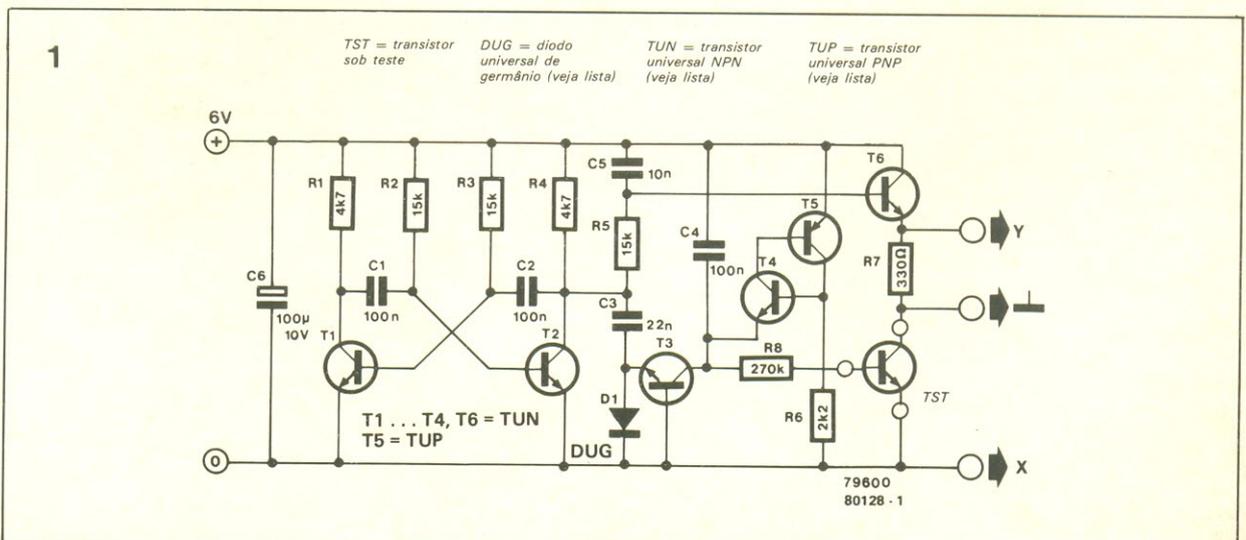


figura 1 - Esquema completo do traçador de curvas.

O número de estágios existentes em cada ciclo é determinado pela relação entre C3 e C4. Com os valores indicados, obtém-se 5 estágios, mas esse número (e consequentemente o número de curvas na tela) pode ser variado à vontade pelo simples ajuste no valor de C4.

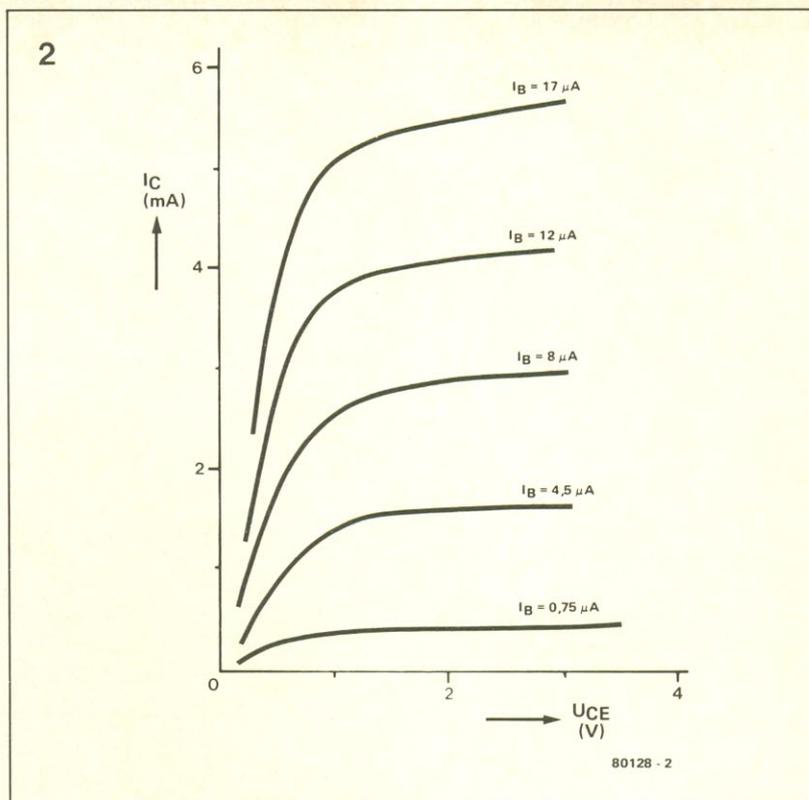
Passando à prática

A foto da figura 3 mostra como as curvas aparecem na tela do osciloscópio e também a única, porém pequena, desvantagem do circuito: as curvas são traçadas da direita para a esquerda, ao contrário do que seria normal em um gráfico. Nada pode ser feito para corrigir essa inversão, embora não represente nenhum obstáculo; basta acostumar-se a ela.

O circuito apresenta também uma pequena limitação, pois não permite a análise de transistores PNP. Nada de intransponível, porém, já que pode ser facilmente adaptado para essa função; aliás, dado o baixo custo, pode-se montar as duas versões, empregando a mesma placa de circuito impresso. É só usar TUPs na posição de T1... T4 e T6, e um TUN no lugar de T5, além de inverter a posição de C6 e D1 e as ligações da alimentação. Essa "versão PNP" vai montar as curvas a partir da esquerda (como estamos acostumados), só que com o eixo Y negativo - isto é, as curvas vão aparecer de cabeça para baixo na tela.

Mencionamos de passagem que o traçador também permite o teste de diodos. Basta ligá-los com o anodo em R7 e o catodo na terra de alimentação (X) e na tela surgem suas curvas I/U. A placa sugerida para o circuito está na figura 4; como se vê, ela é tão compacta que permite a montagem das duas versões na mesma caixa, sem ocupar muito espaço.

Para terminar, informamos que a alimentação deve fornecer apenas alguns miliampères ao circuito, mas a tensão precisa estar muito bem regulada para assegurar um bom funcionamento. ■



traçador de curvas...

figura 2 - Curvas I_C/U_{CE} de um transistor. O circuito proposto permite fazer medições com as 5 correntes de base mostradas.

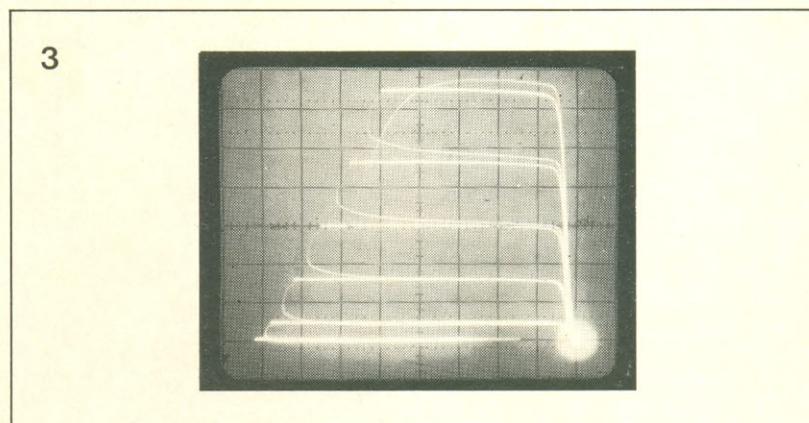
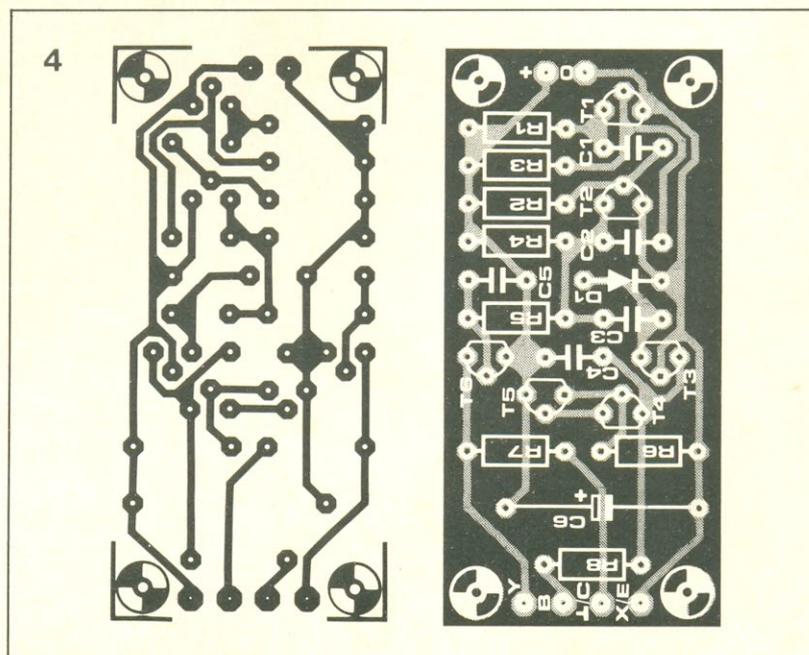


figura 3 - Aspecto das curvas na tela do osciloscópio.



Lista de componentes

Resistores
R1, R4-7, 7k
R2, R3, R5-15 k
R6- 2,2 k
R7- 330
R8- 270 k

Capacitores
C1, C2, C4-100nF
C3- 22 nF
C5- 10 nF
C5- 10 nF
C6-100 µF/10 V

Semicondutores
T1...T4, T6- Bc107, C108, BC109 ou equivalentes
D1- AA119, DA 95 ou equivalente

Diversos
Placa nº 80128

figura 4 - Placa de circuito impresso do traçador, vista pelos dois lados, em escala 1:1.

Sistemas de modulação

Tudo o que os não iniciados precisam saber sobre o princípio da modulação analógica, em suas várias modalidades e circuitos, apenas com as fórmulas indispensáveis e muito exemplos

1ª parte

Todo sistema de comunicação tem por objetivo enviar informações de um local para outro – podendo, por isso, ser dividido em três partes básicas, conforme está ilustrado na figura 1:

– um codificador, que converte a informação em um formato adequado à transmissão pelo meio escolhido;

– um meio de veiculação das informações;

– um decodificador, para reverter a informação à forma original.

Um dos mais antigos sistemas de comunicação é o que emprega a voz humana. As informações produzidas no cérebro são codificadas em vibrações mecânicas pelos trato vocal, transmitidas pelo ar e reconvertidas em dados pelo sistema auditivo do ouvinte, em seu cérebro. Embora continue

sendo muito utilizado (por motivos óbvios...), esse processo tem certas desvantagens: seu alcance, por exemplo, é limitado pela potência dos pulmões, sofre todo tipo de interferências e está sempre sujeito a interrupções causadas por faringites e outros problemas de garganta.

Os correios são outro exemplo de sistema de comunicação. Nesse caso, as informações geradas no cérebro são codificadas em símbolos escritos, transmitidas via sistema postal (que é o meio de transmissão, no caso) e depois decodificadas pelo complexo óptico do destinatário.

Os dois sistemas exigem a intervenção direta de seres humanos no envio e recepção das informações, mas isto nem sempre é necessário. Dois computadores, por exemplo, podem manter diálogos através de uma linha de comunicação, sem a participação de humanos; estações meteorológicas automáticas também podem trabalhar sozinhas, transmitindo e/ou recebendo dados. Os sistemas de comunicação, portanto, podem ser divididos em duas categorias, pelo menos:

– aquela que envolve informações perceptíveis pelos nossos sentidos e cujo receptor final é uma pessoa; o rádio e a TV estão incluídos neste caso;

– e a que dispensa a participação de seres humanos nos processos de codificação e decodificação.

A principal diferença entre ambas deriva do fato de que os sentidos humanos são capazes de operar seletivamente, permitindo que a informação possa ser percebida mesmo com a presença de níveis elevados de dados indesejáveis. Essa capacidade, além disso, pode ser aperfeiçoada ainda mais mediante treinamento – possibilitando a um operador de rádio, por exemplo, distinguir sinais que seriam ininteligíveis para um leigo.

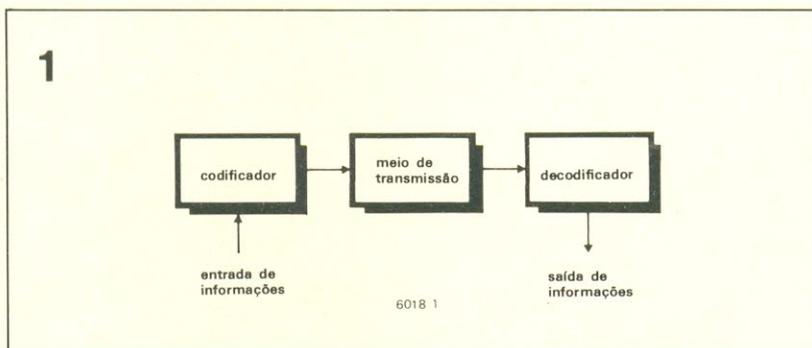


figura 1 – Diagrama de blocos de um sistema de comunicações, composto basicamente por um codificador, um meio de transmissão e um decodificador.

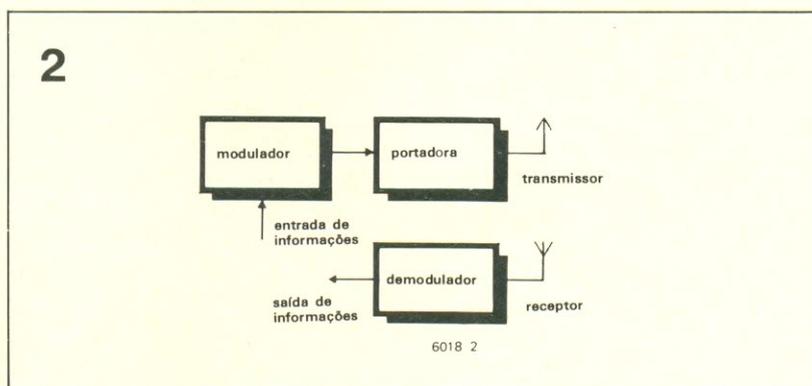


figura 2 – Quando a radiação eletromagnética é usada como meio de transmissão, a codificação é feita no transmissor e a decodificação, no receptor.

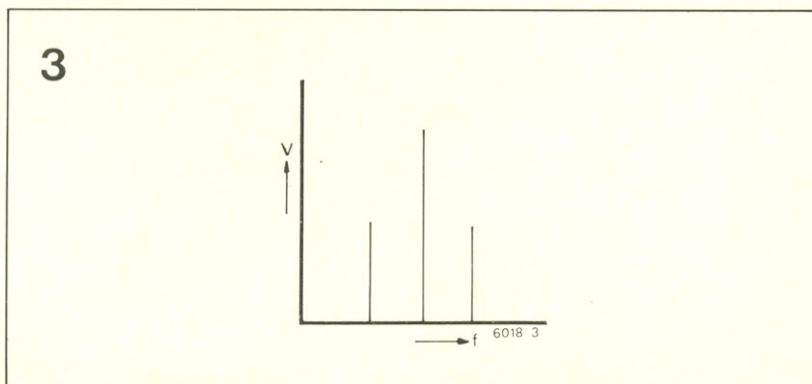


figura 3 – Espectro de frequência de um sinal DSB com modulação senoidal de uma só frequência.

Pode-se, então, subdividir a primeira categoria em dois sub-grupos:

- aqueles em que as interferências sobre a informação transmitida devem ser mínimas, tais como a transmissão de música em FM e a televisão;

- e aqueles que são pouco afetados pela distorção do conteúdo das informações ou mesmo pela omissão de grande parte das mesmas.

A telefonia, que normalmente transporta apenas a voz humana, encaixa-se nesse segundo grupo. De fato, a fala permanece razoavelmente inteligível, mesmo com a remoção de partes da informação através de faixas estreitas e outros meios.

O conceito de modulação

Sempre que a radiação eletromagnética é utilizada como meio de transmissão (ou seja, como portadora), deve-se imprimir a informação sobre ela, alterando um ou mais parâmetros da mesma (isto é, modulando-a). O decodificador, no lado receptor, extrai as informações da portadora, rejeitando-a em seguida. Se nos restringirmos à modulação analógica, existem dois tipos principais de comunicação: AM ou modulação em amplitude e FM ou modulação em frequência.

Em AM, o parâmetro variável que representa a informação é a amplitude da portadora, ao passo que em FM a frequência atua como variável. A formas mais corriqueiras de modulação em amplitude são as seguintes:

- banda lateral dupla, com portadora (DSB);
- banda lateral dupla com portadora suprimida (DSSC);
- banda lateral única com portadora suprimida (SSB);
- modulação pela posição da portadora (CPM)

Veremos nesta primeira parte as três primeiras, que são as mais importantes, deixando para a próxima edição as modulações em frequência e fase e a última modulação em AM.

Modulação DSB

Nos sistemas de banda lateral dupla, um sinal de baixa frequência é usado para variar a amplitude de uma portadora de radiofrequência. Na ausência de modulação, a portadora continua a ser irradiada em um determinado nível. Por outro lado, na modulação máxima a amplitude da portadora

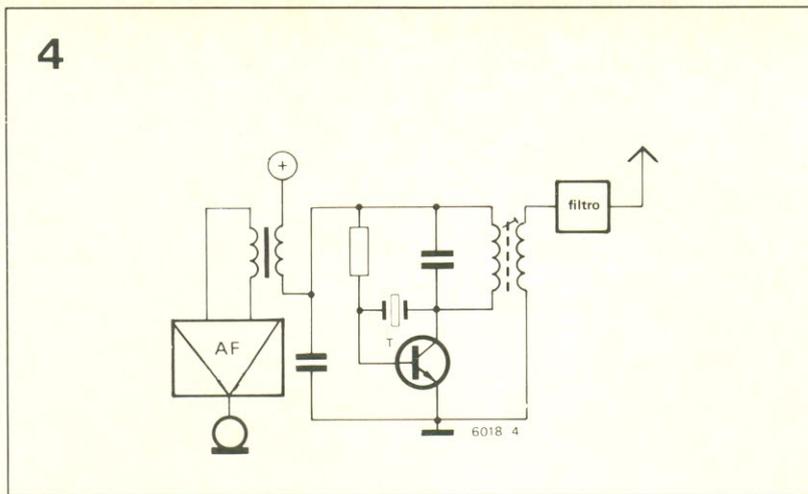


figura 4 - Os sinais DSB podem ser gerados de forma muito simples, como neste diagrama.

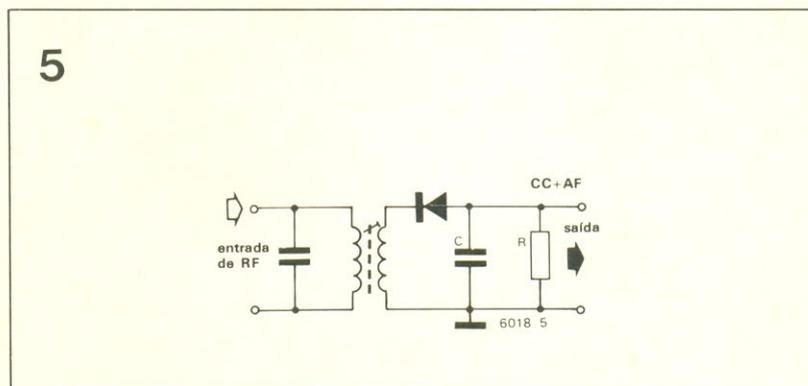


figura 5 - Demodulador DSB básico (ou detector de envoltória), usando um diodo como elemento não linear.

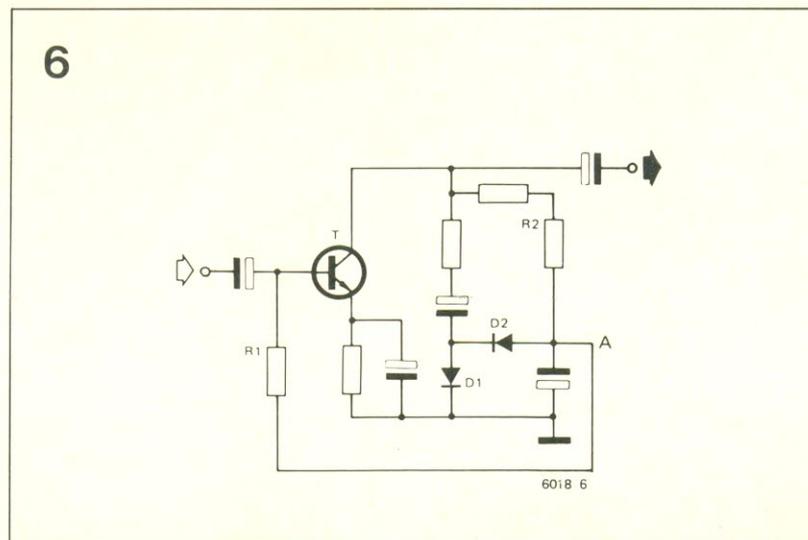
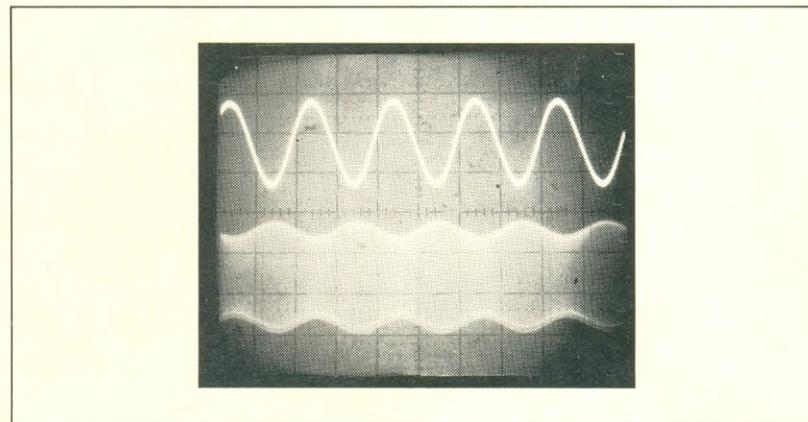


figura 6 - O compressor dinâmico é simplesmente um amplificador cujo ganho diminui com o aumento de nível no sinal de entrada.

chega a assumir um valor nulo, mais exatamente nos "vales" da forma de onda moduladora. Daí pode-se deduzir, portanto, que a máxima amplitude, nesse caso, equivale ao dobro da amplitude da

portadora sem modulação, nos picos do sinal modulador (isto, é claro, se a modulação for linear).

Na primeira foto podemos ver um sinal DSB típico. Eis como fica a expressão matemática dessa

modulação, considerando uma senoide como sinal modulador:

$$v = [1 + m \cdot \cos(\omega_{AF}t)] \cdot v_0 \cos(\omega_{RF}t) \quad (1)$$

Nessa equação, "m" é o índice de modulação, $v_0 \cos(\omega_{RF}t)$ é a portadora (onde v_0 é o valor de pico sem modulação) e $\cos(\omega_{AF}t)$ é o sinal modulador.

O índice de modulação pode variar entre zero (sem modulação) e 1 (modulação máxima), enquanto o parâmetro conhecido como nível de modulação é normalmente representado em porcentagens, sendo que 100% corresponde ao índice de modulação unitário. Nos transmissores comerciais, o nível de modulação gira em torno dos 30% - o que ocorre quando o sinal de áudiofrequência atinge seu valor máximo, ou seja, $\cos(\omega_{AF}t) = 1$. O valor médio, por conseguinte, deve ser necessariamente menor.

Desenvolvendo a equação (1), vamos obter:

$$v = v_0 \cdot \cos(\omega_{RF}t) + \frac{m v_0}{2} \cdot [\cos(\omega_{RF} + \omega_{AF})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{AF})t] \quad (2)$$

7

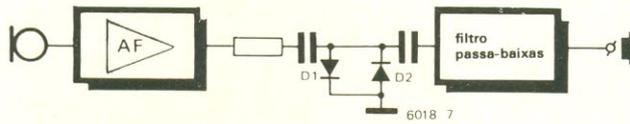
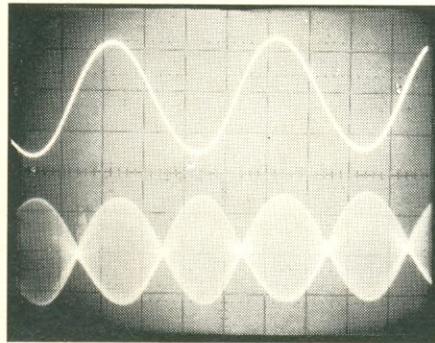


figura 7 - Diagrama de blocos de um ceifador para AF empregando um par de diodos.



8

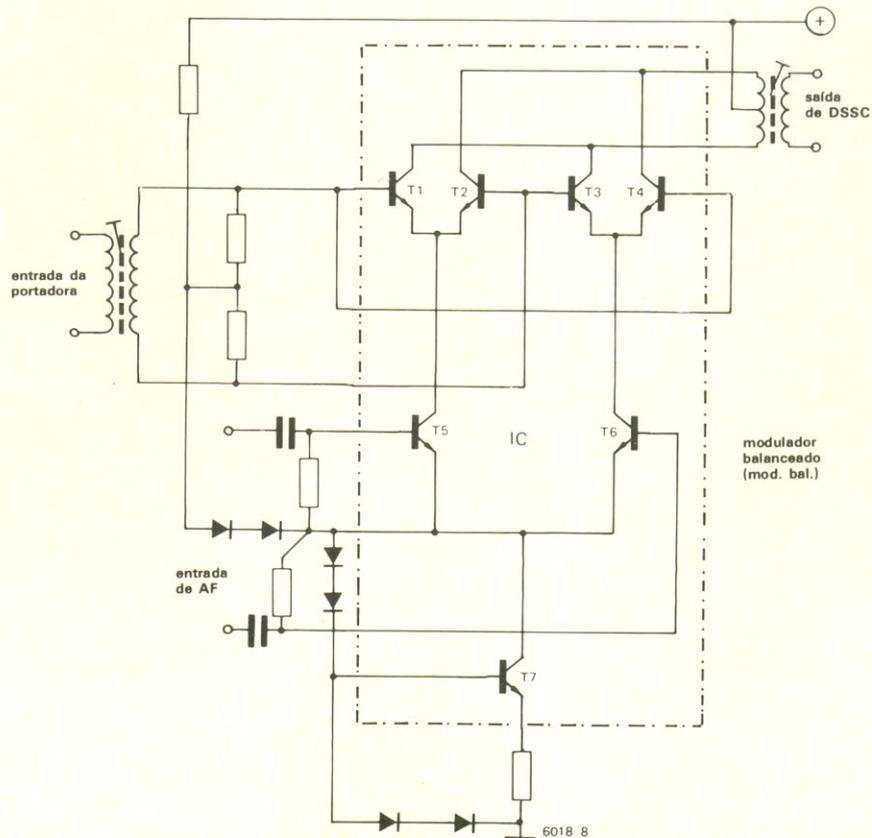


figura 8 - Modulador balanceado simétrico para gerar sinais DSSC; os componentes embutidos no CI estão limitados pela linha tracejada.

Vê-se agora que a informação de baixa frequência está presente nas duas bandas laterais, simetricamente dispostas acima e abaixo da portadora. A figura 3 mostra o espectro de frequência de um sinal DSB, usando o exemplo dado do sinal modulador senoidal. Claro que com formas de onda complexas – como a da voz, por exemplo – a coisa muda de aspecto e cada banda lateral deixa de ser uma frequência única para tornar-se um verdadeiro espectro de frequências, ocupando uma faixa equivalente a \pm a maior frequência moduladora, em cada lado da portadora.

A equação também demonstra que, com o índice 1 de modulação, metade da energia irradiada é despendida na portadora, que não contém informação de espécie alguma. Como os transmissores comerciais operam com níveis de modulação bem inferiores a 100%, está claro que vários gigawatts são irradiados inutilmente para o espaço por estações de rádio do mundo todo. Mas, além do gasto desnecessário de energia, outros fenômenos indesejáveis são gerados por essa modulação, tal como o "efeito Luxemburgo", nome dado à modulação cruzada na ionosfera. O sistema, por fim, desperdiça espaço de transmissão, já que mantém as duas bandas laterais, ambas carregando a mesma informação de baixa frequência; é um caso explícito de redundância, em outras palavras.

Parece lícito perguntar, então, por que diante de tantas desvantagens a modulação DSB é a mais empregada até hoje. Bem, em primeiro lugar, ela tem "direitos ad-

quiridos" por antiguidade; por ser a forma mais antiga de modulação em uso, muito capital foi investido em seus equipamentos de transmissão e recepção. Em segundo lugar, é o de implementação mais simples e barata, se comparado com sistemas mais econômicos em energia e largura da faixa.

O circuito de um simples modulador pode ser visto na figura 4. Observe que o potencial de alimentação do oscilador a transistor (e portanto sua saída) é variado pela saída do amplificador de modulação. Já a demodulação ou detecção de um sinal DSB pode ser realizada simplesmente por um diodo e um filtro RC tipo passa-baixas. O diodo retifica o sinal modulado, de modo que apenas os semiciclos negativos apareçam em seu catodo, contendo metade

da envoltória original. A portadora é então removida pelo filtro passa baixas e apenas o sinal modulador original surge na saída, sobreposto a um potencial CC correspondente à amplitude da portadora sem modulação.

Na prática, costuma-se adotar técnicas de compressão de faixa dinâmica para aumentar a potência útil irradiada dos transmissores DSB. Isto significa que a faixa compreendida entre os sons mais fracos e mais fortes, no sinal modulador, é deliberadamente reduzida. Em outras palavras, as passagens em *pianissimo* são enfatizadas e as em *fortissimo*, atenuadas. Como consequência, reduz-se a variação do nível de modulação.

A figura 6 mostra um compressor dos mais simples para esses casos. O sinal presente no coletor

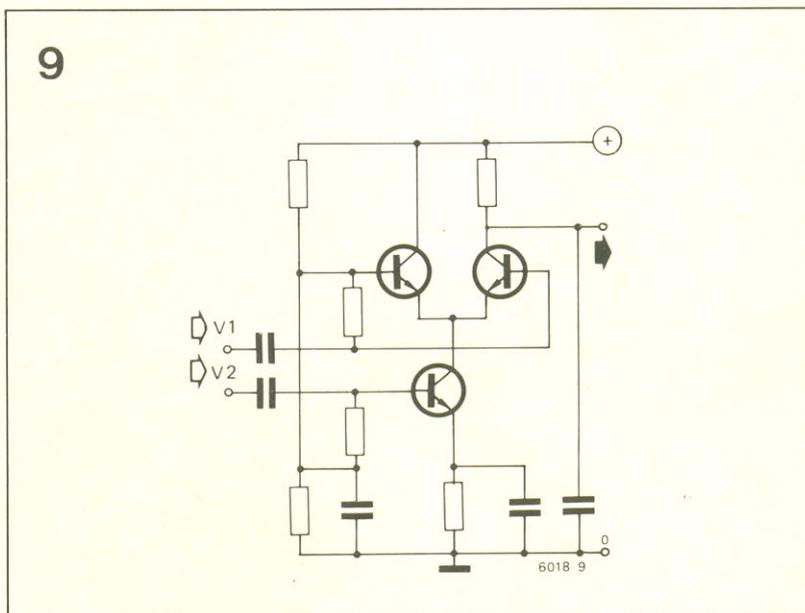


figura 9 – Um simples detector de produto, para ser usado quando não houver grandes exigências de rejeição dos sinais de entrada (ou quando isto é feito por algum outro estágio do circuito).

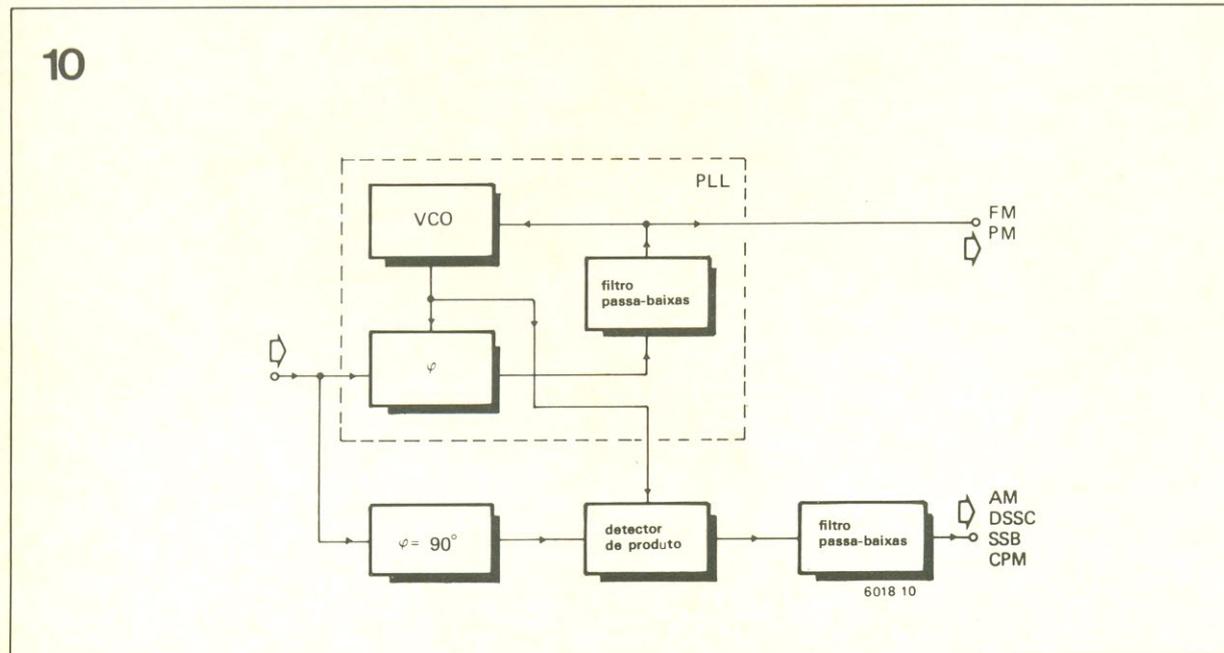


figura 10 – Demodulador "universal" que atua sobre todos os sinais modulados de faixa estreita, tanto de AM como FM.

283

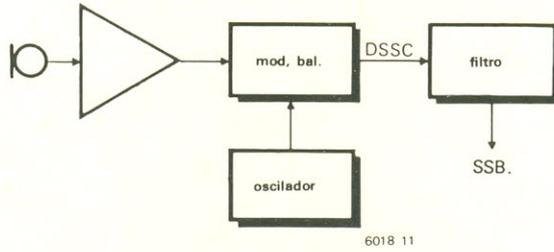


figura 11 – Geração de sinais SSB pelo método do filtro.

do transistor é retificado por D1 e D2 e o potencial do capacitor ligado ao ponto A é aplicado à base do transistor, proporcionando-lhe a polarização necessária. Caso o sinal aplicado ao transistor aumente, o potencial do ponto A vai diminuir, reduzindo a polarização de base do transistor e deslocando seu ponto de trabalho para obter um ganho menor. Selecionando com critério as constantes de tempo da malha retificadora, é possível minimizar a inevitável distorção associada ao uso de compressores.

Sempre que um sistema de comunicação é empregado somente na transmissão e reprodução de voz, a inteligibilidade torna-se mais importante que a fidelidade, e ele pode tolerar níveis elevados de distorção. O nível de modulação, nesse caso, pode ser muito melhor controlado por "ceifamento", como no circuito da figura 7: a saída máxima do amplificador de AF é limitada pela tensão direta dos diodos, que se encarregam de ceifar todos os picos de sinal. Após o ceifamento o sinal adquire harmônicas em grande quantidade, razão pela qual inclui-se um filtro passa-baixas na saída, a fim de limitar a largura de faixa e permitir um melhor aproveitamento do espectro de RF.

Modulação DSSC

Como o próprio nome sugere, nessa modalidade de transmissão utiliza-se apenas as bandas laterais, dispensando a portadora. A forma de onda resultante, novamente com modulação de um único sinal senoidal, aparece na foto nº 2.

A supressão da portadora implica, obviamente, numa grande economia de energia. Em contrapartida, como se pode observar pela foto, a envoltória não reproduz a forma de onda do sinal mo-

dulador, dificultando assim a detecção.

A geração de sinais DSSC é relativamente simples, podendo ser efetuada por uma série de circuitos diferentes, entre os quais o mais eficiente é o modulador simétrico balanceado, já disponível sob a forma de ICs em várias versões. Um típico modulador balanceado está representado na figura 8, no qual T1/T2 e T3/T4 formam dois pares diferenciais. A portadora é aplicada por meio de um transformador de entrada, mas não aparece na saída caso não haja um sinal modulador presente, já que as saídas dos pares diferenciais cancelam-se mutuamente.

Os transistores T5 e T6 formam outro par diferencial, ao qual é entregue o sinal modulador. Isto faz com que os pares T1/T2 e T3/T4 saiam da condição balanceada, gerando na saída um sinal proporcional ao produto dos sinais de alta e baixa frequência, ou seja:

$$V_1 = \cos(\omega_{AFt}) \cdot \cos(\omega_{RFt})$$

Na outra ponta, a demodulação dos sinais DSSC é obtida por meio de um detector de produto, cuja saída também é formada pelo produto das duas tensões presentes em sua entrada – uma das quais é o próprio sinal DSSC (v_1) e a outra, a portadora regenerada (v_2). Expressando matematicamente, vamos ter:

$$V_{out} = V_1 \cdot V_2$$

$$\begin{aligned} V_{out} &= \cos(\omega_{AFt}) \cdot \cos(\omega_{RFt}) \cdot \\ &\quad \cos(\omega_{RFt} + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} \cos(\omega_{AFt}) \cdot [\cos \varphi + \\ &\quad \cos(2\omega_{RFt} + \varphi)]. \end{aligned}$$

Em seguida, um simples filtro passa-baixas encarrega-se de remover as componentes de alta fre-

quência, deixando apenas o sinal útil:

$$V = \frac{1}{2} \cos(\omega_{AFt}) \cdot \cos \varphi \quad (3)$$

A portadora restaurada, necessária ao processo de demodulação, pode ser obtida nas próprias bandas laterais, embora com dificuldades práticas consideráveis. Por esse motivo, uma pequena fração da portadora original é irradiada juntamente com o sinal, sob a forma de frequência piloto, a fim de facilitar sua regeneração na etapa receptora. No receptor, essa chamada portadora "residual" ou "vestigial" tem seu nível elevado até o valor exigido pela demodulação.

Nesse processo é indispensável a utilização de sistemas PLL (*phase-locked loop* ou laço fechado por fase), devido às exigências críticas de fase envolvidas. Observando a equação (3), por exemplo, é evidente que, se a portadora restaurada for defasada em 90°, a saída de baixa frequência será anulada. Embora seja fácil obter o correto posicionamento de fase por outros métodos, os PLLs se notabilizam por manter-se estáveis com o tempo e a temperatura.

O modulador balanceado é um circuito que pode ser usado também como detector de produto, especialmente sob a forma dos ICs comerciais existentes. Mas como a componente de RF é facilmente suprimível, costuma-se utilizar sistemas menos complexos nessa função, tal como o da figura 9.

Na figura 10 vemos o diagrama de blocos de outro demodulador para sinais DSSC, que pode ser considerado universal, pois serve também para demodular DSB, SSB e CPM, além das transmissões moduladas em fase e frequência. O sinal de entrada é aplicado simultaneamente ao estágio PLL e a um defasador: no primeiro, para que a portadora vestigial possa ser regenerada e no segundo, para sofrer uma defasagem de 90° antes de ir para o detector de produto, já que a maioria dos PLLs desloca a fase em 90°. Do detector ele passa então para o filtro, que elimina o RF. Apesar de parecer um tanto "superdimensionado" para a demodulação DSB, quando comparado ao simples detector a diodo, esse circuito oferece uma série de vantagens, particularmente na presença de interferências.

12

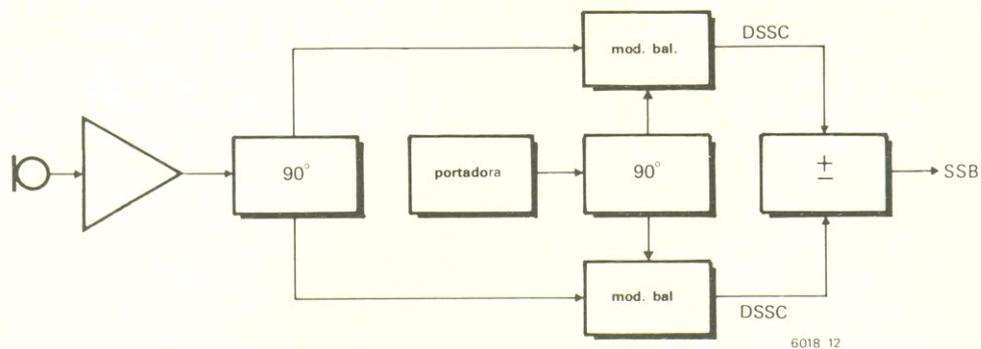


figura 12 – Este método de produzir sinais SSB evita a utilização de filtros de corte acentuado.

13

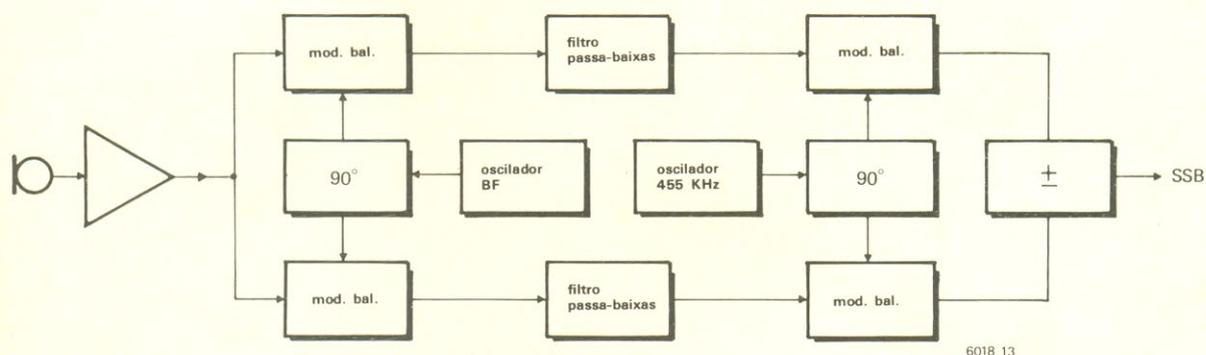


figura 13 – Sistema de "modulação dupla" para produzir sinais SSB. A modulação dos sinais de AF em um sub-portadora dispensa os defasadores de banda larga.

Modulação SSB

Vimos que na modulação com banda lateral dupla e portadora suprimida (DSSC) faz-se uma grande economia de potência ao eliminar uma componente do sinal que não carrega nenhuma informação. Comparada com a DSB, porém, ela mantém o desperdício da faixa de transmissão, pois seu sinal continua com as bandas laterais redundantes. Uma delas pode ser eliminada, portanto, reduzindo à metade a largura de faixa necessária para cada emissora. É o que acontece na modulação SSB, que veremos agora.

Existem várias formas de se produzir sinais SSB e a mais simples de todas utiliza um sinal DSSC que é filtrado para que seja transmitida apenas uma das bandas laterais. Nesse caso, tem-se a opção de transmitir a banda superior ou inferior, dependendo somente dos parâmetros do filtro.

Esse primeiro método está ilustrado na figura 11. Como as bandas laterais ficam separadas apenas pelo dobro do valor da menor

frequência do sinal modulador, o filtro deve exibir um corte bastante abrupto, para garantir a total rejeição da banda descartada. E como as curvas dos filtros são definidas em dB por oitava – onde uma oitava acima ou abaixo de uma certa frequência representa duas vezes e meia aquela frequência –, conclui-se que quanto menor a frequência da portadora, tanto mais afastadas estarão as bandas laterais em termos de oitavas e tanto mais fácil será a filtragem.

Por essa razão, o sinal SSB é normalmente modulado com uma portadora de frequência muito inferior à do transmissor e só após a filtragem esse valor é elevado por conversão de frequência. Além disso, a supressão da portadora também é mais simples nas áreas mais baixas do espectro. Os modernos filtros cerâmicos são capazes de rejeitar em até 50 dB a banda lateral indesejável.

A figura 12 mostra um segundo método, menos comum, de gerar sinais SSB. Nesse caso, o sinal de baixa frequência é dividido em duas componentes de mesma am-

plitude mas defasadas em 90°; a portadora passa por um tratamento semelhante. Os quatro sinais são então aplicados a dois moduladores balanceados e os dois sinais DSSC assim produzidos são também defasados – de modo que duas das bandas laterais correspondentes fiquem em fase, enquanto as outras duas ficam deslocadas em 180°.

A soma dos sinais DSSC vai cancelar uma das bandas, enquanto a subtração elimina a outra, facilitando assim a escolha da banda lateral desejada. Mas como a obtenção prática de defasadores de amplo espectro não é tarefa simples, costuma-se apelar para um terceiro método de produção dos sinais SSB, que está ilustrado na figura 13. Trata-se de um processo em duas etapas, onde o sinal de AF é modulado sobre duas sub-portadoras defasadas de 90°. As bandas laterais superiores são rejeitadas pelos filtros e os dois sinais são então processados exatamente como foi descrito para a figura 12.

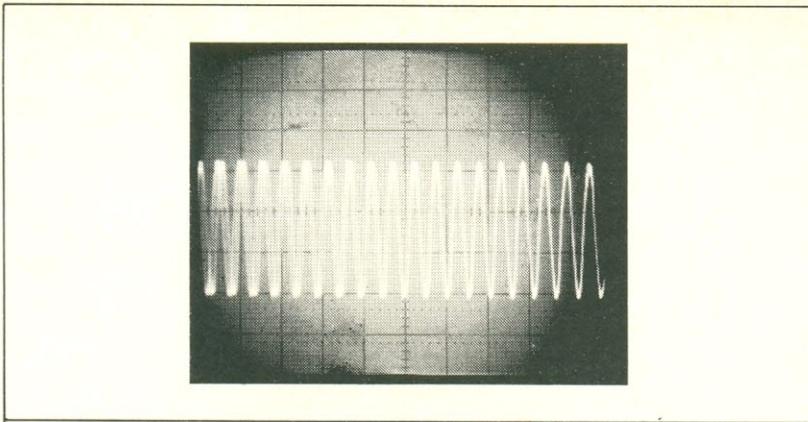


figura 14 – Um “processador de voz” tipo limitador de RF, que aumenta a potência média irradiada.

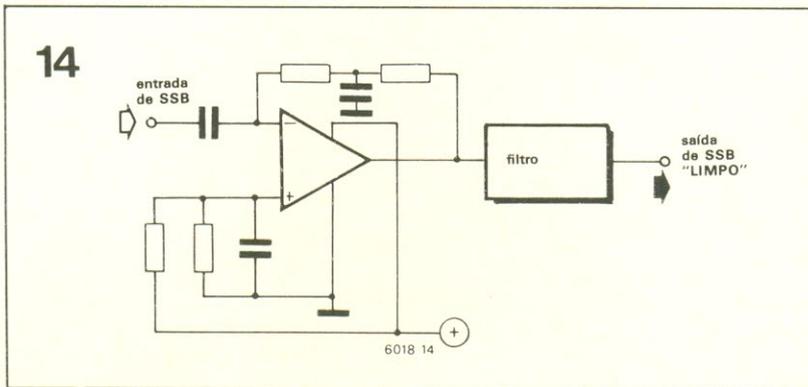
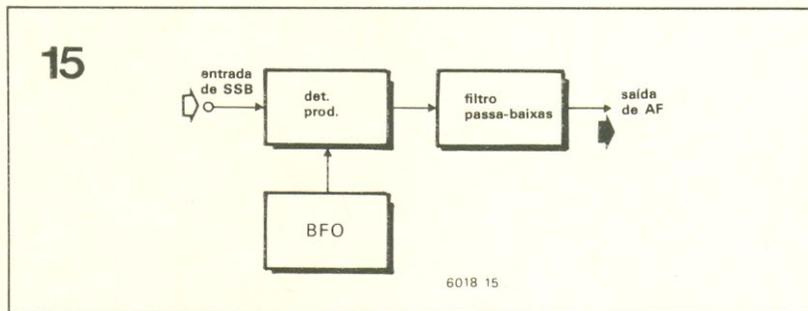


figura 15 – Demodulação de um sinal SSB mediante um oscilador de batimento (BFO) e um detector de produto.



Processamento de voz e demodulação

A exemplo do que acontece em DSSC, a envoltória do sinal SSB também não tem semelhança alguma com o sinal modulador original; as tentativas de elevar o nível médio do sinal transmitido por processamentos de baixa frequência, como fazem os compressores ou ceifadores de AF, estão condenadas ao fracasso. A forma mais eficiente de se elevar o nível do sinal, em uma transmissão SSB, utiliza a limitação do próprio sinal de RF.

Esse método, porém, produz harmônicas, ampliando o espectro de frequência, de modo que o limitador deve estar acompanhado de um filtro que as elimine. Caso o sinal SSB seja produzido pelo processo da filtragem, pode-se empregar então um filtro similar na remoção dessas harmônicas, depois do ceifamento. A figura 14 mostra um

típico ceifador de RF em diagrama de blocos; tais circuitos são comercializados sob inúmeras versões, mas com o nome genérico de “processadores de voz”.

Os sinais SSB podem ser demodulados por sistemas equivalentes ao da figura 10, mas se a transmissão envolve apenas a voz é possível empregar arranjos mais simples, como o da figura 15. Este, por sua vez, já não serve para sinais DSSC, devido aos problemas decorrentes com batimentos de frequência. De fato, digamos que a portadora regenerada não está sincronizada com a portadora recebida, mas defasada em 100 Hz; as bandas laterais, portanto, ficam igualmente deslocadas, mas em sentidos opostos. Como resultado, aparece uma forte componente de 200 Hz, capaz de tornar o sinal quase ininteligível.

No caso dos sinais SSB, por outro lado, bastaria deslocar todas as frequências em 100 Hz e a fala

provavelmente permaneceria inteligível – muito embora esse artifício não seja adequado à reprodução de música.

Rádio-interferências

Todas as transmissões em AM possuem uma característica em comum, que é a correlação entre a amplitude do sinal irradiado e a amplitude do sinal modulador. Ao aplicar tais sinais a um detector de envoltória tem-se uma saída de baixa frequência, embora no caso de DSSC e SSB ela seja ininteligível.

Em princípio, qualquer elemento não linear poderia atuar como detector de envoltória, desde que a amplitude do sinal de RF fosse adequada. Eis porque a interferência em equipamentos eletrônicos domésticos, tais como aparelhos de TV e de áudio, pode ser um sério problema. Qualquer junção semicondutora existente nesses aparelhos (ou até mesmo soldas frias e conexões oxidadas) é capaz de demodular um sinal de RF indesejável.

O problema costuma aparecer com mais frequência nos estágios iniciais dos amplificadores e a culpa quase sempre recai, injustamente, sobre os radioamadores – cujo equipamento geralmente atende a todas as exigências e regulamentações, além de receber manutenção mais constante que os aparelhos domésticos. Estes, em geral, são os responsáveis pela interferência, devido a falhas de projeto ou manutenção inadequada.

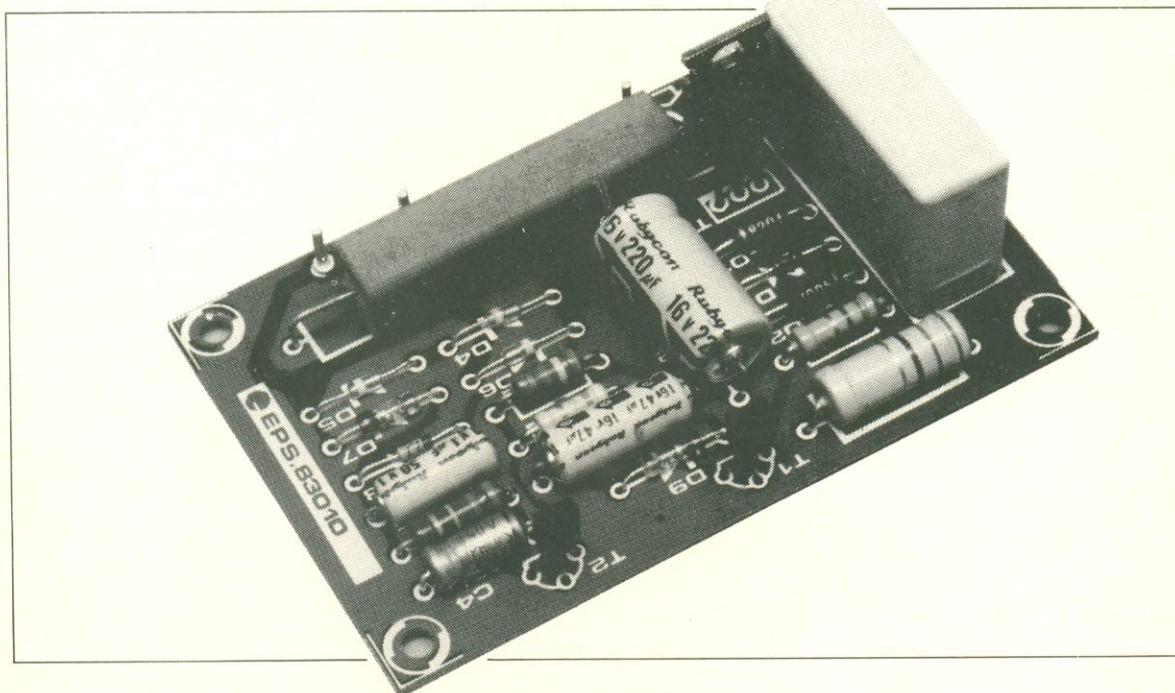
Sistemas de amplitude constante

Interferência é o que raramente ocorre com os transmissores em que a amplitude da portadora permanece constante, com a possível (e pouco provável) exceção de amplificadores bloqueados por fortes sinais de RF. Tais sistemas também não gastam, necessariamente, mais energia na transmissão, já que na comunicação por voz podem ser acoplados a fono-interruptores, que fazem o circuito operar apenas na presença de sinais de AF.

Outra vantagem dos sistemas de amplitude constante reside na facilidade de se implementar o CAG (controle automático de ganho); em certos casos ele pode ser até omitido, sem problemas. É o que veremos no segundo artigo, com o sistemas CPO, FM e PM; até lá.

Não é raro que os disjuntores "saltem" inesperadamente ao se ligar amplificadores de potência, lâmpadas halógenas de cinema ou serras elétricas, por exemplo. Mesmo os fusíveis "queimam", às vezes, sem explicação plausível. Esses são os casos em que é preciso ter um estágio intermediário na instalação elétrica, separando a carga dos disjuntores.

H. Dominik



Protetor de fusíveis

Imagine que está estreado seu novo amplificador de 350 VA e, toda vez que você o liga, ele "derruba" o disjuntor, lá no quadro de força. Mas como, se o consumo máximo do aparelho não passa dos 350 watts e o disjuntor tem um limite de corrente de 15 A? O paradoxo parece contradizer Ohm e sua lei: quando ligado à rede de 110 V, o amplificador, com seu consumo de 350 W, não deveria "puxar" mais que 3,2 A – isto é, cerca de 20% do nível necessário para disparar o disjuntor. Algo está errado, portanto; resta saber se é nossa aritmética, o disjuntor, as características do amplificador... ou alguma outra coisa.

Surtos iniciais de corrente

Esse fenômeno, normalmente, é fácil de explicar, tal como no caso das lâmpadas incandescentes, por exemplo. Elas exibem a chamada resistência "a frio", ou seja, uma característica positiva de temperatura. A resistência de

seu filamento, à temperatura ambiente, é apenas uma fração do valor em temperatura de operação (em geral, cerca de 1/7 da resistência "normal"). É fácil entender então porque basta uma lâmpada de 500 W para acionar disjuntores.

O mesmo problema está sempre associado com um determinado tipo de motor elétrico muito empregado em eletrodomésticos e ferramentas. É o conhecido motor série, no qual os enrolamentos de campo e armadura ficam ligados justamente em série. Sempre que esse motor é acionado (ou travado, quando em operação), ele drena muito mais corrente do que sob carga normal. Como só a partir de uma certa velocidade ele passa a ter auto-indução suficiente para exibir uma impedância elevada, os disjuntores não "aceitam" motores com potência superior a 1 kVA.

O caso do transformador de alimentação, em nosso exemplo do amplificador, já não é tão simples. Tudo se passa como se a fórmula da potência (a famosa $P/V = I$) não

fosse válida e, além disso, como se os enrolamentos do transformador tivessem sido substituídos por capacitores. Isto exige um longo parêntese em nosso artigo, antes de podermos nos concentrar no circuito do protetor.

Transformadores e saturação

Sempre que um transformador de alimentação é ligado, a tensão da rede é aplicada ao enrolamento primário – que possui uma indutância considerável, teoricamente suficiente para inibir qualquer surto inicial de corrente.

Nada mais correto se estivéssemos lidando com bobinas ideais; infelizmente, não é o que acontece nos enrolamentos do transformador, que são montados sobre um núcleo de ferro e sempre menor do que o necessário. Na figura 1 podemos ver as diferenças de comportamento entre bobinas com núcleo de ar e de ferro, especialmente no fenômeno da saturação, muito importante para compreen-

"partida lenta" em correntes elevadas

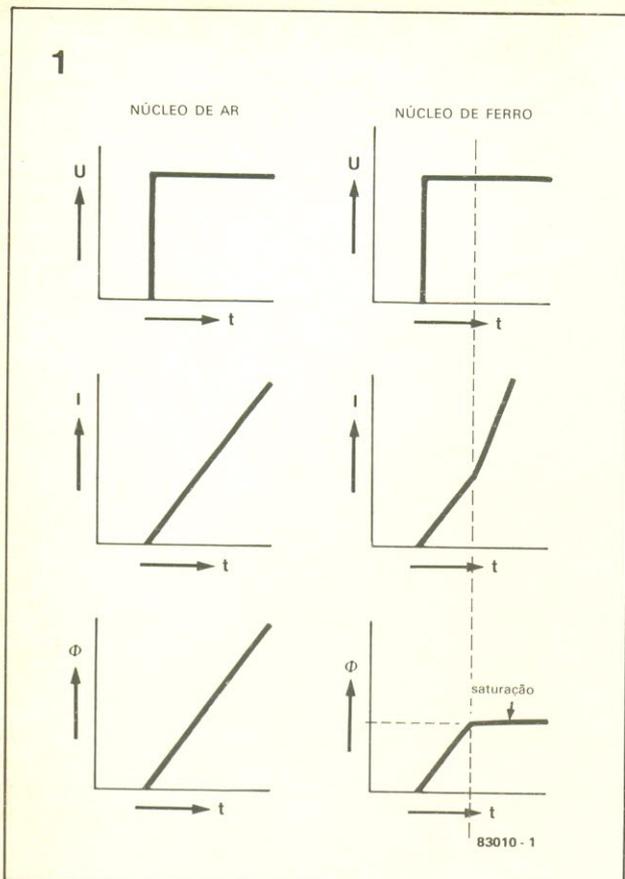


figura 1—
Comparação entre
os comportamentos
de duas bobinas
com a mesma
indutância e a
mesma resistência
ôhmica, sendo uma
delas com núcleo de
ar e a outra, com
núcleo de ferro. Esta
última apresenta
uma elevação mais
brusca da corrente,
após a saturação do
núcleo.

figura 2 — Tensão da
rede e corrente em
um transformador
acionado à tensão
máxima.

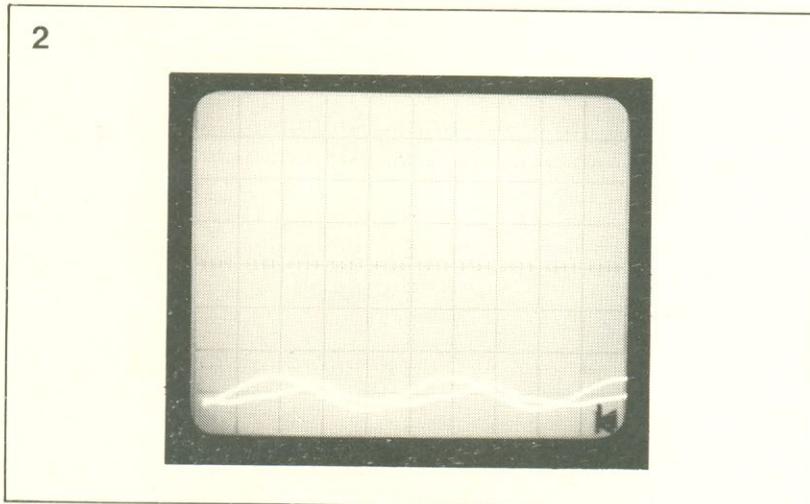
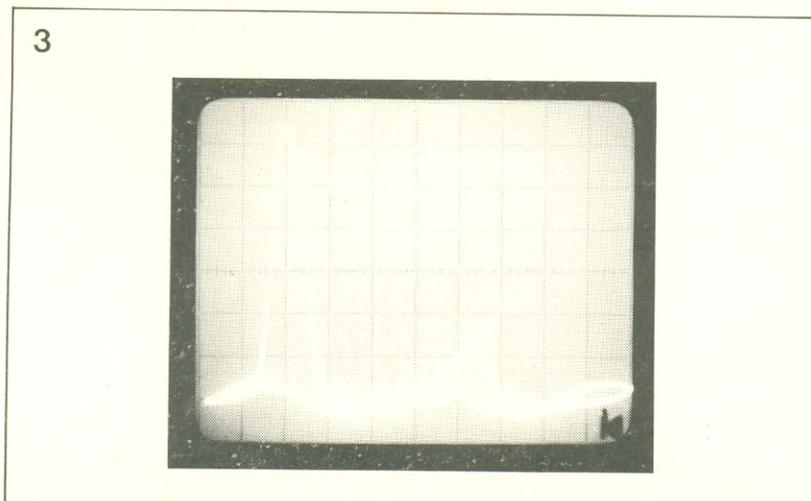


figura 3 — Tensão da
rede e corrente em
um transformador
acionado no instante
da passagem por
zero. Uma vez
atingido o limite de
saturação do núcleo,
surge um pico de
corrente.



dermos melhor as explicações que vêm a seguir. Para piorar as coisas, os eletrolíticos da fonte estão quase sempre descarregados quando recebem alimentação.

Baseados nas informações da figura 1, concluímos que os transformadores de alimentação não devem ser ligados no instante em que a tensão da rede passa pelo ponto nulo, e sim no instante de seu valor máximo. Vejamos porque, com mais detalhes.

A figura 2 mostra a situação em que o transformador é ligado à rede quando esta apresenta tensão máxima. Pode-se ver que a tensão está presente, em qualquer dos dois sentidos, por não mais que 4,2 ms — que é o período inicial disponível para a criação de um campo magnético no primário. Não há tempo, portanto, para que ele se torne suficientemente elevado a ponto de saturar o núcleo.

Nos períodos subsequentes, quando a tensão permanece durante cerca de 8,4 ms em cada sentido (ou seja, um semiciclo da rede), já existe um campo magnético induzido opondo-se a ela. O núcleo, então, jamais atinge a saturação e a defasagem entre cor-

rente e campo magnético é exatamente 90°.

Na figura 3 vemos o que ocorre ao ligarmos o mesmo transformador no momento da passagem por zero. Nesse caso, a tensão (positiva, no exemplo) vai estar presente por todo um semiciclo (8,4 ms), e o primário não tem tempo de desenvolver um campo magnético de oposição.

O resultado é previsível: o campo magnético inicial torna-se ainda maior, até saturar o núcleo de ferro. Nessas condições, este deixa de contribuir para a indutância do primário, e a tensão nela aplicada sofre oposição somente da impedância formada pela resistência ôhmica do enrolamento e pela sua indutância como bobina sem núcleo. E como essa impedância é muito reduzida, se comparada com a do núcleo não saturado, surgem picos de corrente como o da figura 3 — que podem atingir níveis 10 vezes superiores ao de um pico normal de corrente.

Vamos esclarecer, agora, nossa afirmação de que os núcleos projetados para transformadores são menores do que deviam. É claro que isto vale apenas para o momento em que são ligados; de fato, se todo transformador fosse dimensionado prevendo-se os surtos iniciais de corrente, seu núcleo teria que ser 50% maior. Ele seria, conseqüentemente, mais caro e pesado, o que não interessa a ninguém. Mas, de qualquer forma, uma coisa é certa: os surtos de corrente não afetam o transformador; o melhor mesmo é tentar evitar que fusíveis e disjuntores sofram as conseqüências.

O processo adotado para se contornar o problema varia de acordo com a aplicação. No caso das lâmpadas, o ideal é ligá-las, justamente no ponto nulo da rede; os transformadores, como vimos, exigem o contrário; e os motores devem ser girados manualmente, antes de serem acionados.

O "protetor de fusíveis" veio dar uma solução eletrônica para todos esses casos. Ele simplesmente liga a rede à carga através de um resistor série, mas apenas durante 2 segundos; esse resistor limita qualquer pico inicial de corrente, reduzindo-o a valores inofensivos para os disjuntores e a carga. Passados 2 segundos, as lâmpadas já estarão suficientemente aquecidas, os motores terão desenvolvido uma boa rotação e os transformadores poderão dispor de um campo magnético em oposição, não representando mais perigo para os disjuntores e fusíveis.

Agora, o circuito

Como já dissemos, o circuito deve ser ligado entre a rede e a carga (veja figura 4). Ele "puxa" uma corrente contínua de 22,5 mA, a partir do capacitor C3 e do resistor limitador R4; como essa "carga" é quase toda capacitiva, porém, o consumo real não passa dos 170 mW. Através dessa corrente, a rede formada por D1, D2, D3 e C2 produz uma tensão estabilizada de 4,7 V.

Enquanto não há aparelhos ligados à saída do circuito, também não há queda de tensão sobre os diodos D4...D6; como resultado, T2 e T1 ficam cortados, o que deixa Tri1 sem corrente de disparo, ou seja, igualmente no corte. Assim que um aparelho qualquer é ligado ao circuito, sua corrente inicial flui por R1, que a limita e impede o surgimento de picos.

Ao mesmo tempo, contudo, esse fluxo de corrente gera uma tensão sobre D4...D6, que é retificada por D7 (que deve ser de germânio) e filtrada por C5. O transistor T2 começa então a conduzir, após um pequeno retardo introduzido por R5 e C4; o mesmo acontece com T1, em seguida, depois de um retardo provocado por C1 e R3. O triac é então disparado e a tensão da rede, totalmente aplicada ao aparelho.

Conselhos finais

O protetor de fusíveis pode ser utilizado como uma unidade ex-

terna, devido ao seu caráter universal. Não há necessidade, portanto, de alterar os aparelhos aos quais será ligado; o melhor é providenciar para ele uma caixa própria, muito bem isolada, com um cabo de força e um plugue numa extremidade e uma tomada de potência na outra.

Ele foi projetado, a princípio para operar com redes de 220V, mas deve trabalhar igualmente bem em 110 V. Deve-se apenas ter cuidado com as máximas correntes permitíveis, de acordo com a tensão da rede. A carga, por exemplo, não deve exceder 660

VA, em 220 V, e 330 VA, em 110 V, devido à capacidade de corrente dos diodos D4...D6 (3 A). O mesmo vale para o triac, de acordo com os dados fornecidos na relação de componentes.

Assim, para cargas de 1,3 kVA (em 220 V) ou 660 VA (em 110 V), por exemplo, é preciso substituir esses diodos por outros de 6A e o tiristor, pelo TIC216D, com um dissipador. No caso de ser utilizado um triac diferente dos especificados, deve-se levar em conta a corrente de disparo do mesmo, que é de 10 mA.

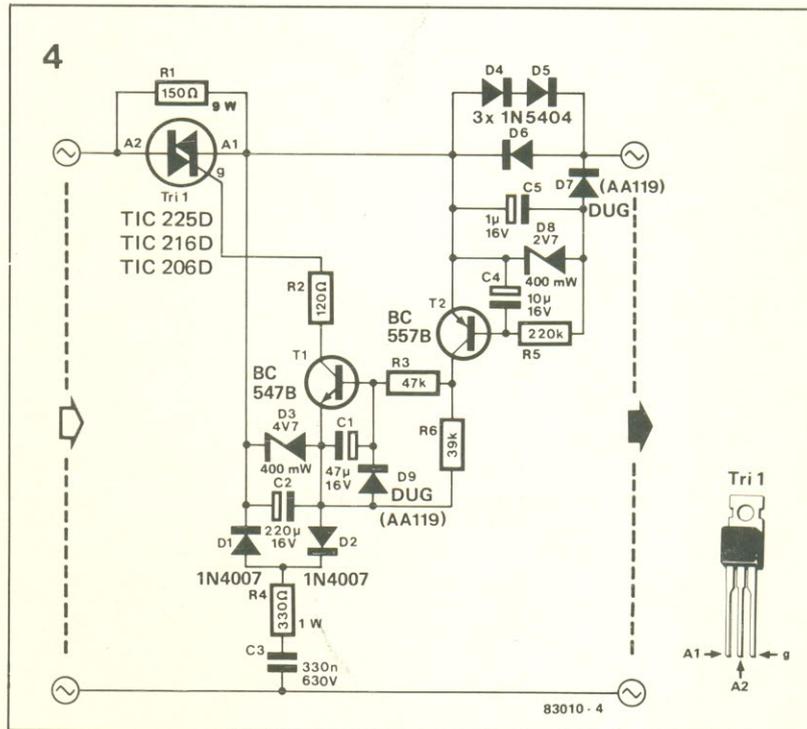


figura 4 - Esquema completo do protetor de fusíveis.

Lista de componentes

Resistores

R1 - 150/9 W
R2 - 120
R3 - 47 k
R4 - 330/1 W
R5 - 220 k
R6 - 39 k
Todos os valores em ohms

Capacitores

C1 - 47 μ F/16 V
C2 - 220 μ F/16V
C3 - 330nF/630V
C4 - 10 μ F/16V
C5 - 1 μ F/16V

Semicondutores

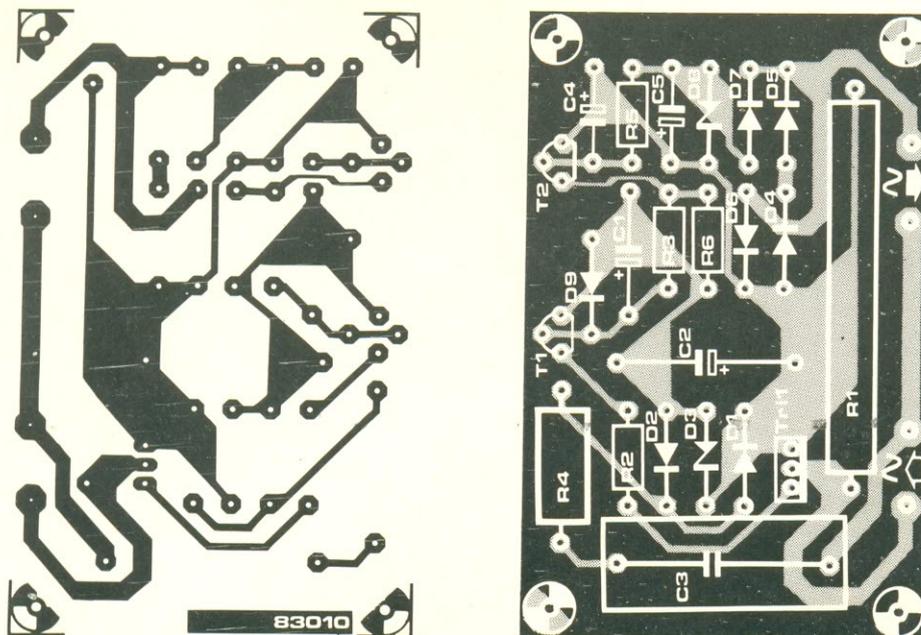
D1, D2 - 1N4001...
1N4007
D3 - zener de 4,7V/400 mW
D4...D6 - 1N5401...
...1N5407
D7 - AA119 (veja texto)
D8 - zener de 2,7 V/400 mW
T1 - BC 547B
T2 - BC 557B
Tri1 - TIC206D (4A), TIC216D (6A) ou TIC225D (8A)

Diversos

Placa nº 83010
Tomada de potência
Caixa plástica

figura 5 - Traçado e distribuição dos componentes da placa especialmente projetada para o protetor. Atenção para não inverter as entradas e saídas do circuito, que estão localizadas no mesmo lado da placa.

5



O que é potência?

A diferença entre energia e potência, o significado do valor RMS, porque os voltímetros não se prestam, normalmente, à medida de tensões não senoidais. Pequenos detalhes básicos já vistos em algum ponto de nosso aprendizado ou experiência prática, mas que vale a pena rever, para "refrescar" os conceitos

uma breve
revisão
da velha
teoria

Uma corrente "I" fluindo por um condutor elétrico de resistência "R", durante um período de tempo "t", produz uma energia "W" proporcional ao valor da resistência, ao tempo e ao quadrado da corrente ($W = I^2 R t$ ou $W = U I t$). Essa definição (ou alguma outra com palavras semelhantes) foi concebida pelo físico inglês Joule, como resultado de suas observações envolvendo a energia elétrica.

Em sua homenagem, a unidade dessa energia passou a ser o joule, equivalendo a 1 watt-segundo (Ws). Ao calcular o consumo de eletricidade, porém, costuma-se empregar a unidade quilowatt-hora (kWh), a fim de reduzir os números envolvidos nas medições (de fato, 1 kWh = 3.600.000 Ws). O termo "consumo de energia", aliás, embora já incorporado ao nosso vocabulário, não é correto, pois sabe-se que a energia não pode ser consumida.

Na verdade, ela é sempre convertida em alguma outra forma de energia, jamais perdida (segundo

Einstein, pode até ser convertida em massa e vice-versa). Essa conversão de um tipo de energia em outro, durante um certo período, é conhecido como **potência**. Pode-se dizer, portanto, que potência é (conversão de) energia por unidade de tempo ($P = W/t$ ou $P = UI$).

Calculando potência

Sempre que uma corrente contínua passa por uma resistência pura, e queremos saber o valor da potência, basta multiplicar a tensão pela corrente. Como a tensão é constante, nesse caso, o mesmo acontece com a corrente e a potência apresenta o mesmo valor em qualquer momento – situação que está representada na figura 1 sob a forma de três gráficos.

A tensão CC é ativada no instante t_0 (a), o que dá origem a uma corrente pela resistência (b); multiplicando as duas curvas ponto a ponto, tem-se como resultado a potência em função do

tempo (c). Assim, por exemplo, com uma tensão de 24 V e uma corrente de 2A, a potência será de 48 W; como os dois primeiros parâmetros são constantes, os valores de potência entre os instantes t_0 e t_1 também serão constantes e a linha de potência é plana (c).

Ao calcular a potência sobre uma determinada carga, pode-se obter a energia elétrica "consumida", sob a forma do produto entre potência e o tempo de uso dessa carga. A área sombreada da figura 1c representa a energia elétrica convertida em calor pela resistência, desde o momento em que foi alimentada até o instante t_1 , pois é o produto da tensão, da corrente e do tempo. Assim, pode-se dizer que o medidor de quilowatts-hora é uma simples combinação de um voltímetro, um amperímetro e um relógio!

Infelizmente, contudo, essa "simpática" fórmula não serve para o cálculo de potência CA. A rede doméstica, por exemplo, fornece tensão alternada e, portanto, corrente alternada – ambas relativamente senoidais a uma frequência de 60 Hz.

O primeiro problema, nesse caso, consiste em exprimir matematicamente os valores de tensão e corrente que variam com o tempo. A questão torna-se ainda mais complicada quando a corrente alternada não flui por resistência e sim através de bobinas (indutâncias) ou capacitores (capacitâncias). Em tais casos a corrente nunca está em fase com a tensão, com curiosos resultados – tal como o da corrente "positiva" fluindo com uma tensão "negativa" aplicada na carga. Algumas cargas, inclusive, chegam a drenar correntes não senoidais, mesmo com a presença de tensões senoidais!

Existem ainda casos em que apenas uma parte da tensão da rede é aplicada à carga – como nos sistemas de controle que utilizam triacs, por exemplo. A corrente exibe então formas de onda

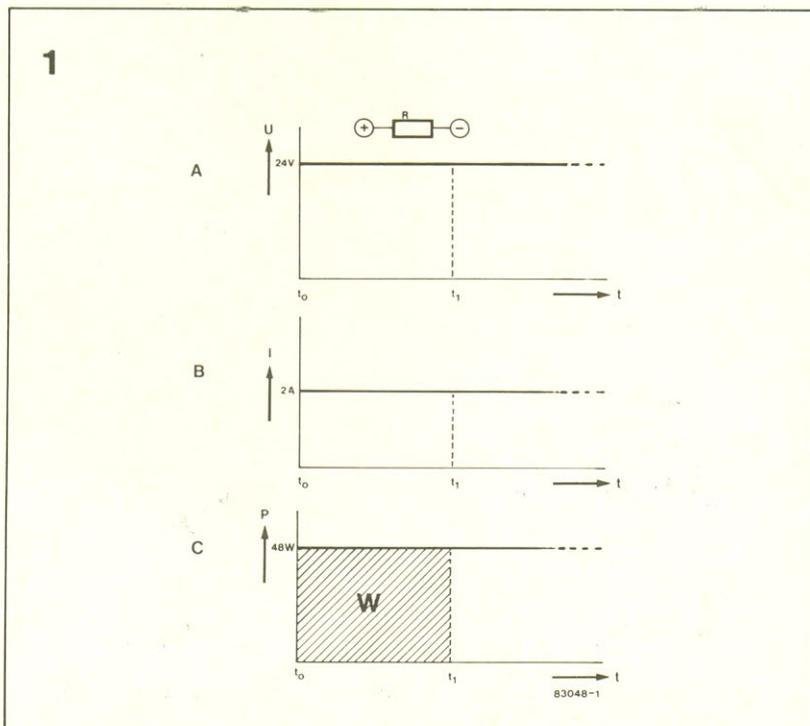


figura 1 – O valor da tensão (a) e corrente (b) contínuas é constante em qualquer lapso de tempo. O produto de ambas resulta em uma potência constante (c). A área sombreada representa a energia (potência multiplicada pelo tempo) durante o período compreendido entre t_0 e t_1 , que é convertida em calor numa resistência.

bastante curiosas, sobre cargas que não são puramente resistivas.

Potência em CA

Determinar a potência alterada exigida por uma resistência é uma tarefa relativamente simples. Na figura 2a pode-se ver a tensão de rede variando periodicamente, segundo a lei senoidal. Se essa tensão for aplicada a uma carga resistiva ou "constante" (como o filamento de um aquecedor, por exemplo), a corrente resultante também será senoidal (figura 2b). Multiplicando tensão e correntes em um determinado instante, tem-se a potência nesse instante; estendendo esse procedimento por todo um período, ponto por ponto, chega-se ao resultado da figura 2c. Para exprimir essa potência com um valor numérico, basta calcular seu valor médio em um período T , que será o mesmo para todos os períodos.

Mas como chegar a esse valor médio? Vamos refrescar a memória apelando novamente para a definição de energia, ou seja, potência vezes tempo. A potência, portanto, corresponde à energia existente em cada período T e a própria energia nada mais é senão a área sombreada da figura 2c. Subdividindo o período em um número infinito de tempo Δt , de modo que a tensão e a corrente possam ser consideradas constantes durante cada um desses breves instantes, a energia pode ser então calculada como em corrente contínua:

$$\begin{aligned} \text{energia CC: } & W = Pt \\ \text{energia CA: } & w = pt \\ & \Delta w = ui \Delta t \end{aligned}$$

Quando somados, todos esses valores instantâneos de energia vão formar a energia elétrica total aplicada à nossa resistência, durante o tempo t . Dividindo esse valor por T , já se tem a potência média requerida.

A soma pode ser efetuada por meio de cálculo integral, mas existe um método mais simples e prático. Trata-se do valor RMS (*root-mean-square* ou valor médio quadrado), definido como o valor de corrente alternada capaz de produzir, em uma resistência ôhmica, calor (=energia) equivalente ao de uma corrente contínua de mesmo valor. Em termos mais simples, a corrente alternada RMS tem o mesmo **efeito** da corrente contínua. Conhecendo-se então o valor RMS da corrente, a potência é obtida multiplicando-se o quadrado do mesmo por R :

$$\begin{aligned} P &= I_{rms}^2 R \\ P &= U_{rms}^2 / R \\ P &= I_{rms} U_{rms} \end{aligned}$$

De maneira geral, o cálculo integral é necessário também para se determinar o valor RMS de sinais alternados. As tensões e correntes senoidais, porém, são beneficiadas por uma relação bastante simples entre os valores RMS e de pico:

$$\begin{aligned} U_{rms} &= \frac{U_p}{\sqrt{2}} \approx 0.71 u_p \\ I_{rms} &= \frac{i_p}{\sqrt{2}} \approx 0.71 i_p \end{aligned}$$

Assim, por exemplo, se o valor de pico de uma tensão de rede for 155 V, seu valor RMS será de $155 \times 0,71 = 110$ V – um resultado bastante familiar, não?

A maioria dos multímetros comerciais é projetada de forma a fornecer leituras em RMS, nas faixas de corrente e tensão alternadas, mas apenas para sinais senoidais – dispensando, assim, todo e qualquer cálculo.

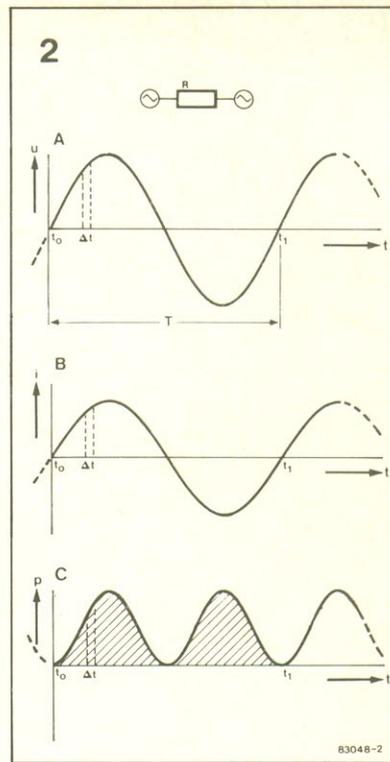
O fator de potência

Como foi dito anteriormente, porém, muitas cargas não se comportam como resistências puras e sim como bobinas ou capacitores, que tendem a defasar a tensão da corrente (esta pode ficar tanto adiantada como atrasada em relação à tensão, dependendo do tipo de carga).

A figura 3 dá um exemplo de tensão alternada aplicada a uma carga indutiva – caso em que a corrente "segue" a tensão, atrasada de um período $t_1 - t_0$. O ângulo φ é usado para indicar essa defasagem.

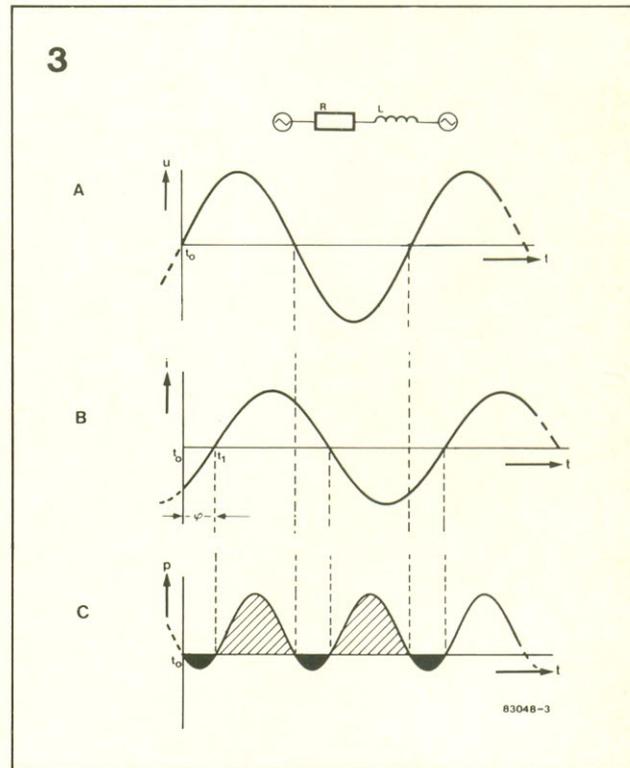
A potência CA é "montada" como no exemplo anterior, isto é, multiplicando os valores ponto a ponto. E por mais estranho que pareça, há também alguma energia "negativa" (representada pelas áreas em preto); na prática, isto significa que essa energia não é "consumida", sendo devolvida à rede pela bobina, e deve portanto ser subtraída da porção "positiva", durante os cálculos.

Claro que existe uma explicação física bastante plausível para esse fenômeno: além de energia útil, a bobina também requer alguma energia extra para gerar um campo magnético; assim que esse



o que é potência?

figura 2 – Ao se aplicar um tensão senoidal (a) a uma resistência, obtém-se uma corrente senoidal (b). A curva de potência (c) pode ser montada após ter sido determinada a potência "instantânea" em pequenos períodos de tempo (Δt), ao longo do período T . A potência média pode ser então calculada com exatidão através de cálculo integral.



campo diminui de intensidade, a chamada "energia do campo" flui de volta para a rede. Pelo fato de não afetar o "consumo", ela é normalmente denominada energia **reativa** – de onde provém a potência reativa (em contraste com a potência ativa ou útil).

Ao se multiplicar os valores RMS de tensão e corrente, ganha-se a potência aparente S , cuja unidade é o volt-ampère ou VA. Assim, temos o seguinte:

figura 3 – Com uma carga indutiva (aqui representada pelo circuito equivalente $R + L$), a corrente (b) fica atrasada em relação à tensão (a). Surge então uma potência "negativa", representada pelas áreas negras em (c). A diferença entre essas áreas e aquelas sombreadas é a energia convertida em calor na resistência.

potência aparente: $S = U_{rms} I_{rms}$

potência ativa: $P = U_{rms} I_{rms} \cos \varphi$

A potência ativa, portanto, é obtida pela multiplicação da potência aparente por $\cos \varphi$, comumente chamado de "fator de potência". O valor de $\cos \varphi$ costuma ser especificado, para determinadas cargas, nas placas de características dos mais variados equipamentos elétricos, a fim de que a potência ativa possa ser calculada facilmente.

O usuário da energia, além disso, só é taxado pelo "consumo" da potência ativa; por essa razão, os medidores eletromecânicos de kWh são projetados para exibir o produto da potência ativa pelo tempo. O fator de potência de qualquer carga situa-se entre 0 e 1, variando entre a puramente reativa e a puramente resistiva. No primeiro caso, a carga é totalmente capacitiva ou indutiva,

quando a defasagem entre corrente e tensão é de 90° (e $\cos 90^\circ = 0$); a potência ativa, portanto, é $P = U_{rms} I_{rms} \times 0 = 0$ e o medidor de kWh permanece inativo, embora haja fluxo de corrente.

É óbvio que as companhias geradoras de energia não podem produzir eletricidade em troca de nada. Costuma-se especificar, por isso, valores mínimos para o fator de potência nas aplicações industriais. O valor de $\cos \varphi$ pode ser elevado aumentando-se o conteúdo resistivo das cargas capacitivas e indutivas, até o máximo de $\cos 0^\circ = 1$, quando a carga é toda resistiva e tensão e corrente estão em fase.

Casos especiais

Os sistemas de controle por tiristores produzem formas inusitadas de tensão e corrente (figura 4), nas quais não é possível aplicar a fórmula do valor RMS relacionado ao valor de pico. Entretanto, o cál-

culo da potência média será relativamente simples se o chamado ângulo de disparo for conhecido. Mas as fórmulas serão de pouca valia, por outro lado, caso a corrente não possa ser definida matematicamente; e os casos dos aspiradores de pó e furadeiras de potências é típico: ambos empregam um tipo de motor que gera formas de onda bastante "estranhas" e a potência só pode ser determinada por medição.

Assim sendo, os instrumentos destinados a medir potência ativa (em watts) em qualquer tipo de carga devem ser capazes de manipular as mais variadas formas de tensão e corrente. Tais medidores, em princípio, avaliam continuamente a potência instantânea, ao efetuar o produto de valores instantâneos de tensão e correntes, e apresentam o valor médio desse "cálculo".

No wattímetro eletromecânico, por exemplo (figura 5), o "produto instantâneo" é realizado através de um sistema eletrodinâmico de medida, composto por uma bobina de tensão de resistência elevada e uma bobina de corrente de baixa resistência. O ponteiro é montado sobre a primeira, que gira no interior da segunda, que é estacionária. As bobinas são ligadas exatamente como nos voltímetros e amperímetros, isto é, em paralelo e em série com a carga, respectivamente.

Como resultado do campo magnético na bobina de corrente, uma força vai atuar sobre o campo da bobina de tensão, gerando um torque - que é proporcional ao produto da tensão e da corrente instantâneas, fornecendo potência instantânea. Devido a inércia própria desse sistema, as rápidas variações nos dois parâmetros não são captadas, e o que se lê na escala no aparelho é, na verdade, a potência média.

Esse tipo de instrumento, porém, só fornece leituras confiáveis quando corrente e tensão de carga estão em fase. Costuma-se então fazer compensações através de capacitores em paralelo com R, como se vê na figura, em linhas tracejadas. Mas há outro porém: essa compensação é válida para apenas **uma** frequência, o que torna pouco precisas as medições de sinais não senoidais - já que formas de onda complexas contém harmônicas que não são compensadas pelo capacitor. Apela-se então para compensações eletrônicas para resolver o dilema. **■**

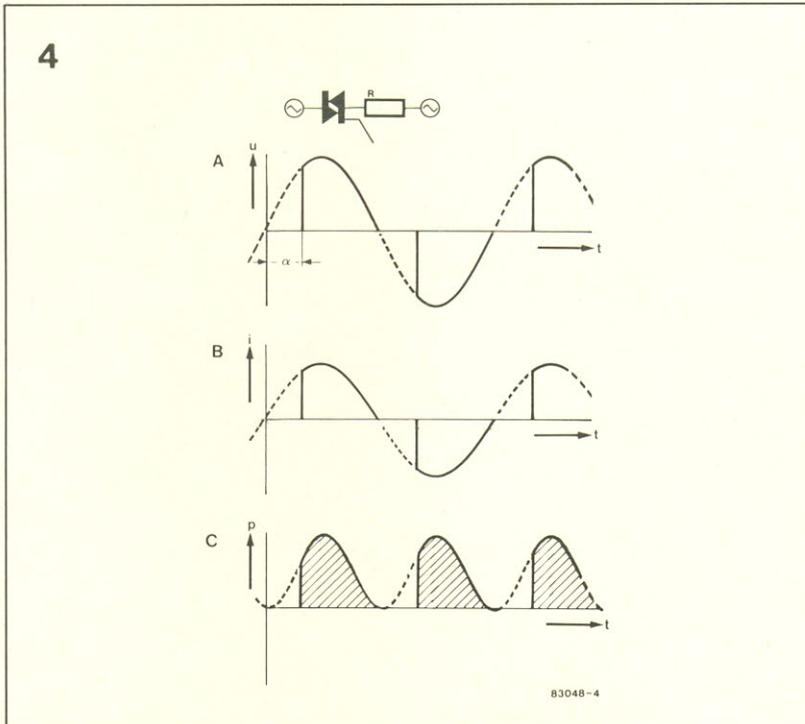


figura 4 - Nos sistemas de controle por triac a tensão é parcialmente bloqueada (a), resultando em uma corrente não senoidal (b) - e a potência média só pode ser calculada por complexos processos matemáticos.

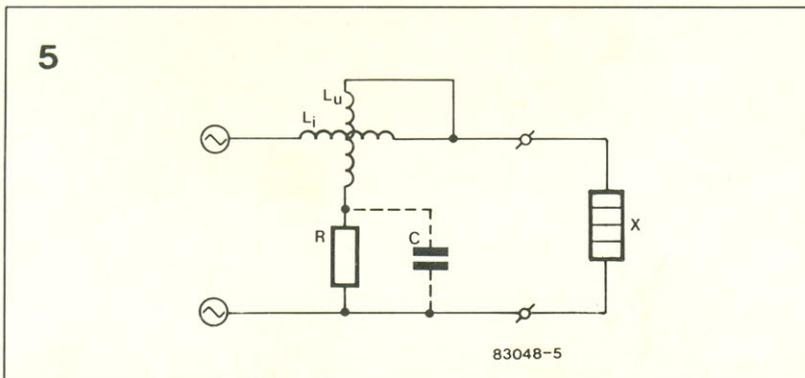


figura 5 - Esquema simplificado de um wattímetro eletrodinâmico. O ponteiro é montado sobre a bobina de tensão (Lu + R), que gira no interior da bobina de corrente (Lj). Dessa forma, a deflexão será sempre proporcional ao produto médio de corrente e tensão.

Gerador de pulsos

Com este circuito é possível ajustar com precisão o ciclo de trabalho de um sinal, de 1% em 1%, cobrindo a faixa de 1% a 99% – mantendo, ao mesmo tempo, a frequência de saída completamente independente desse ajuste. Geradores de pulso como esse são necessários, por exemplo, sempre que é preciso calcular o nível de um sinal com base em seu ciclo de trabalho, para depois avaliá-lo ou processá-lo; como casos típicos, podemos citar os circuitos de controle remoto e os medidores de ângulo por corte de fase.

Na figura 1 pode-se ver o circuito, confeccionado com apenas três integrados CMOS e alguns componentes passivos. Os contadores decimais IC1 e IC2 estão implementados como divisores por 10; o *flip-flop* N2/N3 é ativado, via R1/C1, pela borda descendente do sinal Q9 de IC2 (que corresponde à borda ascendente de Q0!), levando a saída Q do circuito ao nível "1".

A contagem intermediária atinge a porta N1 por meio das chaves seletoras S2 e S3; assim que a contagem selecionada é atingida, essa porta envia um pulso de *reset* ao biestável e a saída Q volta para o nível "0".

A figura 2 mostra toda a operação sob a forma de um diagrama de pulsos. Observe que o sinal de *clock* pode ser externo ou interno; em ambos os casos, ele é dividido por 10 duas vezes. O *clock* externo pode exibir uma frequência máxima de 1 MHz (com a qual o circuito terá 10 kHz na saída), ao passo que o interno (comutado por S1) proporciona saídas entre 20 e 200 Hz, aproximadamente, ajustáveis através de P1. Essa faixa é válida, porém, para uma tensão operacional de 12 V; outras faixas de ajuste podem ser obtidas alterando-se esse valor (entre 5 e 15 V). Quanto à gama de frequências, pode ser mudada selecionando-se valores diferentes para C2.

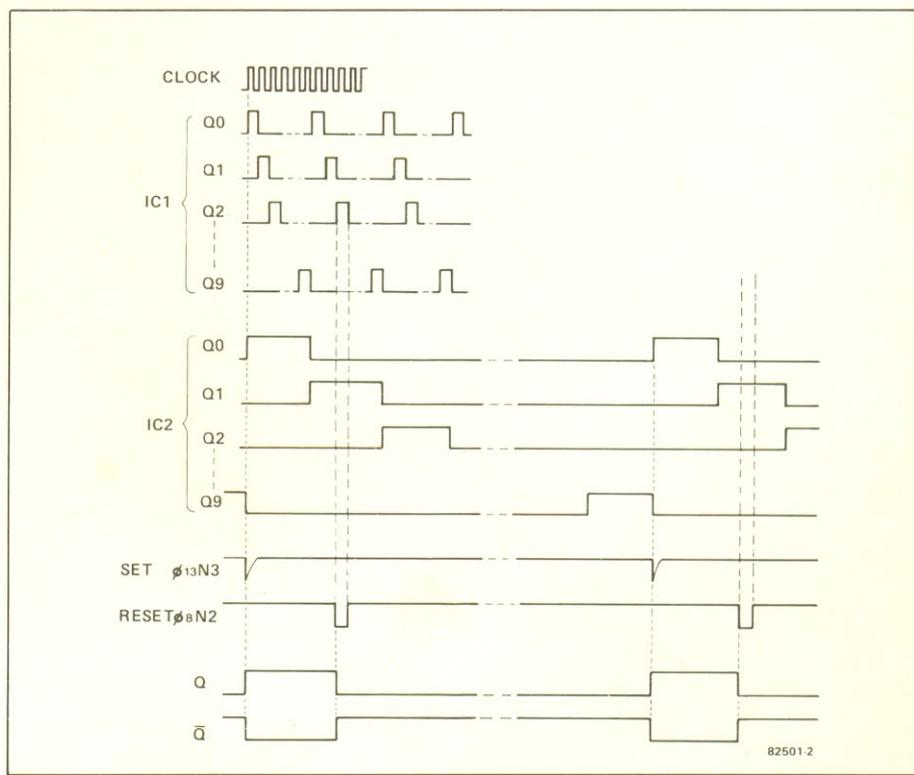
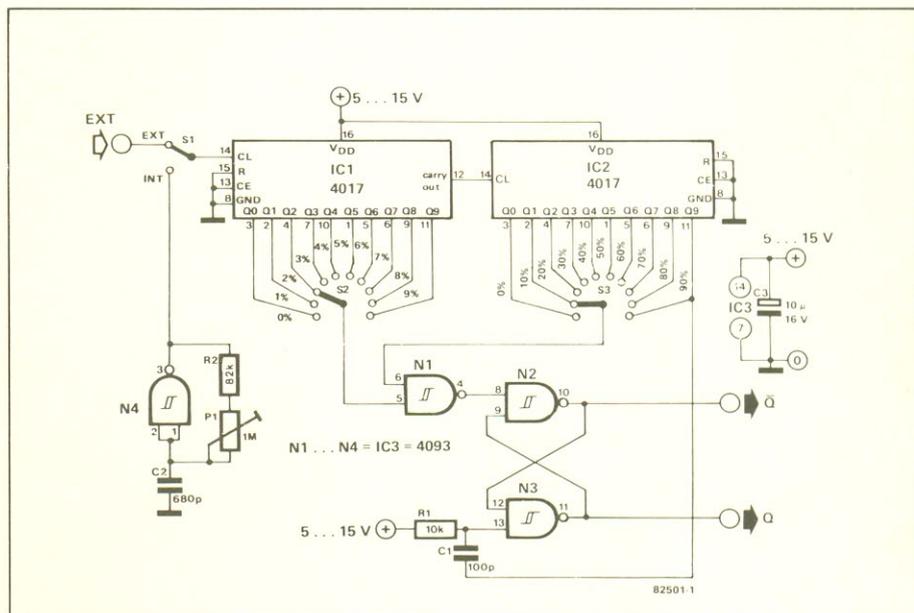
Voltando ao diagrama de pulsos, vejamos como o circuito se comporta na situação aqui exemplificada (ciclo de trabalho de 12%). O pulso ativador faz inicialmente a saída Q ir para "1"; mas logo que Q2 de IC1 e Q1 de IC2 vão para "1" (neste caso específico), a saída Q vai para o nível baixo e assim por diante.

com ciclo de trabalho ajustado em passos de 1%

Supondo agora que queiramos determinar o ângulo de repouso de um motor de 4 cilindros, devemos considerar, primeiramente, que esse ângulo é definido como o período de tempo em que os contatos do platinado estão fechados. Isto corresponde ao intervalo de tempo em que o sinal permanece em nível baixo – ou seja, a definição do

ângulo de repouso é exatamente o oposto da que damos ao ciclo de trabalho. Como o ângulo máximo de repouso é de 90°, se ele for ajustado, digamos, para 54°, teremos o seguinte ciclo de trabalho:

$$\frac{(90^\circ - 54^\circ)}{90^\circ \cdot 100\%} = 40\%!$$



para EPROMs tipo 2716

Microprogramador

As memórias EPROM já estão bastante difundidas e não só nos computadores; muitas funções lógicas complexas também podem ser implementadas com elas, em substituição à lógica SSI (portas, *flip-flops* etc.). O mesmo não acontece com os programadores dessas memórias, que são poucos e em geral muito caros para quem os utiliza apenas ocasionalmente.

Se é esse o seu caso, basta um circuito simples para resolver o problema. A EPROM 2716, por exemplo, possui 11 entradas (que são as linhas de endereçamento A0...A10) e 8 linhas de dados (D0...D7), que ficam ligadas como entradas durante a programação e como saídas para outras funções. Ela permite, portanto, programações que equivalem a funções lógicas complexas, tal como conversores de códigos.

O circuito aqui descrito oferece essa possibilidade; através dele qualquer programa pode ser armazenado passo a passo e depois checado por meio de uma fileira de LEDs. Ele é totalmente auto-suficiente e todas as operações são efetuadas por chaves mecânicas.

O primeiro ponto vital a considerar nas EPROMs é o tempo de acesso, pois dele vai depender a velocidade de operação de todo o circuito. Assim, caso a EPROM seja muito lenta, é conveniente usar componentes convencionais no projeto, como portas e *flip-flops*, para que ela não fique "defasada".

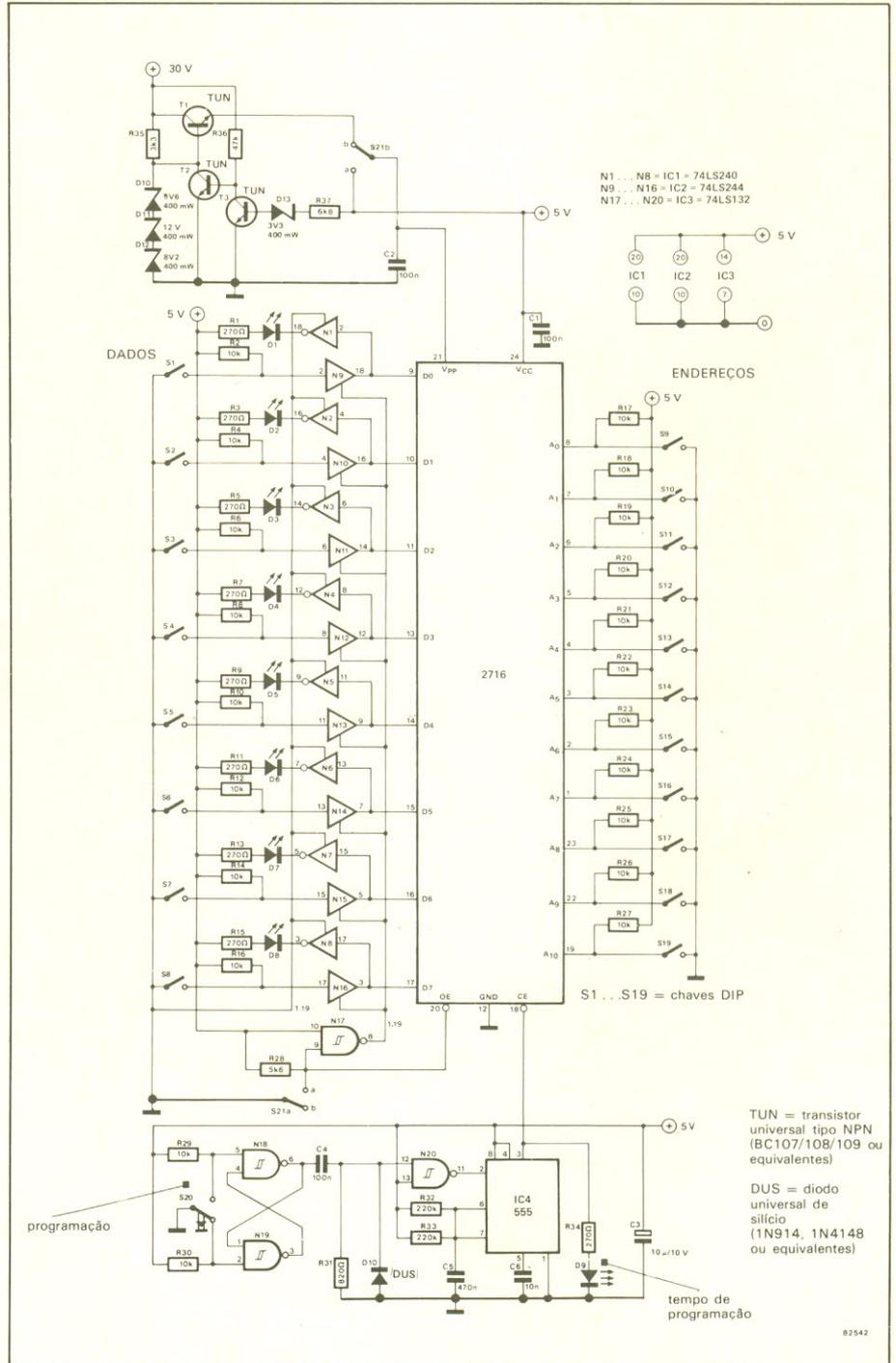
A questão seguinte envolve a programação em si e, conseqüentemente, a operação de nosso circuito. Comuta-se, antes de mais nada, a chave S21 para a posição "b" – ligando o pino 21 da memória à tensão de programação e fazendo as linhas D0...D7 atuar como entradas. A primeira seqüência de dados pode ser então estabelecida, por intermédio das chaves S1...S8, tendo em mente que em aberto elas representam o nível "1".

Em seguida, o endereço correspondente é determinado pelas chaves S9...S19 (aqui o "1" lógico também é representado pelas chaves abertas). Feito isto, basta pressionar o botão S20 para transferir o primeiro byte à memória, enquanto o LED D9 acende para indicar o tempo de programação.

Para conferir o que foi armazenado, é só comutar S21 para a posição "a"; os LEDs D1...D9 passam então a in-

dicar o conteúdo do endereço selecionado através de S9...S19. É óbvio que essa verificação pode ser feita também passo a passo, enquanto se programa, ou em memórias já completas.

Uma tensão estabilizada de 5 V (com 400 mA) será suficiente para suprir o circuito; para a programação deve-se prever 30 V, com uma corrente de 30 mA.



Alarme para automóveis

alarme
para
automóveis

Não existem remédios infalíveis contra o roubo de veículos; estamos cansados de saber disso. Uma das alternativas, então, é fazer todo o possível para evitá-lo e este circuito vem de encontro a essa necessidade. Nada tem de revolucionário, mas permite montar (e conhecer por dentro) um bom sistema de proteção. E apresenta duas grandes vantagens: rearme automático e previsão contra alarmes falsos – o que é bom não só para o proprietário, como para toda a vizinhança . . .

W. Schuster

Os circuitos eletrônicos já são uma presença constante nos automóveis modernos e não apenas nos modelos mais sofisticados. A maior parte deles tem como objetivo economia de energia, controle da poluição e maior eficiência do motor. Os sistemas eletrônicos de ignição e injeção de combustível são bons exemplos dessa categoria. Outra aplicação óbvia e cada vez mais corriqueira envolve todo tipo de sistema de proteção, para evitar ou dificultar o roubo do veículo ou mesmo de conteúdos valiosos, como toca-fitas e transceptores de PY.

São os circuitos de alarme, tema permanente de discussão, principalmente na hora de decidir a modalidade do sistema a ser instalado – graças à imensa variedade de tipos que a eletrônica pode oferecer, dependendo de preço e nível de segurança. Os modelos comerciais adotam preferencialmente dois sistemas básicos: ultra-som (ou infravermelho, às vezes) e o acionamento pelos interruptores das portas.

Os do primeiro tipo costumam ser bastante sofisticados, reagindo ao menor movimento na cabine do veículo. Proporcionam uma excelente proteção, mas sua instalação requer uma dose razoável de tempo, esforço e dinheiro; além disso, devem prever alguma medida contra falsos alarmes, provocados, em geral, pelo deslocamento de insetos no interior do carro.

O melhor compromisso entre custo e eficiência pode ser alcançado com os do segundo tipo, que aproveitam os interruptores das luzes internas do automóvel e usam circuitos relativamente simples (que demonstram ser, na prática, os mais confiáveis). Nosso projeto baseia-se em um sistema desse tipo, empregando onde possível integrados da família CMOS.

A utilização desses CIs só traz benefícios. Em primeiro lugar, aceitam uma extensa gama de tensões de alimentação (entre 3 e 15 V), dispensando os reguladores de tensão. Seu consumo de corrente é sabidamente baixo, inferior mesmo, no estado quiescente, ao ritmo de auto-descarga da bateria de automóvel. Ademais, com uma alimentação de 12 V pode-se obter uma margem de imunidade a ruídos superior a 5 V – bem maior do que oferece qualquer outra família lógica.

Operação básica

No funcionamento, o circuito proposto não difere muito dos milhares de alarmes instalados no Brasil; ele já vem, portanto, consagrado pelo uso, mas aperfeiçoado pelos acréscimos anteriormente citados.

Sua operação não tem mistério: sempre que o proprietário sai do carro e fecha a porta, o sistema é energizado – automaticamente ou através de um interruptor oculto na cabine (atrás do painel, por exemplo). Uma lâmpada instalada no painel (que tanto pode ser um LED como uma lâmpada piloto de 12V) acende durante 1 minuto, aproximadamente, indicando que o alarme foi ativado.

Durante esse período, todos os ocupantes do carro devem sair e fechar as portas, pois o circuito passa à condição ativa cerca de 6 segundos após o apagamento da lâmpada (ou seja, 66 segundos) após o acionamento do interruptor). Qualquer porta que seja aberta, uma vez decorrido esse tempo, faz disparar o alarme após outro retardo de 6 segundos.

O alarme continua a soar durante 1 minuto, tempo considerado mais que suficiente para por qualquer ladrão em fuga. Nessa altura entra em ação o sistema de

rearme, que é totalmente automático; qualquer nova tentativa de arrombamento, mesmo logo em seguida à primeira, será recebida da mesma forma.

Ao voltar para seu veículo, tudo o que o proprietário tem a fazer é desligar o alarme por meio do interruptor escondido, dentro do período de tolerância de 6 segundos. Nada mais simples . . . para quem sabe como ele funciona.

Analizando o circuito

O esquema completo do alarme automotivo pode ser visto na figura 1. Vamos começar pelo interruptor oculto, que é S2 e alimenta o circuito por intermédio do diodo D1. Inicialmente, o biestável formado pelas portas N1/N2 se encontra na condição de *reset* – condição que é garantida pela rede C4/R5, cuja constante de tempo mantém o pino 8 de N2 em “O” por um certo período. Portanto, o estado inicial de saída do biestável será baixo em Q e alto em \bar{Q} .

A saída Q é usada no controle do oscilador N3/N4, que pode ser desativado mediante um nível “O” no pino 1 de N3. A saída “alta” de \bar{Q} é enviada à entrada CLR (*clear*) de IC3, e assim esse contador de sete estágios tem seu conteúdo apagado, ficando pronto para entrar em ação.

Durante o período de tempo determinado por C4/R5 a saída de N6 também permanece em “1”, acendendo a lâmpada La1 por intermédio de T2 e fornecendo a indicação visual de que o alarme foi acionado. Enquanto durar esse período, a abertura de qualquer porta não vai ter influência alguma sobre o circuito, já que a entrada de disparo do biestável fica “travada” em nível alto pela mesma saída de N6, via T1.

um seguro
“ativo”
para o
carro

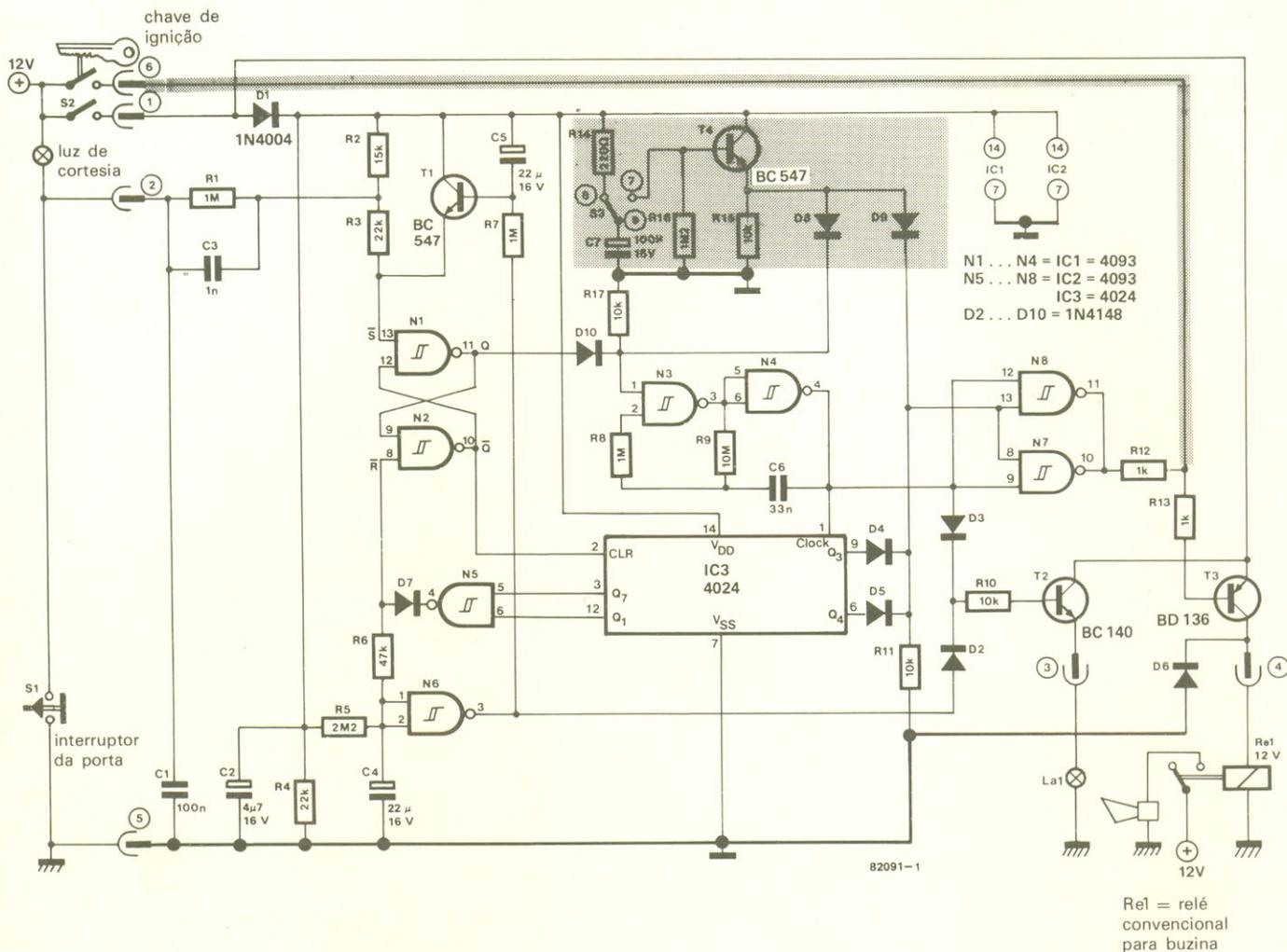


figura 1 - Esquema do auto- alarme contra roubos; a área sombreada é opcional, como está explicado no texto.

O circuito mantém-se nessa condição até que C4 seja carregado por R5 - o que, com os valores sugeridos, leva cerca de 1 minuto. O limiar de disparo de N6 é então atingido, que tem o efeito de comutar sua saída para "0", com dois resultados simultâneos: o apagamento de La1 pelo corte do transistor T2 e o início da carga de C5, através de R7.

Passados cerca de 6 segundos (que é a constante de tempo da malha C5/R7), T1 vai liberar a entrada S do biestável (pino 13), mas este ainda não tem seu estado alterado, pois é preciso a intervenção de uma das portas para que isso aconteça. Nesse ponto o alarme já está plenamente "ativo".

Qualquer "hóspede" desavisado, ao entrar no carro, desencadeia o sistema, levando a entrada S do biestável para "0". O nível alto resultante na saída Q aciona o clock N3/N4, ao mesmo tempo em que a entrada CLR de IC3 é liberada pela saída Q̄. O contador

começa então a funcionar e tem o sinal de suas saídas Q3 e Q4 (pinos 9 e 6) "somado" ao sinal de clock.

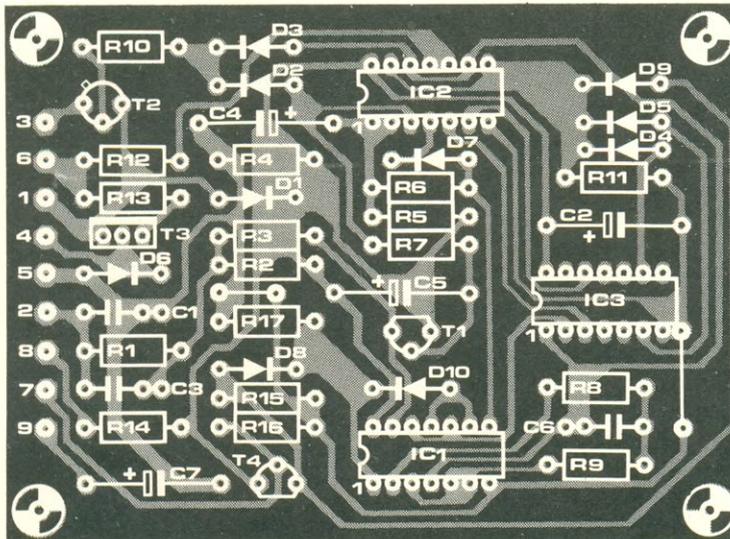
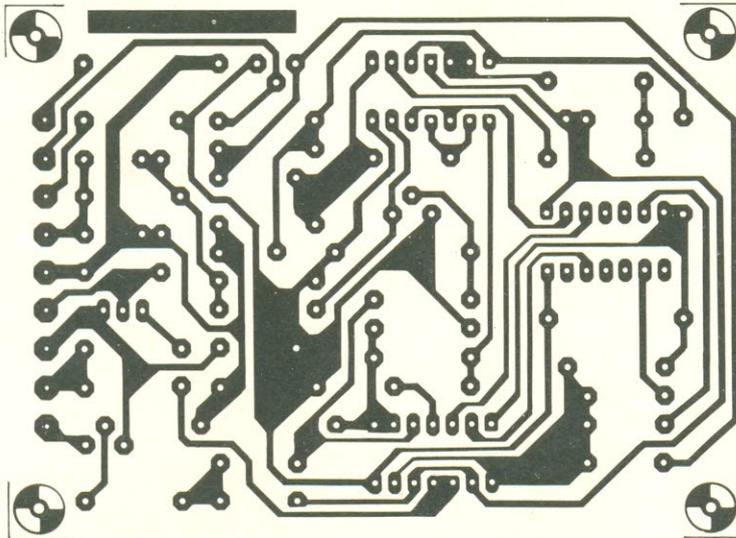
A saída resultante das portas N7 e N8 vai operar o relé (através de T3) 12 vezes em 6 segundos. Após um breve intervalo, o ciclo é repetido e depois uma vez mais, sempre acompanhado pelo acendimento da lâmpada. Esse método de acionar a buzina tem razões importantes: em primeiro lugar, contribui para economizar a carga da bateria; e, depois, ela vai soar diferente do normal, sendo facilmente reconhecida pelo proprietário do veículo.

Exatamente no 64º pulso de clock aplicado ao pino 1 de IC3, as saídas Q1 e Q7 terão um nível alto, fazendo com que a porta N5 aplique um pulso de reset ao biestável. A buzina será então desativada, mas não o circuito, que mantém-se preparado para outra eventualidade.

Proteção adicional

A área sombreada da figura 1 está assinalando os opcionais que podem ser acrescentados ao circuito (o que que dizer, portanto, que o alarme vai atuar corretamente, mesmo sem essa parte). Os componentes reunidos em torno de S3 e T4 formam um estágio anti-sabotagem. Todo ladrão experiente, como sabemos, tentará primeiro abrir o cofre do motor, a fim de desativar qualquer sistema de alarme existente. Com esse acréscimo, porém, as coisas não serão tão simples.

A chave S3 é acionada pelo cofre do motor, que, quando aberta, faz conexão entre os terminais 9 e 7. A carga sobre C7 vai acionar então T4 e ativar imediatamente a buzina, que vai soar por 20 segundos (até a descarga completa de C7). Liberada a tampa do cofre, S3 voltará a ligar os terminais 8 e 9 e C7 será mais uma vez carregado



alarme
para
automóveis

Lista de componentes

Resistores
R1, R7, R8 - 1 M
R2 - 15 k
R3, R4 - 22 k
R5 - 2,2 M
R6 - 47 k
R9 - 10 M
R10, R11, R15,
R17 - 10 k
R12, R13 - 1 k
R14 - 220
R16 - 1,2 M
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1 - 100 nF
C2 - 4,7 μ F/16V
C3 - 1 nF
C4, C5 -
22 μ F/16 V
(tântalo)
C6 - 33 nF
C7 - 100 μ F/16 V

Semicondutores
D1 - 1N4004
D2...D10 -
1N4148
T1, T4 - BC547B
T2 - BC140
T3 - BD136
IC1, IC2 - 4093
IC3 - 4024

Diversos
Placa nº 82091
S2 - chave liga-
desliga
S3 - chave
inversora de
1 pólo
Re1-relé 12 V
La1-lâmpada
piloto de 12 V,
50...100 mA ou
LED com resistor
de 1 k em série

figura 2 - Placa
projetada para o
circuito, que facilita
sua montagem e
instalação.

através de R4. Em poucos segundos o sistema estará pronto para atuar novamente.

Outra acréscimo opcional seria alimentar o sistema também através da chave de ignição, como se vê no diagrama, ligada ao ponto 6. Assegura-se, dessa forma, que o alarme esteja sempre desativado quando a ignição está ligada.

Montagem e instalação

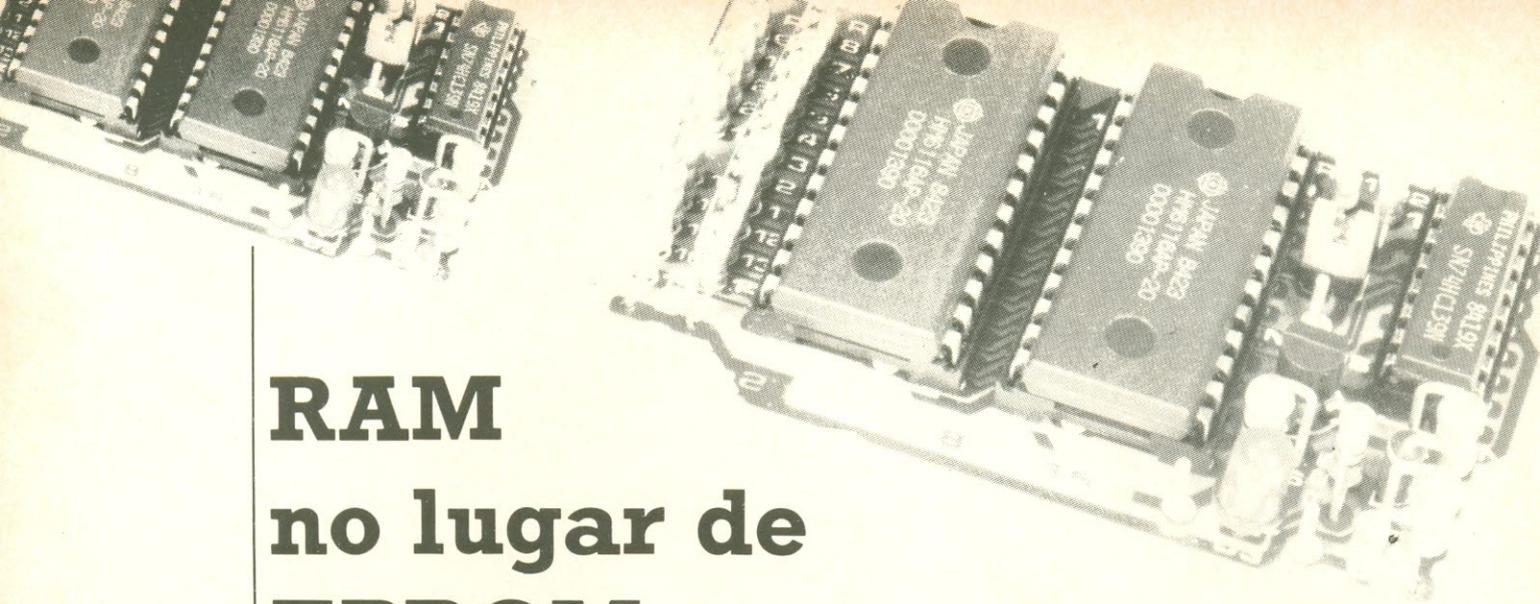
A placa para o alarme pode ser vista na figura 2 e inclui até mesmo os componentes adicionais. Graças ao seu tamanho reduzido, pode ser alojada em uma pequena caixa plástica, que possa

ser escondida dentro do cofre do veículo. O relé que aciona a buzina deve ser, de preferência, um modelo específico para essa finalidade (facilmente encontrável nas casas de auto-peças), seja porque é o mais apropriado, seja por passar despercebido no cofre.

Em suma, o principal objetivo da instalação deve ser o de tornar o sistema o menos aparente possível, mesmo para o mais "tarimbado" dos ladrões. Uma boa medida, por exemplo, é utilizar fiação escura e mantê-la fora de vista em toda sua extensão. Convém, ainda, não instalar o relé próximo à buzina e cobrir as ligações da mesma com várias camadas de fita isolante, para dificultar ao máximo sua remoção. Deve-se ter sempre

em mente, nesses casos, que o maior inimigo do ladrão de automóveis é o tempo - e quanto mais ele puder ser retardado, tanto mais provável que ele desista e vá procurar um vítima mais "acessível".





RAM no lugar de EPROM

As EPROMs não são mais insubstituíveis: com duas RAMs de 2 kbytes, tipo 6116, e três pilhas de níquel-cádmio pode-se ter um excelente "clone" das memórias 2732, para ser inserido diretamente no soquete das mesmas. E isto com a vantagem adicional de dispensar os caros apagadores de EPROMs

... ou
pseudo-2732

O princípio deste circuito é bastante simples: no lugar de uma EPROM tipo 2732, de 4 kbytes, os dados são armazenados em duas RAMs de 2,2 kbytes, tipo 6116. Os componentes são montados em uma pequena placa, que pode ser inserida no próprio soquete destinado à EPROM, sem qualquer modificação no sistema que a contém.

Sempre que a alimentação do sistema for cortada, um conjunto de pilhas vai encarregar-se de resguardar os dados contidos nas RAMs. Graças ao baixíssimo consumo das 6116 (pois são RAMs do tipo CMOS), terão mais de um ano de vida útil. O circuito comporta-se, portanto, como uma EPROM, mas pode ser programado como uma RAM.

O circuito por dentro

O esquema da figura 1 mostra que um total de 20 linhas da EPROM são simplesmente acopladas às RAMs, ou seja, o barramento inteiro de dados, o de endereços até o terminal A11 do soquete da EPROM e o terminal OE (habilitação da saída). Cada uma dessas linhas ganhou um resistor elevador, que garante a estabele-

cidade dos níveis de sinal. Isto é tudo que iremos abordar sobre tais linhas neste artigo, já que elas atuam sempre da mesma forma, seja em EPROMs ou RAMs estáticas comuns.

Quanto aos terminais A11 e \overline{CS} , no soquete da EPROM, é preciso assegurar que a eles sejam ligados os pinos corretos de ambas as 6116, o que é feito através de um dos decodificadores binários de 2 bits de IC3. Esse decodificador é habilitado pelo pino 3 de IC3, que se encontra no potencial de terra quando o sistema é ligado. A tabela da verdade que ilustra essa situação está na tabela 1.

Nessa tabela nos interessam apenas os casos em que a linha \overline{CS} vai para O. Assim, se a linha A11 também for para O (1ª linha), a saída J0 passa a exibir um nível baixo, resultando na seleção de IC2. Mas se a linha A11 for para 1 (3ª linha), será J2 a ir para O, habilitando IC1. Os resistores R21 e R22 também garantem níveis uniformes.

Embora pareça um tanto estranho, o sinal NWDS (*negative write data strobe*) existe em todos os computadores, sob diferentes designações (\overline{WR} , R/\overline{W} combinado com \emptyset_2 , etc.). É só uma questão de procurar a linha que,

em nível baixo, habilita o carregamento da memória. No circuito proposto, esse sinal é aplicado à entrada \overline{WE} (habilitação de escrita) das duas 6116 através da ponte WP (*write protect* ou proteção contra gravação). Caso essa ponte não esteja inserida, a gravação da memória torna-se impossível e os dados armazenados ficam, então, protegidos. R23 é o resistor *pull-up* dessa linha.

A necessária comutação para as pilhas de apoio foi feita da maneira mais simples possível: sempre que a alimentação do sistema estiver presente, D2 irá conduzir; caso contrário, será D1 a conduzir. Como os catodos desses diodos estão em oposição e uma das alimentações será sempre maior do que a outra, o tempo de comutação será mínimo. Caso seja possível empregar pilhas de níquel-cádmio, elas serão carregadas pela própria fonte do computador, através de R24.

Quando o sistema estiver alimentando, D3 estará aceso e T1, conduzindo. O pino G de IC3 ficará então ligado à terra, habilitando o decodificador. É muito importante que D3 seja um LED vermelho, pois a resistência diferente dos LEDs de outras cores poderiam deslocar o limiar de condução de T1. Também é importante que IC3

1

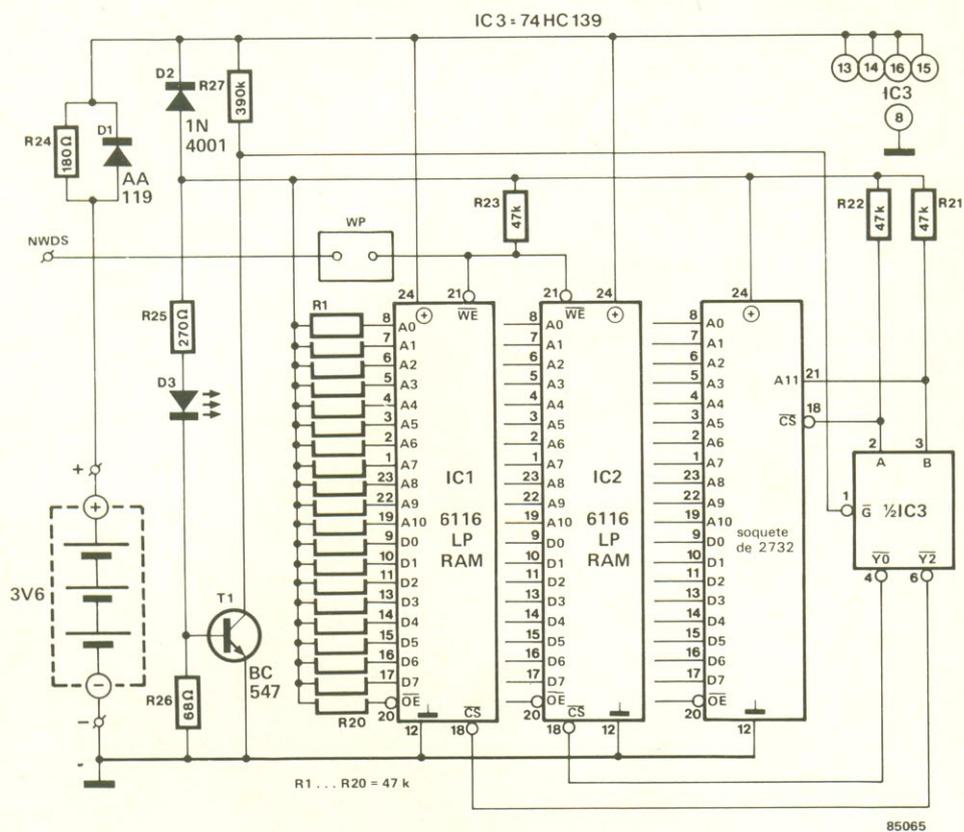


figura 1 - Esquema completo da pseudo-2732.

seja da família HC ou HCT, já que o decodificador exige alimentação mesmo com o computador desligado; dessa forma, o consumo será bastante reduzido, não passando dos 10 μ A.

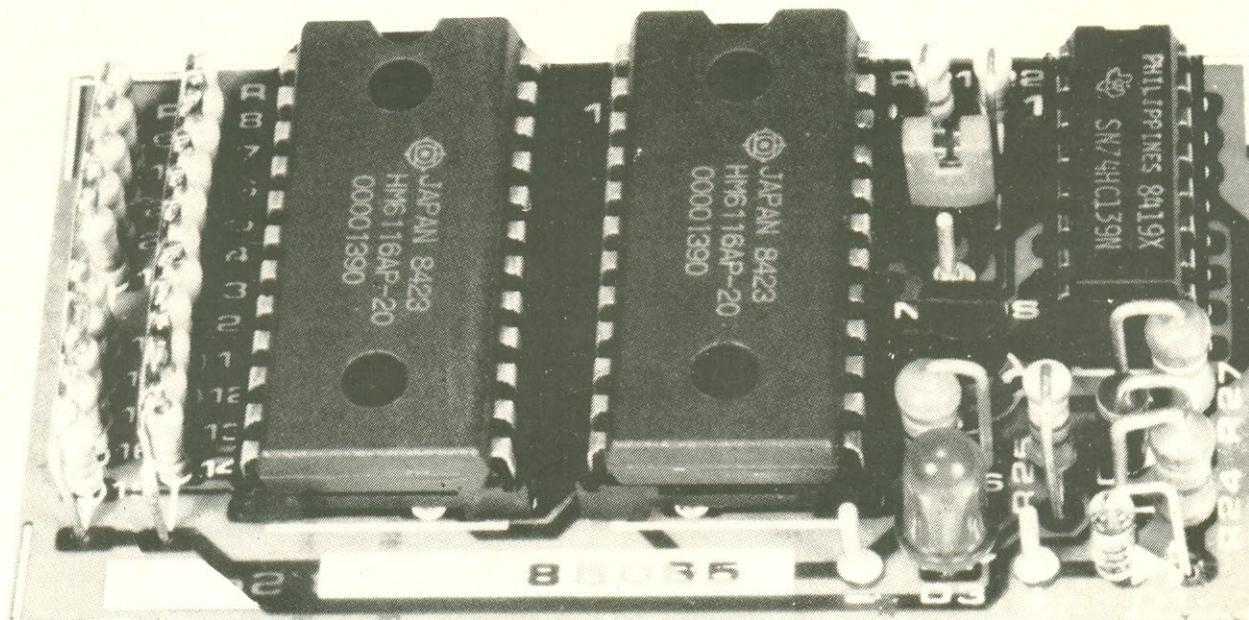
Montagem

O protótipo montado nos laboratórios Elektor pode ser visto nas figuras 2 e 3, enquanto a placa

projetada para ele está na figura 4. As únicas coisas "diferentes", no caso, são as duas fileiras de terminais soldados na face cobreada da placa, para permitir a inserção de

figura 2 - Visão superior de nosso protótipo.

2



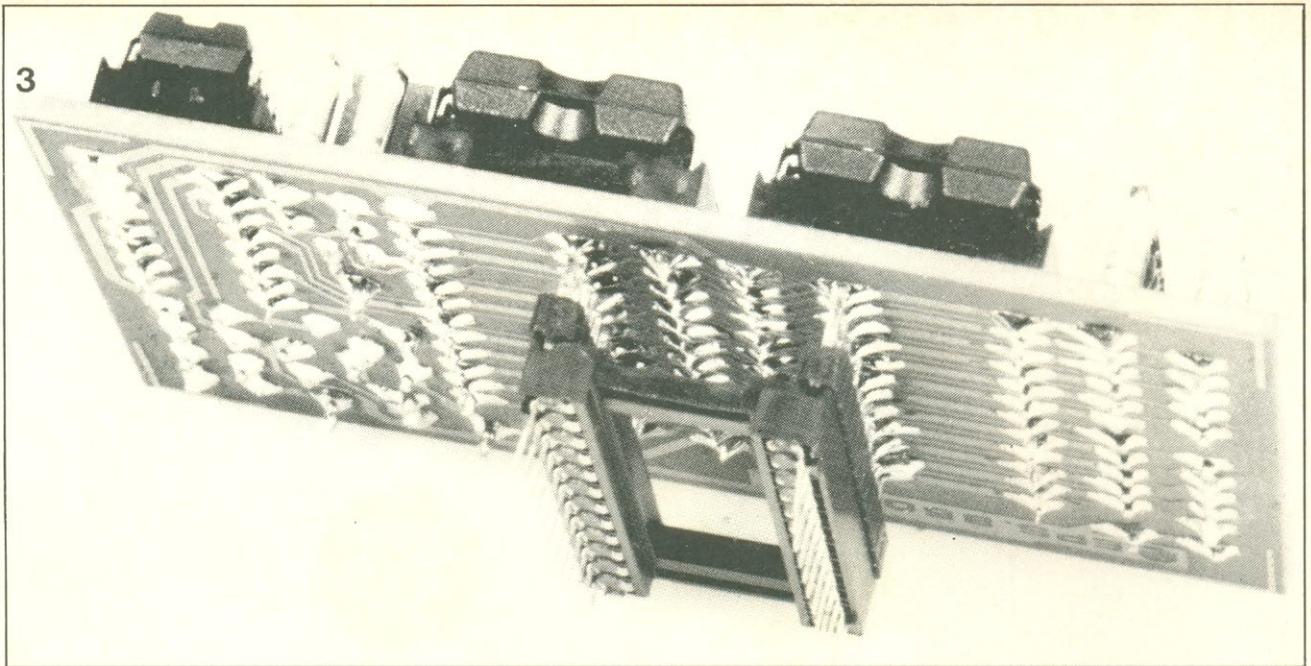


figura 3 - Visão inferior do mesmo protótipo.

Lista de Componentes

Resistores
(todos de 1/8 W)
R1...R23- 47 k
R24- 180
R25- 270
R26- 60
R27- 390 k
Todos os valores em ohms

Semicondutores
D1- AA119
D2- 1N4001
D3- LED
IC1, IC2- 6116LP
IC3- 74HC139
ou 74HCT139

Diversos
3 pilhas de 1,2 V (secas ou Ni-Cd)
Soquete de 24 pinos
Soquetes para as RAMs (opcionais)
Placa nº 85065
Duas fileiras de 12 terminais para circuito impresso

figura 4 - Placa impressa concebida para o circuito, em tamanho natural.

tabela 1 - Tabela da verdade do decodificador binário em IC3; em nosso caso, interessam apenas J_0 e J_2 .

figura 5 - Interligações necessárias à confecção de um adaptador, para o caso de memórias 2532.

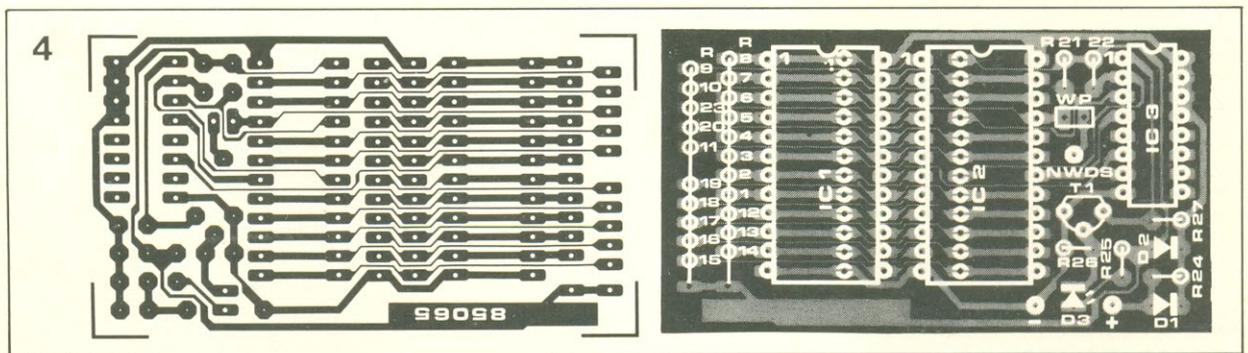
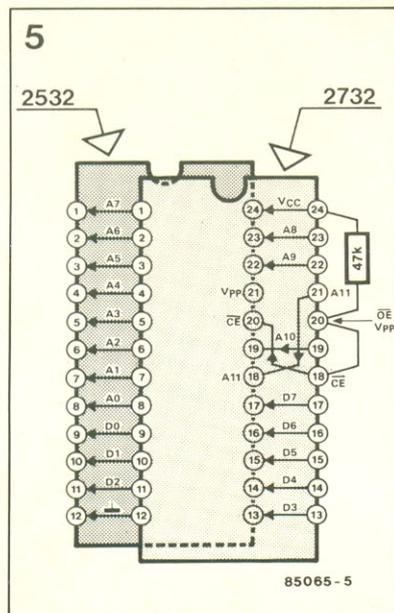


Tabela 1

$A_{11} = B$	$\overline{CS} = A$	$\overline{J_0} = \overline{CS} IC_2$	J_1	$\overline{J_2} = \overline{CS} IC_1$	J_3
0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	1	0



EPROM. Caso os pinos sejam muito instáveis ou grossos para serem inseridos diretamente, a solução é adotar um soquete adaptador como intermediário, a exemplo do que se vê na figura 3.

Dicas finais

Pode acontecer de o circuito não operar adequadamente, mas isso normalmente deverá ser culpa do próprio computador. Digamos que, por alguma razão, o nível de tensão, na fonte do computador, suba lentamente quando é ligada. Nessas condições, o *reset* que ocorre ao se ativar o sistema pode demorar e, no intervalo, pulsos espúrios podem provocar gravações errôneas nas RAMs. Isso pode ser evitado conectando-se R23 à jun-

ção de D1 com D2, ao invés de à linha de alimentação do computador, como está mostrado na figura 1.

O circuito substitui também as memórias 2532, mediante a confecção de um plugue adaptador, utilizando dois soquetes de 24 pinos; as interligações necessárias estão ilustradas na figura 5. Na combinação, o soquete superior é o da 2732, o que permite também trocar essa memória por uma 2532 em qualquer sistema, sem mais alterações (mas não durante a programação, porém).

Pode ser útil, enfim, reler o artigo "Placa Universal de Memória", que contém dados essenciais sobre a operação das RAMs do tipo CMOS, especialmente as 6116; esse artigo explica também a necessidade dos resistores elevadores e pode ser encontrado na Elektor nº 2.

Reguladores integrados de tensão

1ª parte

reguladores integrados de tensão

As variações na tensão da fonte comprometem o funcionamento de inúmeros circuitos, que exigem uma alimentação estável e livre de ondulações. Para isso foram criados os CIs reguladores, que vieram substituir os componentes discretos nessa função e simplificaram tremendamente o projeto de fontes. Vamos então conhecê-los melhor, começando por alguns detalhes básicos e passando depois ao regulador de precisão tipo 723. Na segunda parte veremos os modelos de três terminais, com saída fixa

Os princípios envolvidos na implementação dos reguladores integrados de tensão são os mesmos já adotados em circuitos que utilizam componentes discretos (figura 1). A tensão de saída do regulador (ou parte da mesma) é comparada com uma tensão de referência estável (1) em um amplificador diferencial (2). A tensão de erro – diferença entre as tensões de referência e saída – é amplificada pelo amplificador diferencial e usada no controle do estágio de saída (3), normalmente composto por um transistor em série.

Esse último estágio funciona, para efeitos práticos, como um resistor variável controlado por tensão (representado com linhas tracejadas). Caso a tensão de saída faça menção de cair, devido a um aumento na corrente de carga ou qualquer outro motivo, a tensão de erro "vista" pelo amplificador diferencial será maior – o que vai elevar a saída desse amplificador e aumentar a condução do transistor, tendendo a corrigir a tensão de saída. Em suma, o circuito não passa de um simples amplificador CC, que amplifica a tensão de referência e fornece a necessária corrente de saída.

Por outro lado, como o circuito atua como uma fonte de corrente constante, sob certas condições adversas (tal como curto-circuitos na saída, por exemplo) o transistor série iria dissipar uma potência considerável, sendo facilmente destruído. Por essa razão, os CIs reguladores normalmente recebem circuitos de proteção, cuja função é evitar danos ao estágio de saída através da limitação de corrente. Tais circuitos também protegem todo o integrado contra

calor excessivo, proporcionando um sistema de limitação térmica.

Dois grupos

Existem dois tipos distintos de CIs reguladores: o universal, tal como o 723, cuja tensão de saída

pode ser variada ao longo de uma extensa faixa através de componentes externos; e o de tensão fixa, disponível numa série de valores convencionais (tal como os 5 V exigidos pela família TTL, fornecido pelo conhecido 7805, por exemplo). Esses do segundo tipo

Tabela 1 – Valores máximos absolutos do 723

tensão contínua de V+ a V- diferencial entrada-saída	40 V
corrente máxima de saída	150 mA
corrente de VREF	15 mA
corrente de Vz	25 mA
dissipação interna	800 mW
faixa de temperaturas de operação	0 a 70°C
faixa de temperaturas de estocagem	-65 a +150°C
temperatura nos terminais	300°C

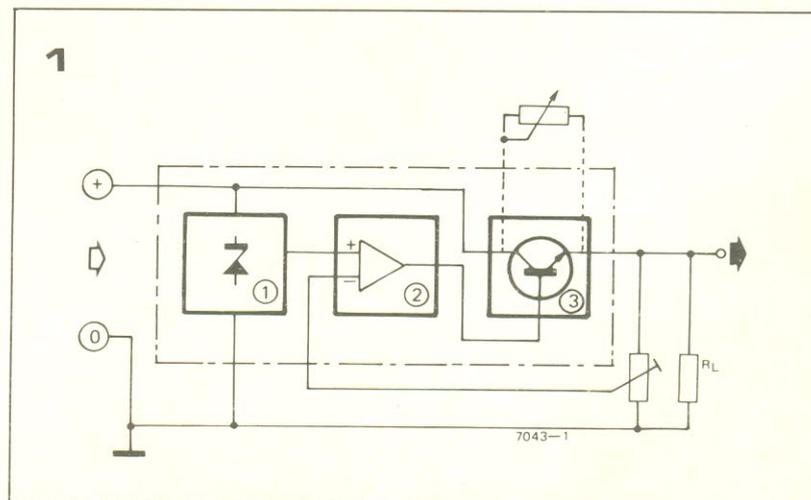


figura 1 – Todo regulador integrado é composto por uma tensão de referência, um amplificador de erro e um estágio de saída.

podem ser encontrados sob a forma de reguladores positivos e negativos, devendo ser usados aos pares em fontes simétricas ou na alimentação de operacionais.

Como regra geral, o regulador universal tem correntes de saída relativamente baixas, situadas geralmente entre 25 a 150 mA, mas que podem ser facilmente eleva-

das pelo uso de transistores de saída. Os reguladores fixos, por sua vez, prevêem a utilização de uma quantidade mínima de componentes externos e costumam exibir, portanto, maior capacidade de corrente. O menor deles é capaz de fornecer cerca de 100 mA de corrente, ao passo que os maiores chegam a 1 A.

O regulador variável 723

Praticamente todos os fabricantes de semicondutores que produzem reguladores integrados incluem o 723 em sua linha. Tanto seu circuito interno como as pinagens de seus dois encapsulamen-

2

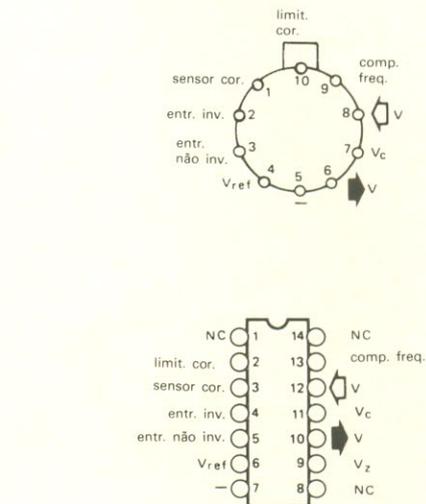
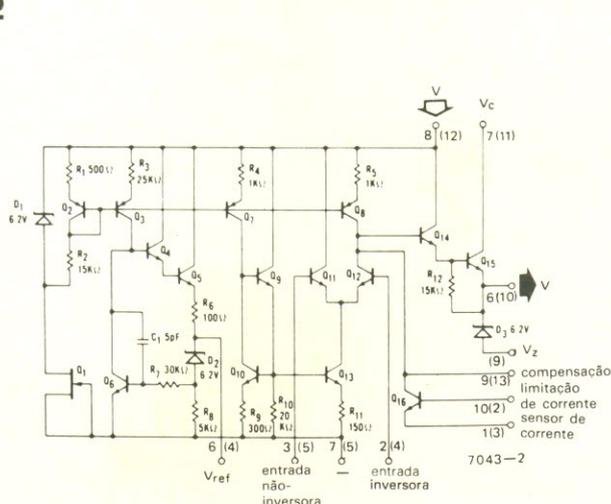


figura 2 - Pinagem e circuito interno do regulador 723. Os números entre parênteses correspondem ao encapsulamento DIP.

Tabela 2 - Características elétricas do 723

parâmetro	mín.	típ.	máx.	unidade	condições
regulação de linha		0.01	0.1	% V_{out}	$V_{in} = 12$ a 15 V
regulação de carga		0.1	0.5	% V_{out}	$V_{in} = 12$ a 40 V
rejeição de ondulação		0.03	0.2	% V_{out}	$I_L = 1$ a 50 mA
		74		dB	$f = 50$ Hz a 10 kHz
					$C_1 = 0$
					$f = 50$ Hz a 10 kHz
					$C_1 = 5 \mu F$
limitação corrente em curto-circuito		86		dB	$f = 50$ Hz a 10 kHz
tensão de referência	6.80	65	7.50	mA	$C_1 = 5 \mu F$
tensão de ruído na saída		7.15	20	V	$R_{SC} = 10 \Omega, V_{out} = 0$
		2.5		μV rms	FP = 100 Hz a 10 kHz,
				μV rms	$C_1 = 0$
estabilidade a longo prazo			0.1	%/1000 h	FP = 100 Hz a 10 kHz,
drenagem de corrente quiescente		2.3	4.0	mA	$C_1 = 5 \mu F$
faixa de tensões de entrada	9.5		40	V	$I_L = 0, V_{in} = 30$ V
faixa de tensões de saída	2.0		37	V	
diferencial entrada-saída	3.0		38	V	
especificações válidas acima da temperatura de operação:					
regulação de linha			0.3	% V_{out}	
regulação de carga			0.6	% V_{out}	
coeficiente médio de temperatura da tensão de saída		0.003	0.015	%/°C	$V_{in} = 12$ a 15 V
					$I_L = 1$ a 50 mA

Notas:

- $t_a = 25^\circ C$, exceto onde especificado
- FP = faixa de passagem

tos podem ser vistos na figura 2. A partir da esquerda pode-se observar, no circuito, a estabilização interna de tensão (ao redor de D1), a tensão de referência já compensada em temperatura (em torno de D2), o amplificador diferencial formado por Q11 e Q12, o amplificador de controle Q14 e o transistor de saída Q15.

O estágio limitador de corrente é composto por Q16; um resistor externo é ligado entre a base e o emissor desse transistor, por onde passa toda a corrente de carga. Sempre que a queda de tensão sobre o resistor torna-se suficientemente elevada para fazer Q16 conduzir, reduz-se a excitação do estágio final.

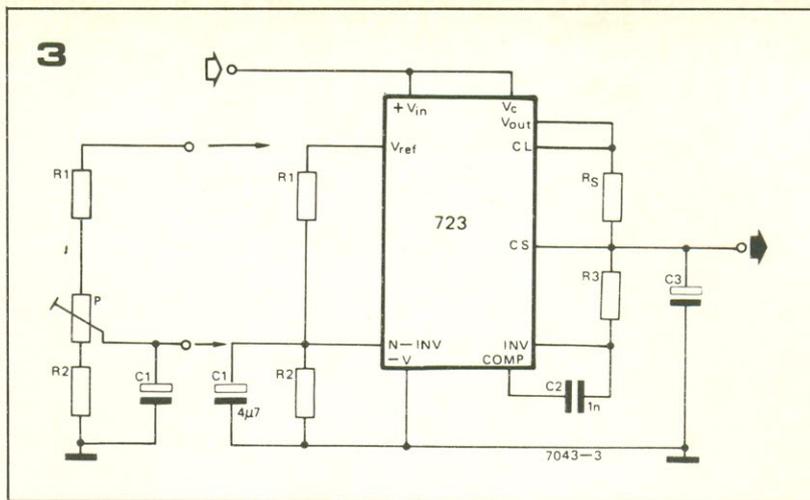
O zener D3 é incluído somente na versão DIP do regulador, já que o encapsulamento metálico não dispõe de pinos suficientes para isso. Ele pode, no entanto, ser acrescentado externamente ao circuito, caso seja imprescindível. Os valores máximos admissíveis pelo CI foram reunidos na tabela 1, enquanto a tabela 2 relaciona os parâmetros mais importantes do dispositivo. É interessante notar a elevada estabilização da tensão de saída e a elevada rejeição de ripple (74 dB) – a qual pode ser aumentada ainda mais, para cerca de 86 dB, pela inclusão de um capacitor na saída da tensão de referência.

Circuitos básicos com o 723

No caso de equipamentos ou sistemas que não pedem correntes muito superiores a 100 mA (150 mA, no máximo), pode-se dispensar o transistor externo do regulador. Dependendo da tensão requerida, existem dois circuitos básicos que podem ser usados nesse caso. Como o valor da tensão de referência situa-se entre 6,8 e 7,5 V (veja a tabela 2), é preciso usar o circuito da figura 3 caso as tensões de saída sejam inferiores a essas.

Um divisor de tensão formado por R1 e R2 reduz a tensão de referência ao valor desejado de saída, que é depois aplicado à entrada não inversora do CI. A tensão de saída é então acoplada diretamente à entrada inversora. Pode-se obter, com esse circuito, tensões entre +2e +7 V, mediante uma escolha adequada dos valores de R1 e R2. A tensão na saída pode ser calculada pela seguinte equação:

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



reguladores integrados de tensão

figura 3 – O 723 em um circuito básico que fornece de 2 a 7 V de saída.

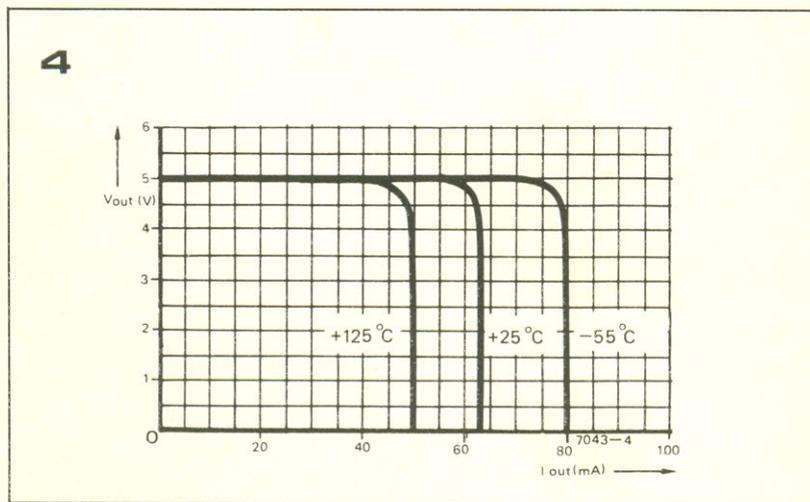
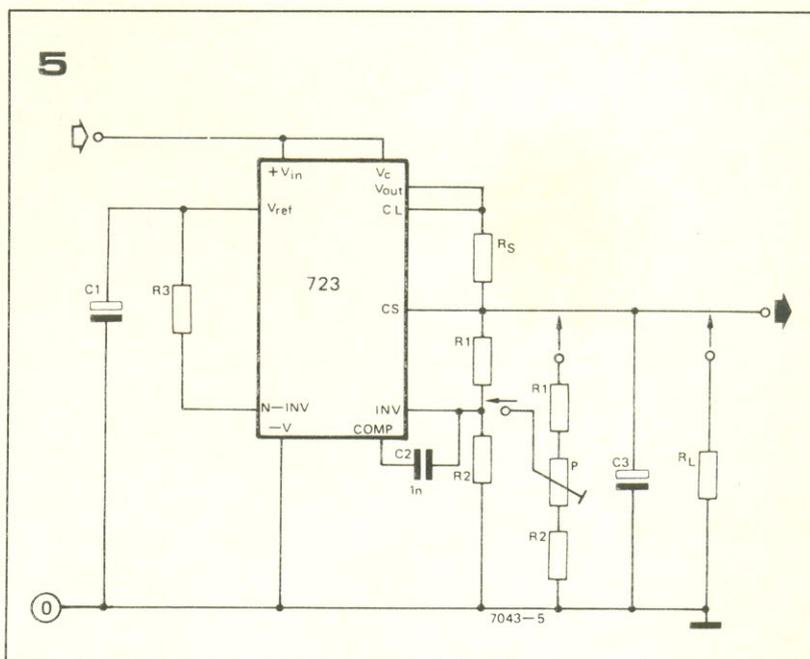


figura 4 – Variação das características de limitação da corrente com a temperatura; vê-se que a corrente máxima é reduzida em temperatura mais elevadas, proporcionando assim alguma proteção térmica.



Deve-se adotar nesse cálculo o valor nominal de V_{ref} (7,15 V) e, ao escolher os valores de R1 e R2, é preciso ter em mente que a saída V_{ref} não pode ser solicitada em demasia. Recomenda-se, portanto, que esses resistores sejam selecionados de forma que a cor-

rente por eles não ultrapasse 1 mA – ou seja, $R_1 + R_2 = 7 \text{ k}$, aproximadamente.

As primeiras quatro linhas da tabela 3 fornecem os valores de R1 e R2 para tensões de saída entre 3 e 6 V (o restante da tabela será discutida mais adiante). Vê-se

figura 5 – O 723 em um circuito básico que fornece tensões entre 7 e 37 V na saída.

Tabela 3 – Valores da rede R1/R2 para tensões positivas de saída

saída (V)	tensão fixa de saída		variável de saída ± 10%			referentes às figuras
	R1	R2	R1	P	R2	
+3.0	4.12	3.01	1.8	0.5	1.2	3; 7; 12 (13)
+3.6	3.57	3.65	1.5	0.5	1.5	3; 7; 12 (13)
+5.0	2.15	4.99	.75	0.5	2.2	3; 7; 12 (13)
+6.0	1.15	6.04	0.5	0.5	2.7	3; 7; 12 (13)
+9.0	1.87	7.15	.75	1.0	2.7	5; 6; 8 (13)
+12	4.87	7.15	2.0	1.0	3.0	5; 6; 8 (13)
+15	7.87	7.15	3.3	1.0	3.0	5; 6; 8 (13)
+28	21.0	7.15	5.6	1.0	2.0	5; 6; 8 (13)
+45	3.57	48.7	2.2	10	39	10
+75	3.57	78.7	2.2	10	68	10
+100	3.57	102	2.2	10	91	10
+250	3.57	255	2.2	10	240	10

todos os valores de resistência em kΩ

coluna "variável de saída" para R1, P e R2, a tensão pode ser variada em ± 10%.

Ainda falando da figura 3, temos o capacitor C1, que reduz consideravelmente o ruído provocado na saída pelo diodo da tensão de referência. O valor especificado, de 4,7 μF, é o correto, embora valores maiores só melhorem as coisas. Quanto a C3, não é considerado essencial, apesar de melhorar a estabilidade do circuito e reduzir sensivelmente o nível de zumbido – o que pode ser facilmente observado em um osciloscópio, ao se colocar e retirar esse capacitor do circuito. Todos os fabricantes do 723 recomendam que C1 e C3 sejam capacitores de tântalo.

O resistor R3 afeta a estabilidade do circuito com a temperatura e, para que a tensão de saída exiba o menor coeficiente térmico possível, a impedância vista pela entrada inversora (que é essencialmente R3) deve ser equivalente à "sentida" pela entrada não inversora (R1 em paralelo com R2). O valor de R3 pode ser determinado, então, por:

$$R_3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

R_S é o sensor de corrente, encarregado de estabelecer a carga em que a limitação de corrente deve começar a operar. É por ele que passa a corrente de carga – a qual, ao ultrapassar certo valor, provoca uma queda de 0,7 V sobre o resistor e faz Q16 conduzir, limitando a excitação do estágio de saída. R_S é facilmente calculado, portanto:

$$R_S = \frac{0.7}{I_{lim}} (\Omega, V, A)$$

A figura 4 mostra que o início da limitação de corrente acontece cada vez mais cedo, à medida que a temperatura sobe; conclui-se, assim, que dentro de certos limites o integrado está protegido contra sobrecarga térmica. Em todo caso, convém prover o regulador de um dissipador adequado, particularmente quando este estiver operando próximo aos limites de corrente ou potência.

Tensões maiores

Na figura 5 temos o circuito que deve ser usado para se obter tensões superiores a +7 V, até um máximo de 37 V. Nesse caso, como a saída é superior à referência, esta tensão vai aplicada diretamente à entrada não inversora, enquanto a tensão de saída sofre

6

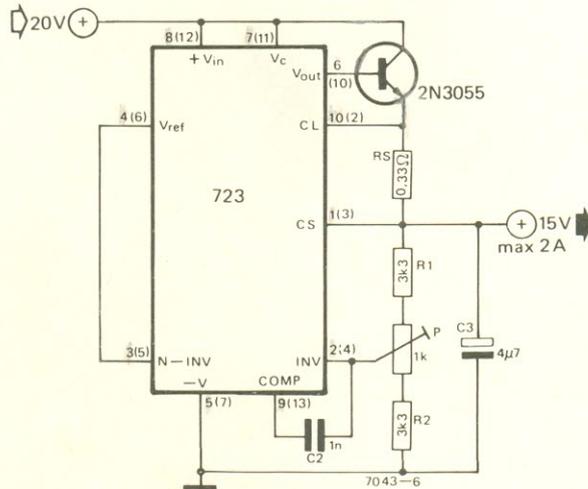


figura 6 – Empregando um transistor externo de potência (tipo NPN) para aumentar a corrente de saída.

7

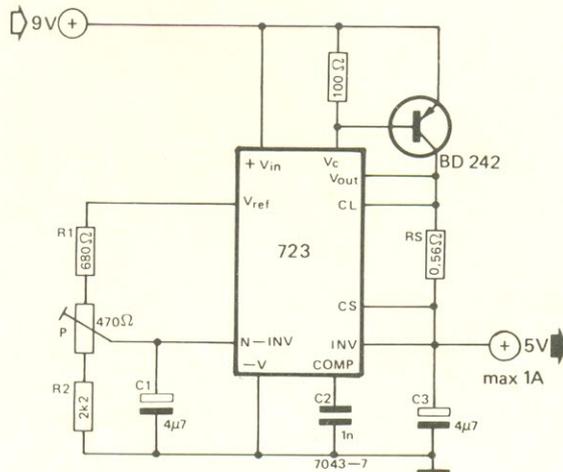


figura 7 – Uma fonte de 5 V-1 A com um transistor externo de potência (tipo PNP).

que os valores assim obtidos são "quebrados", impossíveis de se encontrar em linhas comerciais; é conveniente, portanto, incluir um trimpot entre R1 e R2 – como está

ilustrado na própria figura 3, à esquerda – a fim de compensar a tolerância dos componentes e possíveis variações em V_{ref}. Empregando os valores relacionados na

uma redução antes de ser entregue à entrada inversora. A equação será então a seguinte:

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

O restante da tabela 3, de +9 V em diante, fornece os valores adequados para R1 e R2 da figura 5. Aqui também é preciso adotar o recurso do trimpot, a fim de compensar a utilização de resistores padronizados. Note-se que para saídas maiores que 37 V será preciso recorrer a um transistor de alta tensão externo, como veremos adiante.

Correntes maiores

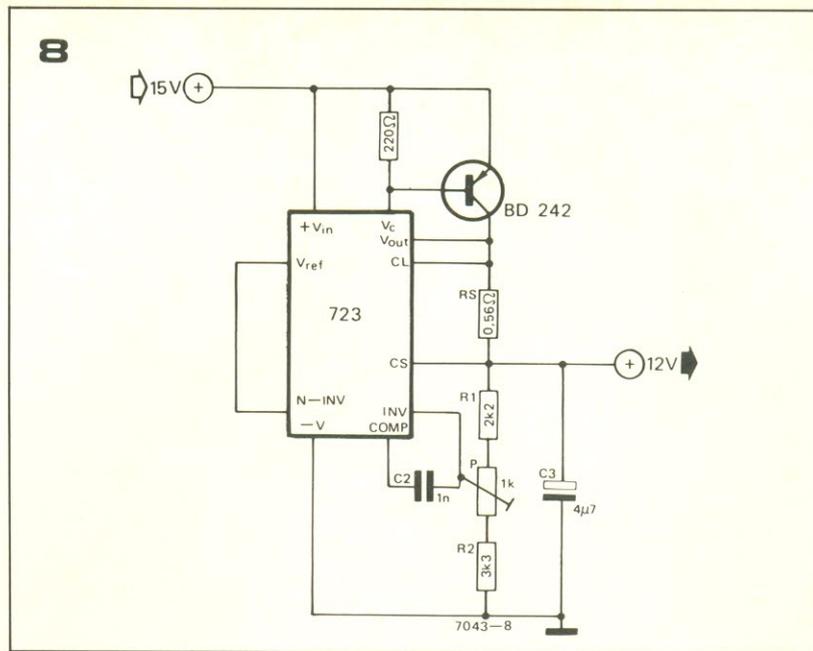
Como já havíamos dito, o fornecimento de corrente do 723 pode ser facilmente elevado pelo acréscimo de um transistor externo de potência, que fica então encarregado de suportar a maior parte da corrente de carga, mas é controlado pelo regulador.

A figura 6 ilustra o caso de um regulador projetado para fornecer 15 V com uma corrente de até 2 A. Observe que, comparando-o com o circuito da figura 5, nada mais é acrescentado, exceto pelo transistor 2N3055. O valor de R_S foi fixado em 0,33 ohm, adequado para a corrente máxima de 2 A.

Comparando mais uma vez o circuito da figura 6, mas agora com o esquema interno do CI, nota-se que o projeto limitou-se a ligar outro seguidor de emissor, com maior capacidade de corrente, aos transistores "embutidos". A máxima corrente que se pode obter com esse método vai depender do ganho disponível no transistor externo e também da excitação de base que pode ser fornecida pelo integrado (não esquecendo os limites de corrente e potência do transistor adicional).

Utilizando-se darlingsons de potência com ganho elevado, tal como o TIP 140, é possível extrair correntes de até 10 A; já para correntes mais modestas (até 1 A), um BD241 ou similar é mais que suficiente. É óbvio que esse transistor externo deve sempre receber um dissipador adequado.

Transistores PNP também podem ser usados no "reforço" de corrente desse regulador, como exemplifica a figura 7. Com o BD242 sugerido, o circuito é capaz de fornecer 5 V, a 1 A; as regulações de linha e carga são excelentes, pois uma variação de 3 V na tensão de entrada provoca uma



reguladores integrados de tensão

figura 8 - Fonte de 12 V-1 A usando um transistor de potência tipo PNP.

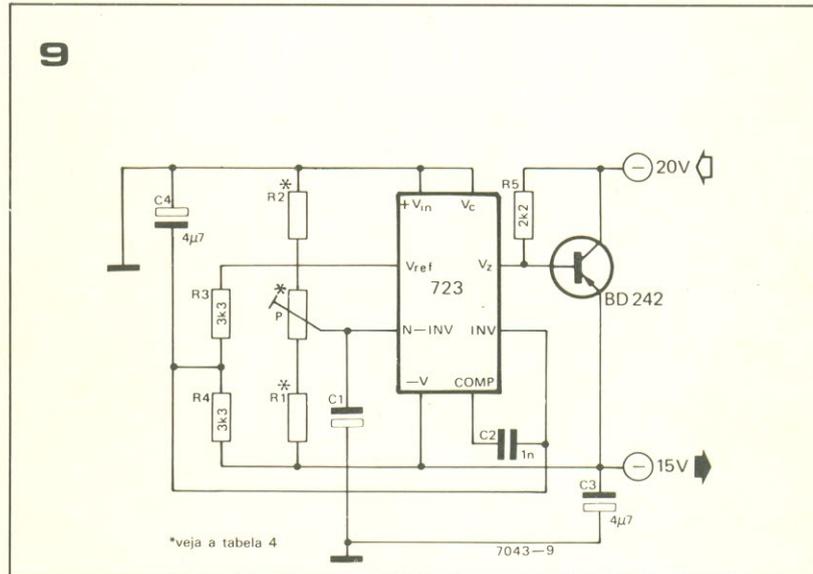


figura 9 - Usando o 723 como regulador negativo de tensão.

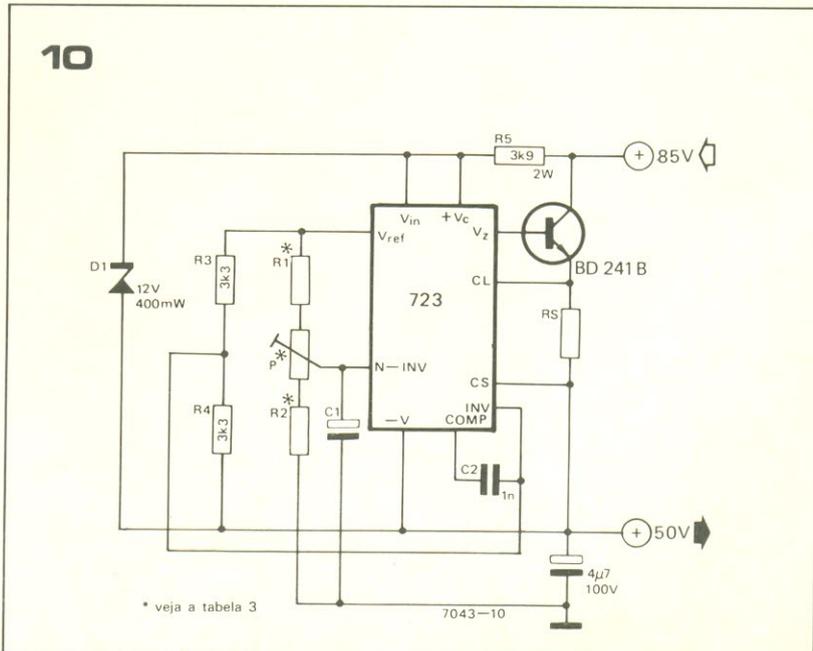


figura 10 - O 723 pode ser usado como regulador "flutuante" para estabilizar tensões superiores a 37 V.

11

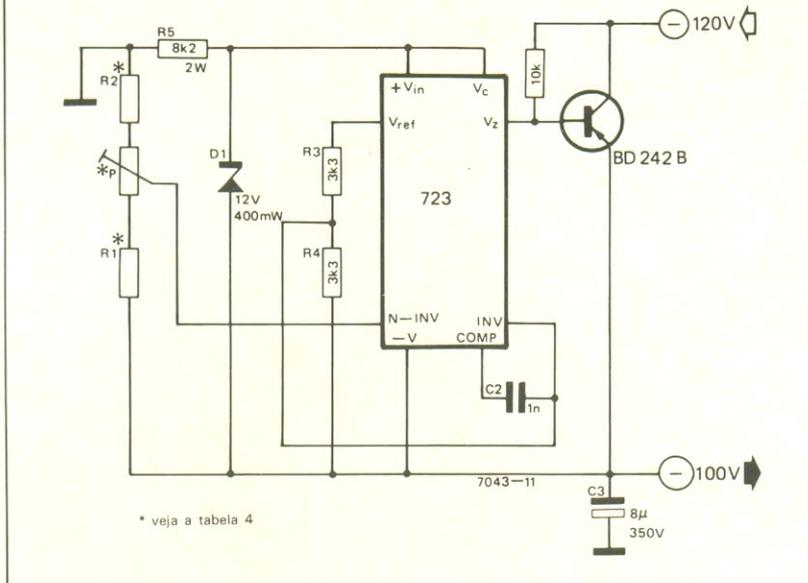


figura 11 – Regulador flutuante negativo empregando o 723.

no circuito da figura 9, por exemplo, que é um regulador de -15 V, a tensão de referência é primeiramente reduzida por R3/R4, para depois ser entregue à entrada inversora; a tensão de saída, então, é aplicada à entrada não inversora através do divisor formado por R1/P/R2.

É interessante observar que a alimentação para o próprio CI é obtida da saída regulada, estando os pinos positivo e negativo ligados a 0 e -15 V, respectivamente. A entrada negativa sem regulação é aplicada somente ao coletor do transistor BD242 externo. A tensão de saída desse circuito pode ser dada por:

$$V_{out} = \frac{V_{ref.}}{2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

desde que R3 = R4.

Aqui mais uma vez recomenda-se o uso de valores comerciais para R1 e R2, acompanhados por um trimpot de ajuste. Segundo a tabela 4, que relaciona esses valores para tensões negativas, o regulador de -15 V deve adotar R1=1,2 k, R2=4,3 k e P = 500 ohms.

A grande desvantagem desse circuito está na impossibilidade de se limitar a corrente por meio de R_S – pois os transistores internos do integrado têm a polaridade oposta -, o que provoca a “queima” do transistor de potência externo no caso de sobrecarga. Outro detalhe a observar, ao montar esse circuito, é a polaridade dos capacitores C1 e C3.

12

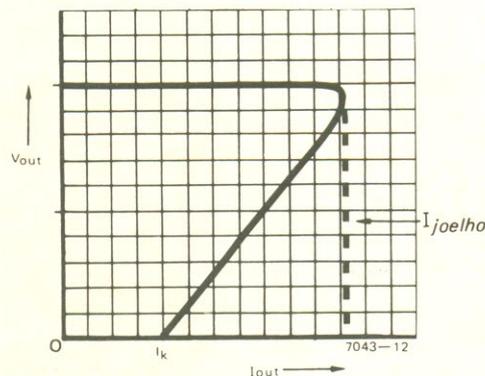


figura 12 – A limitação de corrente tipo redução ou foldback tem várias vantagens sobre a limitação simples. Como o limite de corrente diminui juntamente com a resistência de carga, minimiza-se a dissipação em curto-circuito sobre o regulador.

Tensões (ainda) maiores

Em todas as modalidades descritas para o regulador 723, a máxima tensão estabilizada de saída não passou dos 37 V (já que a entrada máxima era de 40 V). Em todos esses casos, porém, um dos pinos de alimentação do CI esteve sempre ligado à terra; se, ao contrário, ele for operado como um “regulador flutuante”, sem conexões diretas de terra, será possível estabilizar tensões consideravelmente maiores. Isto, é claro, se forem tomadas providências para que nenhuma tensão sobre o integrado ultrapasse os limites permitidos.

No circuito da figura 10 isso foi conseguido utilizando-se o zener D1 e o resistor série R5 – o que limita a alimentação do CI em 12 V, embora a linha negativa de alimentação esteja flutuando em +50 V com relação à terra. Deve-

13

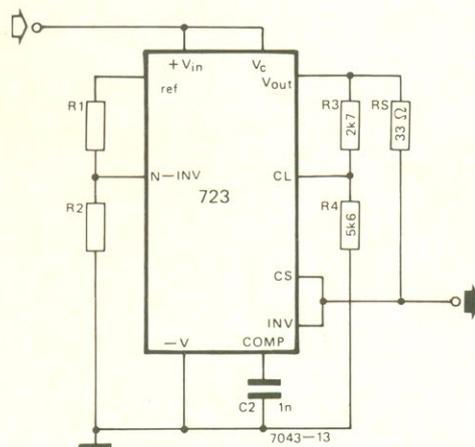


figura 13 – Circuito básico utilizado na limitação tipo foldback.

alteração de apenas 0,5 mV na saída, ao passo que a corrente variando entre zero e plena carga (1 A) vai deslocar em apenas 5 mV a tensão de saída. O exemplo da figura 8 emprega o mesmo transistor de potência para fornecer uma saída de 12 V até 1 A.

Tensões negativas

O 723 também pode ser usado nas situações que exigem uma alimentação negativa, bastando apenas inverter as ligações vistas no caso do regulador positivo. Assim,

se apenas observar que R5 é de 2 W, devido à elevada dissipação produzida nesse caso. A tensão de saída, nesse caso, é dada por:

$$V_{out} = \frac{V_{ref} \cdot R_2 - R_1}{2 \cdot R_1}$$

desde que, novamente, R3 = R4.

O mesmo princípio pode ser aplicado na obtenção de tensões negativas mais elevadas, como no circuito da figura 11 – onde a alimentação também foi limitada a 12 V por meio de um diodo zener e um resistor de potência em série. Se R3 = R4, a tensão de saída será:

$$V_{out} = \frac{V_{ref} \cdot R_1 + R_2}{2 \cdot R_1}$$

Note-se que 12 V é a menor tensão de alimentação exigida pelo 723; assim, nada impede que qualquer valor entre 12 e 36 V seja adotado pelo projetista, desde que o zener e o resistor de limitação sejam selecionados de acordo.

Limitação de corrente

Sempre que o sistema limitador de corrente é usado, o regulador de tensão torna-se um regulador de corrente constante no ponto-limite – ou seja, sempre a máxima corrente é atingida, esta permanece constante. Passado esse ponto, qualquer redução adicional da resistência de carga vai provocar apenas uma queda maior na tensão de saída, até que a condição de curto-circuito seja atingida (quando não há mais tensão sobre a carga). Toda a tensão não regulada de entrada vai estar, então, sobre o regulador – quando sua dissipação poderá tornar-se excessiva, já que essa tensão estará sendo multiplicada pela corrente de curto-circuito.

Melhores resultados são obtidos com o sistema de limitação por *foldback* ou redução de corrente, cuja curva característica aparece na figura 12, comparada à da limitação convencional. Sempre que a corrente de carga atinge o máximo determinado, ela diminui ao invés de permanecer constante com a redução da resistência de carga – até se tornar apenas uma pequena fração da corrente a plena carga na condição de curto-circuito. Esse artifício reduz consideravelmente a dissipação sobre o regulador e não interfere em sua operação normal, já que a tensão de saída volta ao valor re-

Tabela 4 – Valores da rede R1/R2 para tensões negativas de saída

saída (V)	tensão fixa de saída		variável de saída ± 10%			referente às figuras
	R1	R2	R1	P	R2	
-6	3.57	2.43	1.2	0.5	.75	9
-9	3.48	5.36	1.2	0.5	2.0	9
-12	3.57	8.45	1.2	0.5	3.3	9
-15	3.65	11.5	1.2	0.5	4.3	9
-28	3.57	24.3	1.2	0.5	10	9
-45	3.57	41.2	2.2	10	33	11
-100	3.57	97.6	2.2	10	91	11
-250	3.57	249	2.2	10	240	11

todos os valores de resistência em kΩ

14

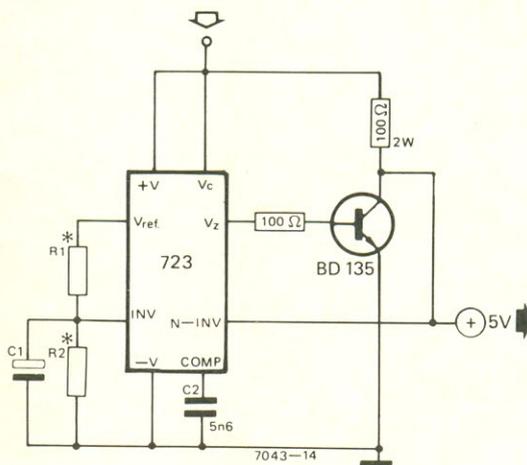


figura 14 – O 723 usado como regulador paralelo.

gulado logo que a sobrecarga é removida.

O 723 também pode ser adaptado para essa modalidade de limitação, a exemplo do que mostra a figura 13. O circuito ali representado foi projetado para fornecer uma tensão de 5 V e uma corrente de “joelho” de 50 mA, para uma corrente de curto-circuito de 20 mA. Seus parâmetros podem ser determinados pelas seguintes equações:

$$I_{joelho} = \frac{V_{out} \cdot R_3 + V_{sense} \cdot (R_3 + R_4)}{R_5 \cdot R_4}$$

$$I_{curto} = \frac{V_{sense}}{R_5} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

onde V_S é a queda de tensão sobre R_5 .

Regulador paralelo

Todos os exemplos dados até agora mostram o regulador (ou o transistor externo de potência) em série com a carga. No caso do regulador *shunt* ou paralelo, o transistor externo fica justamente em paralelo com a carga e, se a corrente da mesma tende a diminuir (e a tensão regulada de saída a subir), ele conduz ainda mais, drenando mais corrente e vice-versa. A corrente líquida “puxada” pela combinação carga/transistor é sempre constante, portanto.

Na figura 14 vê-se o exemplo típico de um regulador paralelo. Com os valores sugeridos para os componentes, a variação da tensão de saída será inferior a 1,5 mV para flutuação de até 100 mA na carga. Além disso, esse tipo de regulador dispensa a limitação de corrente, já que o valor de curto-circuito é limitado pelo resistor de

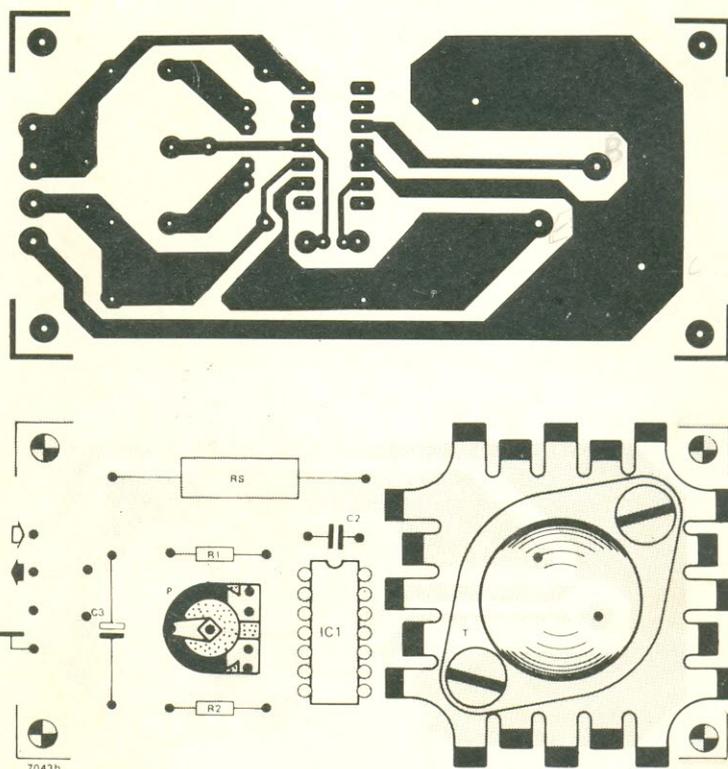


figura 15 – Traçado e disposição dos componentes da placa destinada ao regulador universal de 7 a 37 V (veja a figura 5).

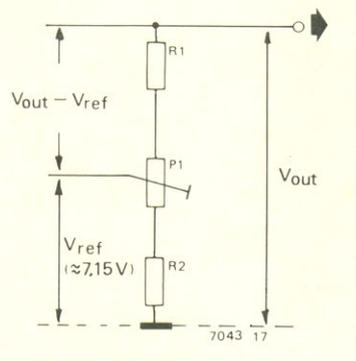


figura 16 – No esquema da fig. 5, R1, R2 e P1 devem ser escolhidos de forma que a tensão desejada de saída seja obtida com o potenciômetro a meio curso, aproximadamente.

100 ohms, em série com a entrada não regulada.

Como desvantagem, esse circuito exibe a característica de dissipar sempre a potência máxima (já que a corrente é constante). Assim sendo, quando a corrente de carga é nula, a potência total de saída (tensão de saída x corrente de saída) é dissipada pelo transistor externo – que requer, em conclusão, um dissipador apropriado.

Montagem prática

As aplicações mais úteis do 723 estão nas faixas dos 7 aos 36 volts

– razão pela qual estamos sugerindo a confecção de uma placa de circuito impresso para esses casos (figura 15). Os valores dos componentes podem ser encontrados na tabela 3 ou por meio das equações fornecidas ao longo do artigo. Ao montar e utilizar esse circuito deve-se levar em conta os seguintes pontos:

1. A tensão não regulada de entrada deve ser pelo menos 3 V maior que a de saída, a fim de assegurar uma boa regulação, respeitando-se o máximo de 40 V. Convém lembrar, no entanto, que quanto maior a queda de tensão sobre o regulador, tanto mais intensa será a dissipação sobre ele e o transistor de potência;

2. R1, R2 e P1 devem ser escolhidos de modo que a tensão requerida de saída seja obtida a meio curso do trimpot; dessa forma, será possível compensar para mais ou para menos, igualmente, as tolerâncias dos componentes e as variações de V_{ref} . A corrente pelo divisor não deve exceder, além disso, os 5 mA. Esses detalhes estão ilustrados na figura 16;

3. R_S é escolhido de maneira que a queda de tensão sobre ele seja de 0,6 V à máxima corrente desejada, ou seja

$$R_S = \frac{0.6}{I_{sc}} (\Omega, V, A)$$

4. A máxima corrente de saída que pode ser extraída desse circuito depende do ganho (h_{FE}) exibido pelo transistor externo. Como regra geral, essa corrente máxima pode ser considerada como o produto do ganho do transistor pela máxima corrente do 723 (150 mA).



Rumo à super TV

rumo à
super TV

Europeus e japoneses estão travando uma batalha tecnológica pelos seus respectivos padrões em TV de alta definição, que será provavelmente o grande lançamento de vídeo dos anos 90. Mas enquanto não houver um acordo a respeito, a comercialização dos equipamentos e receptores ficará adiada indefinidamente

Ao longo desta década, a NHK, estatal japonesa de telecomunicações, aperfeiçoou um sistema de TV de alta definição que utiliza 1125 linhas horizontais na tela, ao invés das 525 atuais, vigentes no Japão, Estados Unidos e outros países. É claro que tal sistema deverá oferecer imagens com resolução muito maior – melhor até que as do cinema, num certo sentido.

Assim, os japoneses, juntamente com os americanos e canadenses na linha de frente, têm feito muitas pressões para que seu sistema de alta definição (HDTV ou *High Definition TV*) seja adotado como padrão internacional. Os europeus, porém, permanecem refratários ao sistema e, em uma recente reunião do Comitê Consultor Internacional de Rádio, na Iugoslávia, conseguiram adiar a decisão por mais quatro anos, alegando a necessidade de se discutir o assunto mais a fundo.

De fato, a Europa já conta com um sistema melhor que o americano, de 625 linhas, e seus engenheiros de telecomunicações não vêem a proposta da NHK como uma solução para os problemas do continente. Nesse ponto, os dois lados têm tão pouco em comum, que dificilmente quatro anos serão suficientes para se chegar a um consenso.

Para começar, tanto os Estados Unidos como o Japão dispõem de redes elétricas de 60 Hz (como o Brasil), ao passo que a Europa utiliza 50 Hz. Os programas de TV transmitidos à frequência vertical de 60 Hz aparecem com imagens trêmulas nos receptores em que a tela é "varrida" 50 vezes por segundo. Os telespectadores europeus toleram essas imagens trêmulas ocasionalmente, em alguns programas americanos, mas não o tempo todo.

Em segundo lugar há o problema do custo. Se adotado, o sistema HDTV japonês iria custar

tanto quanto a mudança da TV preto e branco para a colorida. Os usuários seriam obrigados a adquirir novos aparelhos para receber as super-imagens e as emissoras, por sua vez, teriam que transmitir sinais separados para aqueles que preferissem continuar com os receptores convencionais ou P&B.

Assim sendo, a opção européia inclina-se para um processo que é mais evolucionista do que revolucionário na concepção, e que pode ser aproveitado pelos televisores atuais mediante o acréscimo de um circuito relativamente barato. E a União Européia de Rádio e Teledifusão já adotou um conjunto de novos padrões para TV denominados MAC (componentes analógicos multiplexados), desenvolvidos pela estatal inglesa da área.

O objetivo dessas normas é o de proporcionar inúmeros recursos à televisão do futuro – tais como telas ampliadas, áudio em 8 canais, maior definição e comunicação com os DBS (*Direct Broadcasting Satellites* ou satélites de transmissão direta). A intenção final é tornar as imagens do sistema MAC compatíveis com todos os receptores da Europa – e por motivos não totalmente altruístas. Na verdade, o que ocorre é um intenso *lobby* dos fabricantes europeus sobre seus respectivos governos, temendo que estes venham a comprometer seus negócios, caso aceitem a proposta japonesa – assim como Sony, Hitachi, Sanyo, Toshiba, Mitsubishi e Matsushita, do outro lado, pejam para ganhar o mercado mundial com os equipamentos HDTV.

Do estúdio para casa

Em termos práticos, no entanto, os sistemas MAC e HDTV não podem ser considerados concorrentes diretos. Ambos representam



figura 1 – A largura é mais importante que a qualidade de imagem

uma série de normas para processos radicalmente diferentes, atendendo a setores diversos da indústria de TV – desde a realização de programas até a distribuição e exibição nos receptores.

O HDTV, por exemplo, é visto como um padrão de estúdio por produtores de curta-metragens ou comerciais que desejam a nitidez de imagem dos filmes 35 mm, mas com a flexibilidade e os recursos do *videotape*. A Sony, a Hitachi e a Ikegami já estão até oferecendo equipamentos de estúdios baseados nos padrões HDTV.

Uma das primeiras companhias produtoras a comprar o sistema da Sony foi a *Captain Video*, sediada em Paris, que o utiliza para realizar efeitos óticos especiais que seriam muito caros se fossem feitos em filme e impraticáveis com as câmeras e gravadores de vídeo convencionais. O equipamento promete uma economia de 15 a 20% na produção.

O sistema HDTV para estúdio pode também proporcionar melhores "matrizes" para transmissão. Assim que um comercial está pronto, por exemplo, séries sucessivas de cópias são feitas em fita de 1 polegada, para distribuição – com a inevitável perda de qualidade cada vez que ele é recopiado.

Uma fita matriz HDTV, com o padrão de 1125 linhas, exibe uma definição superior à do equivalente eletrônico do filme 35 mm, ao mesmo tempo em que sua conversão para as fitas de 1 polegada envolve menor número de estágios. Desse modo, os laboratórios filmográficos tendem a utilizar, cada vez mais, as cópias de distribuição baseadas em matrizes HDTV.

a briga por
um padrão
mundial

Por outro lado, o HDTV ainda não é um sistema adequado à transmissão de imagens de televisão e muito menos um padrão para televisores domésticos. É verdade que os japoneses propõem uma versão, batizada de MUSE, para transmitir imagens de alta definição, mas ele têm ainda que obter um acordo entre seus próprios fabricantes, sem falar no restante do mundo. Em seguida, terão que desenvolver padrões para a recepção e exibição dessas imagens em aparelhos domésticos.

Os engenheiros europeus, ao contrário, começaram pelo meio, argumentando que não é o estúdio ou o televisor que precisa de padrões, e sim o elo de distribuição entre ambos. De fato, as emissoras estão percebendo que seus veículos já deixaram de ter o monopólio das imagens e do tempo do telespectador, pois têm que competir não só com a TV por cabo (e breve também com o sistema por cabo interativo, bidirecional), mas também com videocassetes, videodiscos, videogames e até mesmo com os micros pessoais. Além disso, novas invenções só esperam para entrar na concorrência, tal como a CD-ROM (memória ROM de áudio e vídeo) – capaz de estocar quantidades enciclopédicas de imagens, textos, músicas e comentários, além de responder perguntas básicas ao se digitar o teclado do microcomputador.

Estúdios no céu

A mesma ameaça paira sobre toda a indústria da TV. A grande esperança são os DBS ou satélites de transmissão direta, que enviam programas de televisão diretamente aos usuários. Em 1977, a Conferência Administrativa Mundial de Rádio resultou na alocação de parte do espectro de frequência acima dos 10 GHz à transmissão por satélites. Desde então, as emissoras vêm esperando impacientemente pelo aperfeiçoamento de válvulas especiais para microondas – conhecidas como "TWT" ou "válvulas de ondas em propagação" –, as quais possuem potência suficiente para enviar imagens do espaço para os televisores domésticos.

As melhores válvulas TWT parecem ser as que estão sendo desenvolvidas pela Thomson-CSF francesa e pela AEG-Telefunken alemã, com 200 W de potência. O governo Mitterrand esperava lançar seu primeiro satélite DBS, o TDF-1, em fins do ano passado, equi-

pado com as válvulas da Thomson, mas o cronograma foi ampliado de 18 meses para 2 anos. Os motivos: problemas com o lançador Ariane e mudança de rumos pelo novo governo conservador.

As válvulas francesas de 200 W foram para o espaço, de qualquer forma, mas em dois satélites japoneses experimentais, denominados BS-2a e BS-2b. Um deles já parou de funcionar, porém, e ninguém sabe até agora quão confiáveis podem ser esses transmissores orbitais. Mas se puderem operar adequadamente, com os seus 200 W de potência, os sistemas DBS irão permitir a recepção com antenas parabólicas com menos de 1/10 do tamanho das empregadas em estações de telecomunicações, hoje em dia.

Entretanto, mesmo uma parabólica com apenas 1,8 m de diâmetro ficaria pouco manejável se instalada num telhado, quando submetida a ventos mais fortes. Montada no chão, iria exigir cerca de meia tonelada de concreto para manter-se estável. Na Inglaterra é preciso, além disso, de uma permissão para sua instalação.

Vem daí a pressão para o desenvolvimento de receptores mais sensíveis, permitindo reduzir as parabólicas domésticas para diâmetros de 90 ou mesmo 60 cm, que poderiam ser montadas no sótão. Isto sem falar no preço do equipamento, que seria mais baixo.

Na conferência de 1977, cinco canais e "locais de estacionamento" em órbita geostacionária foram alocados a cada país europeu. E embora a Inglaterra e a Alemanha Ocidental afirmem que deverão iniciar seus serviços DBS em 1990, os satélites ainda devem ser construídos e lançados. Em conclusão, as coisas não deverão ser tão rápidas, devido à paralisação do programa de ônibus espaciais da NASA e aos contratempos com o lançador Ariane; é inútil esperar grandes investimentos nos DBS antes do final da década.

A opção européia

O trajeto da Europa rumo à TV de alta definição – e outros aperfeiçoamentos tecnológicos – passa pelo sistema DBS. Pode-se destacar três razões para essa escolha:

– *Econômica*: a maioria dos países europeus substituiu ou ampliou recentemente boa parte de seus equipamentos para transmissão terrestre e não tem como jus-

tificar uma nova alteração antes de mais 10 anos;

– *Aperfeiçoamentos*: embora desenvolvidos posteriormente ao sistema NTSC americano (que também foi adotado pelo Japão), os dois sistemas europeus de 625 linhas (PAL e SECAM) começam a sentir a idade. Todos os engenheiros de vídeo querem eliminar os problemas inerentes ao equipamento em cores de primeira geração – tais como os efeitos óticos provocados por cores muito contrastadas sobre legendas e cenas com listas muito próximas;

– *Novos recursos*: na batalha pela atenção dos espectadores, as emissoras querem a possibilidade de comercializar refinamentos tecnológicos capazes de manter a competitividade da televisão frente aos seus rivais de vídeo. Entre eles podemos citar o som estéreo, canais adicionais de dados e comentários, imagens maiores e resolução mais elevada.

A família de normas MAC foi projetada para proporcionar todos esses recursos e muitos outros. A principal delas, denominada C-MAC, foi otimizada para a transmissão por satélites, ao passo que a D-MAC é a versão para televisão por cabo.

Os pesquisadores de vídeo da Europa e do Japão discordam frontalmente na maneira de ver o aparelho de TV na década de 90. Enquanto os japoneses fazem o possível para que ele venha a ser uma caixa enorme, montada com base em um tubo de raios catódicos de alta resolução, os europeus preferem lutar por painéis planos, duas vezes maiores que as mais amplas telas de hoje.

Os ingleses, por exemplo, preferem vê-lo parecido com o cinema, com telas maiores. A velha proporção 4x3 da tela do TRC foi inspirada nas telas dos cinemas da era anterior à televisão. Mas premiadas pela concorrência (pela própria televisão, diga-se de passagem), as salas de exibição passaram a ter telas mais amplas, até o extremo do *Cinemascope* (7,05x3), antes de estabilizar entre 5x3 e 5,5x3 (não muito diferente da "média ideal" defendida pelos artistas, de 4,85x3).

Assim, as novas telas planas com 1 metro de largura estão sendo desenvolvidas com 60 cm de altura, o que as aproxima das novas proporções utilizadas pelo cinema. Outro efeito visual que os engenheiros de vídeo estão tentando aproveitar do cinema é o tamanho da imagem. De fato, os melhores lugares de uma sala de

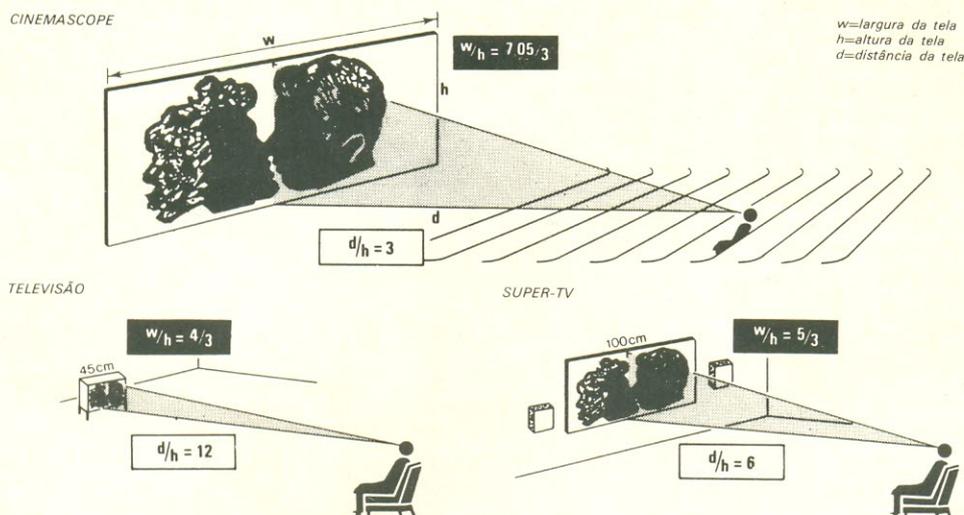


figura 2 – Relações entre largura, altura e distância da tela para três sistemas diferentes.

exibição são sempre aqueles localizados a uma distância de 3 ou 3,5 vezes maior que a altura da tela (veja a figura 2).

Em casa, no entanto, os usuários costumam assistir TV a uma distância 10 ou 12 vezes maior que a altura da tela do receptor. Com uma tela de 60 cm de altura, e mantendo a mesma posição em relação ao aparelho, eles passarão para uma distância 6 a 8 vezes maior que a altura da tela – bastante próxima da proporção cinematográfica para começarem a “sentir” os efeitos grandiosos produzidos pelas grandes imagens.

Será que essa TV vai precisar de mais que 625 linhas? Não, segundo os pesquisadores europeus. A TV de alta definição, argumentam eles, é ótima para a realização de vídeos de alta qualidade que devem ser reproduzidos em grandes telas, com dimensões semelhantes às do cinema. Mas a resolução de 1125 linhas é considerada um desperdício para transmissões domésticas; mesmo a exibição de um filme 35 mm em um “cinema eletrônico” iria exigir não mais que 800 linhas, aproximadamente.

Além disso, eles afirmam, existem alguns artifícios tecnológicos que permitem ao padrão C-MAC oferecer algo próximo à HDTV, mas sem dispensar os atuais receptores. Denominado “C-MAC aperfeiçoado”, ele emprega técnicas digitais e CIs especiais para oferecer imagens maiores e mais nítidas. E para obter a proporção de 5x3, foi preciso utilizar seis dos oito canais de som e dados do C-

MAC; nesse caso, ainda será possível desfrutar do som estereofônico, mas abdicando dos comentários opcionais em outros idiomas.

Por essa técnica, em cada linha da tela os sinais de áudio serão enviados não pela forma analógica usual, mas como “pacotes digitais”, transportando 3 megabits de dados por segundo. A transmissão dos sinais de cor será separada, um após o outro, e não simultaneamente, porém ligeiramente afastados em frequência.

Todos os sistemas de TV em cores (NTSC, PAL, e SECAM, além do MAC) usam três sinais separados para transmitir toda a gama e o brilho das cores. Uma combinação de vermelho, azul e verde (na proporção de 30, 11 e 59%, respectivamente) é enviada como o sinal de luminância – o que proporciona a compatibilidade com os receptores P&B, além de transportar a informação necessária aos sensores monocromáticos de nossos olhos.

Os dois sinais adicionais, que fornecem a informação de cor, são transmitidos sob a forma de B-L e R-L (azul – luminância e vermelho – luminância, respectivamente). Ambos sensibilizam os receptores de cor em nossos olhos, que possuem menor poder de resolução.

O artifício usado nos “pacotes” do sistema C-MAC consiste em fornecer ao sinal de luminância (que proporciona a resolução) todo o espaço necessário para realizar seu trabalho, ao mesmo tempo em que comprime ligeiramente os componentes da cor – e, ao

separá-los no tempo, assegurar que não interfiram uns com os outros.

Outro opcional, a chamada “armazenagem de quadros”, pode ser usado para dispensar o método convencional de entrelaçamento e todos os seus problemas. Desde o início da TV, a fim de evitar a tremulação da imagem, as linhas de cada cena são transmitidas alternadamente (é a conhecida “varredura entrelaçada”). Na Europa, isto significa entrelaçar 312,5 linhas, 50 vezes por segundo, enquanto nos Estados Unidos e Japão, 262,5 linhas, 60 vezes por segundo. Portanto, o resultado líquido é de apenas 25 quadros por segundo, na Europa, e 30 quadros por segundo na América e no Japão.

A televisão do futuro, porém, poderá exibir simultaneamente todas as linhas disponíveis (525 ou 625) a cada ciclo, caso venha a dispor de uma armazenagem de quadros que retenha, manipule e exiba os sinais de vídeo – e isto sem tremulação ou qualquer efeito colateral do entrelaçamento. Usado em conjunto com o C-MAC aperfeiçoado, isso equivaleria a 50 quadros completos por segundo na tela – o suficiente, segundo seus defensores, para proporcionar ao C-MAC nitidez à altura de qualquer transmissão, sem dispensar os receptores já existentes.

Reproduzido, sob permissão, do
The Economist.

As técnicas digitais estão interagindo cada vez mais com a música, não só criando sons ou simulando instrumentos, mas também modificando vozes e passagens musicais pelos bits. É o interessante universo dos "amostradores de sons", que veremos detalhadamente neste artigo.

Sintetização digital do som

D. Doepfer e C. Assall

e sua relação com a amostragem sonora

Os circuitos amostradores de sons atuam recebendo uma gama aleatória de tons de áudio, processando-os (se necessário) e apresentando-os na saída como uma série de freqüências discretas. A variação dessas freqüências pode ser normalmente efetuada por um teclado – o que significa, portanto, que o amostrador sonoro pode ser tocado como qualquer outro instrumento.

Operação básica

O diagrama de blocos da figura 1 irá nos ajudar nesta análise. O sinal de audiofreqüência vindo de um microfone, gravador ou toca-discos é basicamente armazenado e depois reproduzido; para isso, ele é primeiramente convertido em uma seqüência de bits, em um conversor analógico/digital. Em seguida, os bits resultantes são estocados em memórias RAM ou ROM.

Como o conversor não é capaz de "varrer" continuamente toda a faixa de freqüências de áudio, entre 20 Hz e 20 kHz, ele faz amostragens no sinal em intervalos regulares, definidos no tempo; somente tais amostras são convertidas e armazenadas.

As pesquisas, ao longo dos anos, mostraram que uma gama de sinais deve ser amostrada a uma freqüência que não seja inferior ao dobro da maior freqüência em jogo, a fim de evitar perda de informações. Nesse caso, pode-se considerar 16 kHz como a maior freqüência prática, o que nos leva a concluir que a taxa de amostragem não deve ser inferior a 32 kHz.

Freqüências de amostragem inferiores resultam em pseudo-amostragem (*aliasing*, em inglês) e o sinal produzido tem sempre uma freqüência que corresponde a uma harmônica do sinal amostrado. E como a largura de faixa do sinal de

áudio varia de acordo com a fonte de sinais envolvida, a entrada de todo amostrador de sons é provida de um filtro passa-baixas que elimina esse efeito.

O ponto de corte desse filtro não deve ser superior à metade da freqüência de amostragem, mas nada impede que seja variável – como nos filtros controlados por tensão – permitindo o uso de taxas variadas de amostragem.

Por outro lado, se as amostras forem colhidas a uma freqüência maior que 32 kHz, teremos melhor qualidade sonora, graças à maior largura de faixa abrangida. Em contrapartida, isto envolve a armazenagem de mais bits durante o mesmo intervalo de tempo, exigindo área mais ampla de memória.

Voltando à figura 1, é preciso manter inalterado o nível do sinal entregue ao conversor A/D, durante o processo de conversão, a fim de evitar o surgimento de bits

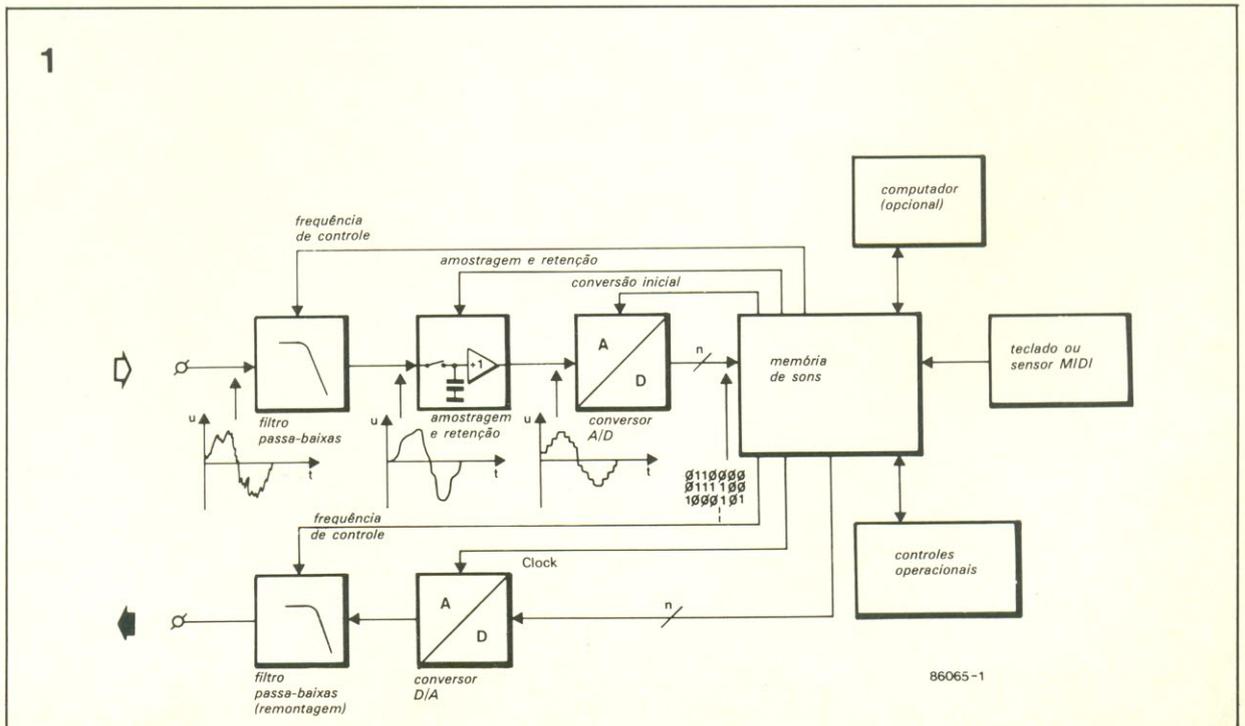


Figura 1 – Diagrama de blocos de um típico amostrador de áudio.

86065-1

espúrios; por isso costuma-se incluir um estágio de amostragem e retenção entre o filtro e o conversor. Esse circuito extrai amostras do sinal de entrada em intervalos fixos (a cada $31,25 \mu\text{s}$, na amostragem de 32 kHz) e retém o nível de cada uma em sua saída até que seja colhida a seguinte.

Todo circuito de amostragem e retenção consiste, em geral, de uma chave, um capacitor e um amplificador de reforço; sempre que a chave está fechada, a saída do circuito segue a entrada, e quando ela está aberta, ele retém na saída a última tensão recebida. Essa chave é normalmente do tipo eletrônico, tal como FETs ou integrados CMOS; na prática, porém, todo o sistema de amostragem e retenção costuma ser embutido num único CI.

Quanto à conversão do sinal analógico em digital, ela deve ser efetuada num período ligeiramente menor que $31,25 \mu\text{s}$ (ainda considerando 32 kHz como taxa de amostragem), já que o processo de amostragem e retenção toma algum tempo. Essa conversão, além disso, não pode introduzir distorções que comprometam a qualidade final do som.

A resolução do conversor A/D (em bits) está diretamente relacionada com a razão sinal/ruído e com a faixa dinâmica – que é a faixa na qual o conversor é capaz de fornecer um sinal adequado de saída, como a diferença, em decibéis, entre o nível de ruído do dispositivo e aquele em que o conversor fica saturado (ou seja, o nível de sobrecarga).

Para efeitos práticos, uma boa resolução é a que tem 1 bit para cada 6 dB de faixa dinâmica. Assim, 8 bits de resolução resultam em 48 dB; 10 bits, em 60 dB; 12 bits, em 72 dB; e 16 bits, 96 dB. A escolha final, no entanto, é mais uma questão de custo, pois do ponto de vista puramente técnico a resolução de 16 bits sempre seria preferível à de 10 bits. Ocorre que os bons conversores A/D de 16 bits custam uma fortuna, além de implicarem em gastos maiores em outros estágios, pois tal resolução iria exigir circuitos de amostragem e retenção e filtros mais sofisticados – sem falar na capacidade de armazenagem, que deve ser compatível com a resolução.

Mas a resolução de 8 bits, afortunadamente, é considerada satisfatória para a maioria das aplicações, embora exija o melhor uso possível da faixa dinâmica. Os eventuais problemas, nesse caso, estão relacionados apenas com os

sinais de gama muito ampla – aqueles, por exemplo, que possuem um grande valor de pico no início e outro muito reduzido no final.

Justamente no término desses sinais é que a chamada distorção de quantificação torna-se bastante audível. Esse problema tem um remédio, que é a maior resolução (12 bits, por exemplo); ou, então, o uso de um compressor-expansor (*compander*, em inglês). Esse dispositivo atua sempre de forma dupla nos sistemas em que é inserido: na entrada, comprime automaticamente a gama de variações em amplitude do sinal de áudio, enquanto na saída expande novamente essa gama. Dessa forma, um sistema de 8 bits provido de um *compander* adequado pode fornecer resultados comparáveis aos de 12 bits.

Continuando, a seqüência de bits que deixa o conversor A/D é armazenada serialmente em uma memória digital de sons, cuja capacidade deve ser de 32 kbytes para cada segundo de sinal de áudio digitalizado com uma resolução de 8 bits e amostrado a 32 kHz. O controle da gravação de dados nessa memória deve ser providenciado pelo *software* de um sistema baseado em microprocessador. Esse *software*, escrito em linguagem de máquina, deve ser rápido o suficiente para ler a saída do conversor, gravar o valor na memória e incrementar um passo no endereço da mesma a cada $31,25 \mu\text{s}$. Felizmente, qualquer processador de 8 bits contendo indexadores de mesma capacidade pode realizar essa tarefa.

A gravação pode ser inicializada manualmente (pressionando-se uma chave) ou de forma automática, sempre que o sinal de áudio exceder um limiar predeterminado. O primeiro tipo costuma ser adotado quando, de uma gama de sons, somente uma faixa específica deve sofrer amostragem; já o segundo é preferido para a amostragem do som de instrumentos individuais.

Toda vez que a memória é “preenchida”, cessa a gravação e o som torna-se disponível como uma série de 32×2^{10} bytes – série que pode ser ainda processada com o auxílio de um *software* montado pelo próprio usuário e/ou transferida para uma memória central, tal como disquetes.

Para que os códigos digitais armazenados sejam reproduzidos como sons analógicos, os bits passam por um conversor D/A. A taxa de temporização resultante desse

processo de reconversão vai determinar a freqüência de corte do filtro de remontagem, colocado logo após o conversor.

Se os dados forem lidos na memória ao mesmo ritmo em que foram gravados, o sinal de saída será uma perfeita réplica da entrada. Mas se a velocidade de leitura for variada, a freqüência de saída será alterada. Assim, caso essa velocidade seja controlada por um teclado, é possível reproduzir o sinal original com alturas ou tons diferentes.

Quanto ao controle de leitura dos dados, pode ser exercido por um computador ou um *hardware* especialmente projetado para essa finalidade. Basicamente, esse circuito é composto por um contador binário, cujo *clock* é fornecido por um sinal de freqüência variável, determinada pelas teclas do instrumento.

A “remontagem” dos sons

Os sistemas tradicionais, que operam segundo o padrão de 1 V/oitava, contêm um oscilador controlado por tensão (VCO) do tipo rápido, que converte a tensão de cada tecla na freqüência correspondente. A freqüência de controle é também fornecida à entrada de controle do filtro de remontagem, para que este atue em conjunto com a taxa de amostragem da reprodução.

Já nos sistemas digitais, que trabalham de acordo com o padrão MIDI (*Musical Instrument Digital Interface* ou interface digital para instrumentos musicais), os dados correspondentes são obtidos de um periférico adequado, tal como o 6850, sendo depois convertidos por um computador em um sinal adequado para excitar um oscilador rápido, cuja saída é utilizada para ler a memória.

Caso o computador disponha de um processador de alta velocidade, como o 68000, pode-se usar um contador programável (8254, por exemplo) no lugar do oscilador rápido, juntamente com um *software* desenvolvido pelo próprio usuário. A memória, então, não é lida com uma freqüência variável, mas a uma taxa fixa de amostragem com incrementos variáveis. Desse modo, o sinal de saída vai diferir do de entrada de acordo com os incrementos. Infelizmente, porém, essa modalidade de operação vai gerar outros problemas, tal como a pseudo-amostragem digital (que não será discutida aqui).

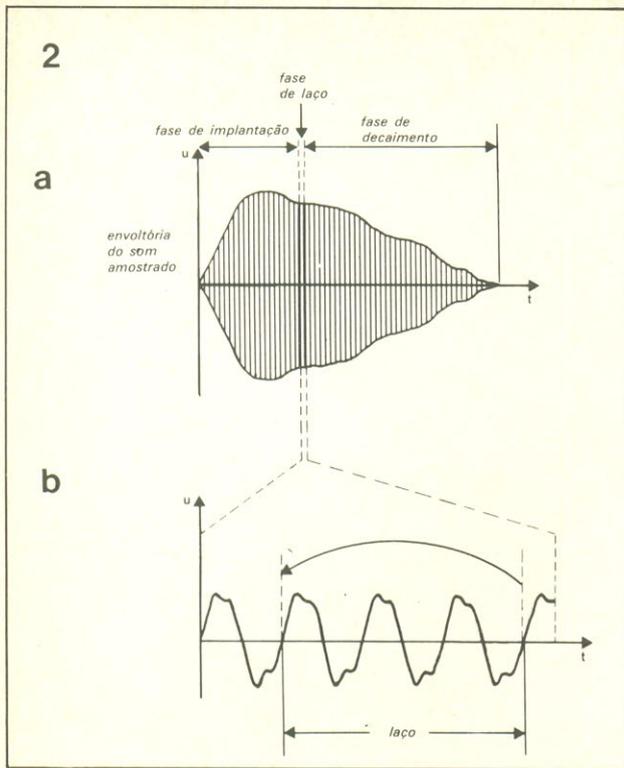


figura 2 - Divisão do som amostrado em 3 fases; a fase central, estacionária, aparece com eixo de tempo ampliado em (b).

figura 3 - Típico teclado para multi-amostragem.

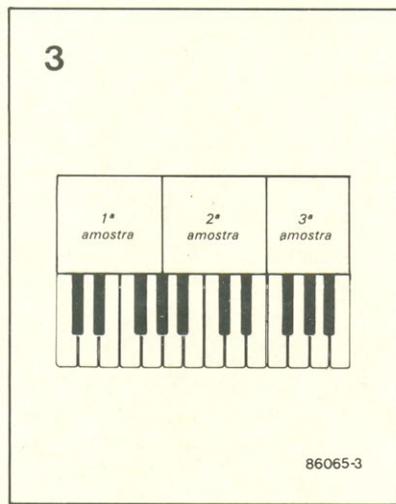
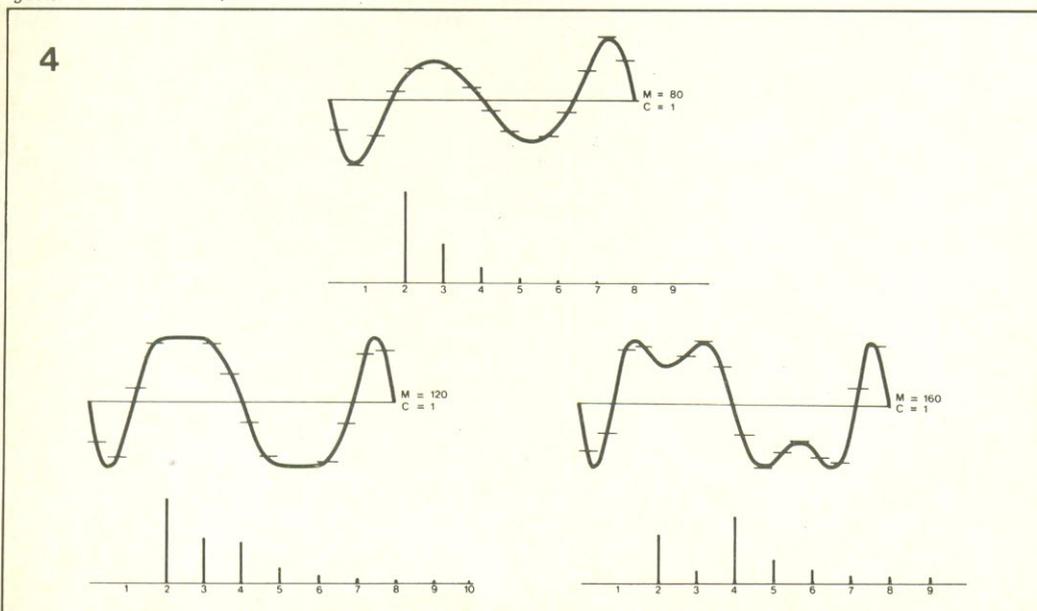


figura 4 - Sons gerados pela técnica da síntese de Fourier. "M" é a porcentagem de modulação e "C=1" indica que as frequências fundamental e moduladora são iguais.



Como os sons são gerados a partir do teclado? Sempre que uma das teclas é pressionada, o processo é reiniciado, tenha ou não terminado o som anterior. Mas, para permitir a criação de sons estacionários, previu-se a introdução de laços no circuito de controle. Cada som, portanto, pode ser dividido em três partes distintas, como se vê na fig a 2: a fase de ataque ou "implantação", a fase estacionária (ou delação) e a fase de decaimento.

Toda vez que uma tecla é acionada, o som tem início (como, por exemplo, quando uma corda de violino é vibrada); ele permanece então estacionário (tal como o som do violino depois de ter suas cordas vibradas pelo arco), durante todo o tempo em que a tecla está acionada; e finalmente decai, quando a tecla é liberada.

Toda a fase estacionária, portanto, fica sob o controle do músico, se bem que um computador poderia ser de grande ajuda também - como, por exemplo, quando se deve predeterminar que somente as passagens do sinal pelo valor nulo serão consideradas como pontos de início e término. Nesse caso, o laço precisa ser um múltiplo inteiro do período do sinal, para evitar aqueles "cliques" irritantes nos pontos de chaveamento.

A determinação do laço é algo relativamente simples nos instrumentos monofônicos (do grego "som único"). Ele abrange, em geral, ao menos um par de períodos, para que o som torne-se mais verossímil; e caso a verossimilhança seja prejudicada por batimentos,

flutuações de frequência e outros fenômenos espúrios, pode-se ajustar as coisas através de unidades especiais de retardo, defasagem (*phasing*), *flanging* ou coro artificial.

Se o sinal de entrada já tiver sido tratado por um efeito periódico, tal como vibrato (=modulação lenta em frequência), trêmulo (=modulação lenta em amplitude), *phasing* ou *flanging*, o laço precisará levar em conta a frequência do mesmo, para que não desapareça durante a fase estacionária, embora permaneça nas outras duas fases.

Por outro lado, determinar laços adequados para sinais polifônicos (ainda do grego, significando "soar simultâneo de diferentes notas"), tal como um coro ou uma orquestra, é bastante difícil, para não dizer impossível. A dificuldade reside principalmente na localização de dois pontos de comutação adequados para todos os tons que estão participando do som polifônico. Na prática, é possível atingir um compromisso ao utilizar laços bastante extensos (de até 100 períodos) e minimizando a ligeira distorção resultante por meio de unidades de retardo ou coro artificial na saída. Além disso, como a informação crucial da maioria dos instrumentos está localizada na primeira fase, pode-se manter relativamente restrita a alocação de memória para a fase estacionária.

O sinal liberado pelo conversor D/A pode ser ainda submetido a uma série de processos analógicos - tal como alterar seu conteúdo de alta frequência (através de um filtro controlado por tensão e um gerador de envoltória) ou modificar o nível de presença (por meio de um amplificador controlado por tensão e um gerador de formas de onda).

Mas, independentemente desses efeitos analógicos adicionais, o sinal também pode ser modificado digitalmente por um computador, enquanto permanece guardado na memória. Em conjunto com um visor gráfico, os sons podem ser parcialmente apagados, deslocados, duplicados ou invertidos no sentido (a inversão de sons percussivos, em particular, cria estruturas bastante interessantes).

O sinal pode ganhar ainda uma nova envoltória de amplitude e ser exibido graficamente sob as mais diferentes formas. Dependendo da capacidade do computador associado, o som pode até ser submetido à análise de Fourier e, após a alterações, ser novamente sintetizado.

Dissemos há pouco que o computador poderia ser uma grande ferramenta na determinação de início e final de laços. Se ele puder dispor, por exemplo, de memórias de grande capacidade (tal como disquetes), certos sons e os valores dos laços associados poderão ser estocados indefinidamente, permitindo a formação de uma verdadeira biblioteca sonora (ou "sonoteca"). Os músicos, dessa forma, têm a possibilidade de intercambiar sons entre si, ao passo que os fabricantes podem até produzir sons padronizados e comercializá-los em memórias ROM.

Voltando à possibilidade, já citada, de tornar o sinal de saída mais rápido ou mais lento que o de entrada, é preciso dizer que ela tem uma contrapartida: se usada sem muito critério, dá origem ao chamado "efeito Mickey Mouse", já que o som torna-se cada vez menos natural à medida que a velocidade de saída afasta-se da de entrada. Esse efeito surge devido a um deslocamento na frequência de ressonância ou estrutura de formantes, sempre que o tom de saída é alterado pela velocidade de leitura.

Cada instrumento exhibe sua própria versão do efeito, pois quanto menos pronunciadas forem suas formantes, menos audível ele será. Na prática, pode-se mantê-lo sob controle através da multi-amostragem – na qual vários sons são amostrados em cada gama de frequências (a cada oitava, por exemplo); durante a reprodução, é utilizado somente o som de entrada mais próximo, em frequência, ao tom desejado de saída (veja a figura 3). Em casos extremos, pode-se armazenar cada semitom em seu próprio endereço – possibilidade que, por exigir enormes áreas de memória, ainda não foi colocada em prática.

Um problema nada desprezível da multi-amostragem refere-se ao casamento adequado das várias gamas de frequência (mesmo nível de presença ou *loudness*, por exemplo), de modo que a transição de uma para outra não seja perceptível. Outro método de se fazer multi-amostragem, não muito conhecido, não depende da seleção de diferentes frequências, e sim da dinâmica do instrumento. De fato, assim como uma tecla do piano tocada suavemente soa diferente de outra que é "marteada" pelos dedos, o mesmo ocorre com praticamente todos os outros instrumentos musicais.

Existe a chance, portanto, de utilizar memórias separadas para graus diferentes de toque (ou sopro, vibração, etc.); na reprodução, será a dinâmica do instrumento (ou os dados MIDI sobre essa dinâmica) a determinar qual das memórias deve ser lida. Mas, como sempre, esse método de multi-amostragem requer equipamentos muito caros, sendo pouco encontrado no comércio.

Os amostradores de sons são produzidos sob a forma de instrumentos monofônicos e polifônicos e estes estão subdivididos em dois modelos, um deles com uma memória comum para todos os sons e outro com várias, para acomodar os diversos registros. No segundo modelo, cada registro é capaz de produzir um som específico, o qual, em conjunto com sequências de múltiplos registros, tem a óbvia vantagem de permitir utilizar cada registro com um instrumento diferente.

A sintetização digital

Vimos que, pelo processo da amostragem, grava-se um determinado som e cria-se uma sequência de dados, que o representa e que é armazenada na memória. Se, por outro lado, quisermos produzir dados controladamente na memória, também por computador mas sem recorrer a técnicas de amostragem, deveremos dispor de sons puramente sintéticos.

Existem, em princípio, vários métodos que permitem produzir séries aleatórias de dados, mas para nossos objetivos tais séries devem ser musicalmente aceitáveis e adequadamente dispostas, sem falar que deve haver uma relação simples entre as características de gravação e a saída de som. Esses severos requisitos restringem a escolha a quatro opções de sintetização, somente: por Fourier, por FM, pela formatação de ondas e por distorção de fase.

Partido do princípio que todos os tons estão disponíveis em codificação digital, é possível manipulá-los de todas as formas possíveis. A título de exemplo, pode-se reproduzir um som digital de trás para a frente ou também misturá-lo, combiná-lo ou modulá-lo com outros sons. Inúmeros outros efeitos tornam-se possíveis através de *software* adequado, tais como duplicação, eco, reverberação, *flanging*, coro artificial, harmonização, modulação em anel,

imposição de novas envoltórias e transformadas rápidas de Fourier, com a subsequente resintetização. E, o que é mais interessante, todos eles podem ser implementados com pouquíssimos acréscimos ao *hardware*.

A manipulação de sons naturais, porém, significa bem mais do que meramente fazer amostragens e estocagens e pertence a uma nova técnica de geração de sons: a sintetização digital de sons. Em sua forma mais pura, exige uma unidade analógica de entrada, para a captação dos sons. Normalmente, produz-se uma forma de onda diretamente por um computador controlado por algoritmos matemáticos; a principal dificuldade, então, é descrever o sinal tão precisamente quanto possível, mas com um limitado número de parâmetros.

Uma solução radical seria a de ler o tom ponto a ponto, mas, além de tornar o processo de leitura muito demorado, existiria ainda a dificuldade de se determinar o conteúdo espectral de qualquer som. Assim, as modernas técnicas de sintetização procuram estabelecer um compromisso entre o número de parâmetros determinantes e a saída desejada. Como cada método só pode levar em conta determinados aspectos, sua estrutura matemática resulta em características bem definidas, claramente identificáveis no som final.

Sintetização por Fourier

Sabendo-se que a síntese é o oposto da análise, e que a análise de Fourier permite que qualquer forma de onda, independente de sua complexidade, seja representada por uma série de senóides harmonicamente relacionadas, conclui-se que é possível montar uma forma de onda complexa a partir de várias senóides. Esse conceito matemático não exige, obviamente, um sintetizador digital para ser colocado em prática, pois vem sendo usado há anos na geração de sons em órgãos eletrônicos. Devido a uma série de limitações técnicas, porém, somente um pequeno número de harmônicas controladas pode ser produzido nesses instrumentos.

O moderno computador veio possibilitar, ao menos teoricamente, a criação de um número ilimitado de harmônicas, cuja amplitude pode ser controlada com grande precisão. Na prática, contudo, costuma-se utilizar apenas 32 harmônicas, já que o tempo

gasto na computação aumenta a cada harmônica acrescentada. O grande benefício introduzido pela síntese de Fourier reside na possibilidade de conferir a cada som seu próprio espectro de harmônicas.

Para evitar enormes complexidades de registro na entrada, somente dois métodos de leitura são adotados na prática: no primeiro, uma envoltória separada de amplitude é usada para cada harmônica, que se estende por todo o som a ser computado. No segundo, método, ao contrário, todo o espectro é registrado para cada período em separado e os valores intermediários dos períodos ainda indefinidos são interpolados pelo *software*.

O segundo método tem vantagens e desvantagens, quando comparado ao primeiro. Vejamos primeiro as vantagens:

- a entrada é estritamente analítica, existindo, portanto, uma relação direta entre a entrada e a saída;

- existe um controle preciso dos tons em cada período.

E as desvantagens:

- maior complexidade na entrada;

- tempos de computação relativamente longos;

- as harmônicas externas à faixa escolhida não podem ser usadas;

- a forma de onda computada não adquire automaticamente a amplitude máxima, exigindo uma complexa regulação adicional, antes e depois do processo.

Sintetização por FM

Nos sintetizadores analógicos, a saída do oscilador de tom é modulado pelo sinal proveniente de outro oscilador, visando dar mais verossimilhança ao som gerado (através de um efeito de vibrato). Essa modulação em frequência é a mesma utilizada na radiodifusão há muitos anos.

Na década de 70, um engenheiro acústico chamado J. Chowning, ao pesquisar uma alternativa à síntese complexa de Fourier para a geração de tons, descobriu que a modulação em frequência também poderia ser usada na geração direta de sons. Surgiu assim a sintetização por FM, na qual uma senóide é sempre controlada por outra e a gama de harmônicas (e, portanto, a coloração do som resultante) é determinada tão-somente pela diferença, em frequência, entre as duas ondas e pelo nível de modulação.

Embora esse método proporcione uma verdadeira simplificação do procedimento de escrita, não gera relação direta entre os sinais de entrada e saída. Consequentemente, requer muita experiência, adquirida por tentativa e erro, para que se possa produzir sons com todas as características desejadas. Além disso, é impossível influir deliberadamente sobre as harmônicas do sinal de saída.

Resumindo, a sintetização por FM exibe as seguintes vantagens:

- processo de escrita bastante simplificado;

- baixos tempos de computação;

- dependendo da relação existente entre as duas senóides, pode-se gerar até mesmo frequências não harmônicas;

- a forma de onda é sempre computada com sua amplitude máxima.

Como única desvantagem, não permite a geração analítica de sons.

Sintetização por formatação de onda

Se um sinal senoidal for aplicado à entrada de um sistema não linear, a saída não será uma senóide e sim uma forma de onda distorcida a um grau que vai depender das características do sistema. Analisando-se o sinal de saída, iremos descobrir que uma série de frequências terão sido adicionadas ao de entrada. Essa é a base, em poucas palavras, da síntese por formatação de ondas.

Por outro lado, é praticamente impossível prever o espectro sonoro resultante de senóides aplicadas a tais sistemas. A relação entre a não linearidade e o som de saída foi analisada matematicamente e chegou-se à conclusão de que, para cada harmônica desejada no sinal de saída, o sistema deve dispor de uma característica polinomial separada. Os polinômios individuais são então relacionados matematicamente e calculados com o auxílio de uma fórmula recursiva e do número ordinal da harmônica relevante. A sequência resultante de polinômios é conhecida como "polinômio de Chebishev".

Para se obter, no espectro de saída, o número desejado de harmônicas devidamente individualizadas por um fator de peso, cada característica não linear é calculada com o peso adequado. Os polinômios resultantes são somados, a fim de se obter a função não linear composta - a partir da qual

os componentes do sistema poderão ser computados. Um sinal senoidal, aplicado ao sistema assim determinado, dará origem a um som que irá conter todas as harmônicas predeterminadas e na proporção correta. A forma de onda desse sinal poderá ser variada pela simples alteração do conteúdo da função não linear (ou seja, alterando-se o valor de um ou mais componentes do sistema).

Resumindo, a síntese pela formatação de ondas combina certos aspectos da síntese de Fourier (isto é, a construção analítica do som) com a sintetização por FM, particularmente no que se refere ao simples procedimento de leitura e o pequeno tempo de computação exigido. Eis suas vantagens:

- método simplificado de escrita;

- caráter analítico de entrada;
- breve período de computação;

- a técnica de distorção de formas de onda é modelada, na geração de tons, por instrumentos "naturais" - permitindo, em muitos casos, a sintetização de sons simples e bastante naturais.

As desvantagens são:

- as harmônicas não podem ser controladas tão precisamente como na síntese por Fourier;

- é difícil obter um controle total da forma de onda final;

- envolve operações e relações matemáticas complexas.

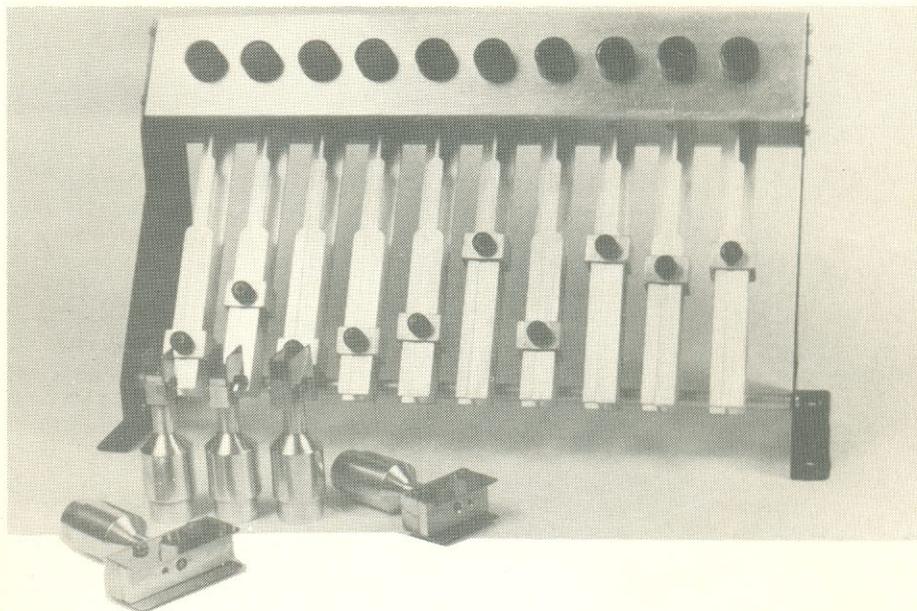
Sintetização por defasagem

Esta, em última análise, é uma combinação da sintetização por FM e por formatação de ondas, empregando um sistema não linear para alterar o ângulo de fase da senóide de entrada. Do ponto de vista matemático, esse método pode ser considerado um caso especial da sintetização por FM. Aqui, mais uma vez, não existe uma relação clara entre a função não linear que provoca alteração no ângulo de fase e o som resultante.

De qualquer forma, essa técnica permite uma simulação bastante simplificada da geração de tons, em sintetizadores analógicos que atuam pelo método da síntese subtrativa. Em termos práticos, o sistema não linear faz com que o som de saída tenha um formato que possa ser variado entre o senoidal e o dente-de-serra; pode-se dizer que o som resultante, portanto, é variado entre "analógico" e "digital".

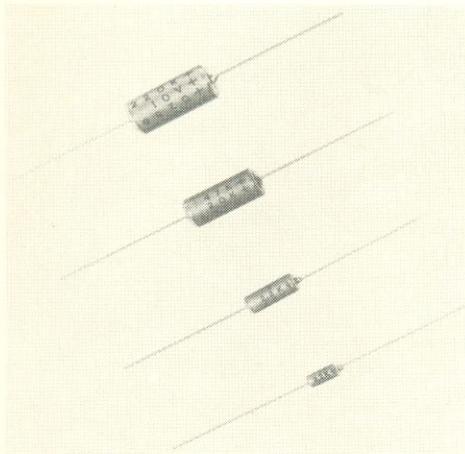
Acessórios para linhas de montagem

Visando agilizar a montagem em série de circuitos eletrônicos, a Hi-tech Comercial e Industrial Ltda. apresenta dois úteis acessórios: o suporte alimentador para régua de CIs, produzido em versões para 5 ou 10 régua, com guias reguláveis para o posicionamento dos componentes; e os insersores de CIs, leves e de fácil utilização. A idéia é evitar o manuseio dos integrados, principalmente os da família CMOS, protegendo-os contra cargas eletrostáticas.



Novidade em Capacitores

Foi lançada na XIII Feira de Eletro-Eletrônica, realizada em fins de março com grande sucesso no Anhembi (São Paulo - SP), uma nova safra de capacitores, pela Coelma S.A. - empresa do grupo alemão Siemens. São os capacitores eletrolíticos de tântalo hermeticamente selados, extremamente úteis nas áreas de informática, telecomunicações, instrumentação e sistemas de controle. Esta nacionalização atende uma reivindicação de



nosso mercado interno, já que tais capacitores são de ampla utilização mundial.

Esses capacitores de tântalo selados são fabricados com eletrólito seco e encapsulados em canetas tubulares com isolamento externo de poliéster retrátil. São ideais para filtros de alto desempenho, temporizadores e acoplamento/desacoplamento de memórias de computadores. Têm grande resistência à umidade, choques mecânicos e vibrações. Sua faixa de temperaturas de operação está entre -55 e +125°C. Tem dimensões reduzidas com baixíssimos valores de corrente de fuga e fator de dissipação.

Kit MSX para Videotexto e Telegame

Lançado pela Embracom Eletrônica (a do "orelhinha"), este é um kit composto por um modem de 1200/75 bps e um cartucho constituído de interface e *software* de comunicação com videotexto e telegame, ambos gravados em Eprom, que pode ser instalado em qualquer conector de encaixe para cartuchos (*slot*) do MSX, como os *Brasileiros Expert* (da Gradiente) ou *Hot-Bit*

(da Sharp). Ao adquirir o *kit*, o usuário entra em contacto com a concessionária do serviço de videotexto de sua cidade, pedindo o cadastramento do seu terminal, fornecendo o número de série gravado no cartucho e seus dados pessoais. Para o telegame contacta-se a central pelo telefone 011 - 813-6522. O telegame é um clube com um banco de dados que contém centenas de videogames e *softwares* informativos e aplicativos, transmitidos via linha telefônica em 2 minutos, liberando-a após a transmissão.



Avanços e tendências na gravação magnética

Tudo o que a tecnologia já oferece e o que podemos esperar, nos próximos anos, em termos de fitas de áudio e vídeo e disquetes para computador.

As inovações técnicas têm sido notáveis no campo dos revestimentos para fitas magnéticas de áudio e vídeo. O mercado já espera, por exemplo, pelas fitas de alta densidade e pelas de menor espessura para vídeo 8 mm; pelo formato VHS-C, com cassetes miniaturizados; e pelos cassetes VHS de 160 minutos, com uma espessura de fita de $15\mu\text{m}$. Isto sem falar nas fitas de áudio digital (DAT), cuja comercialização não está muito longe, e nas fitas com revestimento depositado por evaporação, nas quais a espessura da película tem cerca de $0,1\mu\text{m}$. Veremos aqui vários aspectos dessas tecnologias, o que nos dará uma boa panorâmica do mercado, seja do que já está disponível, seja das tendências futuras. A tabela 1 reúne, de forma resumida, algumas dessas tendências.

Composição das fitas magnéticas

Como podemos ver na figura 1, as fitas de áudio e vídeo empregam pós magnéticos compostos de cristais em forma de agulha e medindo em torno de $0,5\text{ micron}$. Esses cristais são misturados a uma solução aglutinante, juntamente com alguns aditivos (agentes dispersores, inibidores de cargas e lubrificantes, por exemplo), formando um revestimento magnético que é aplicado a uma película-base de poliéster.

Imediatamente após essa aplicação, a fita passa por um campo magnético paralelo, formado por dois ímãs em oposição, para que os pós magnéticos fiquem dispostos de modo que sua direção axial coincida com o sentido de deslocamento da fita. A figura 1 informa também sobre os requisitos técnicos desses pós magnéticos e das películas de suporte, essenciais para que o conjunto exiba um bom desempenho.

A película magnética, portanto, deve ser aplicada sobre a fita de poliéster com grande precisão, a fim de gerar uma superfície bastante uniforme, exibir grande resistência

ao desgaste e correr suavemente pelos cabeçotes.

Os pós magnéticos — A ferrite gama, a ferrite de cobalto, o dióxido de cromo e metais ferrosos são os materiais mais utilizados como componentes magnéticos do revestimento. Além disso, mais recente-

mente, a ferrite de bário vem sendo seriamente considerada para fitas de áudio digital e disquetes com alta densidade de dados.

Na prática, recomenda-se adotar pós com a granulação mais fina possível, a fim de reduzir o ruído de modulação. Eles devem, também,

tabela 1 — Tendências tecnológicas na gravação magnética.

tendência de mercado	desenvolvimentos		
ÁUDIO	<ul style="list-style-type: none"> * Diversificação do equipamento para cassetes 	<ul style="list-style-type: none"> - maior faixa dinâmica, ruído menor - pós magnéticos de granulação fina - superfície da película mais uniforme, com alta densidade 	
	<ul style="list-style-type: none"> * Padronização e comercialização do gravador digital de áudio (DAT) * Difusão da gravação por PCM em gravadores industriais e para radiodifusão Radiodifusão via satélite por PCM 	<ul style="list-style-type: none"> - modulação PCM - cilindro giratório, cabeça fixa - alta coercitividade (Hc) e fitas de alta confiabilidade 	
VÍDEO	<ul style="list-style-type: none"> * Diversificação do equipamento doméstico (gravação de alta fidelidade e de longa duração) 	<ul style="list-style-type: none"> - melhor relação S/R de vídeo e cor - fita metálica ($13\mu\text{m}$, com $10\mu\text{m}$ de espessura) 	<ul style="list-style-type: none"> - pós magnéticos de granulação fina com Hc alta - revestimento de alta densidade - superfície lisa e uniforme - camada de suporte melhorada - película-base plana e uniforme
	<ul style="list-style-type: none"> * Câmera com gravador incorporado (tradicional e 8 mm) 	<ul style="list-style-type: none"> - fita metálica ou evaporada 	
	<ul style="list-style-type: none"> * Gravador de alta definição e gravador digital 	<ul style="list-style-type: none"> - fita de Co/Cr (magnetização perpendicular) 	
DISQUETES	<ul style="list-style-type: none"> * Maior densidade de gravação (3 a 6 MB) 	<ul style="list-style-type: none"> - Hc elevada, alta confiabilidade - revestimento de óxido de cobalto com relação S/R elevada 	
	<ul style="list-style-type: none"> * Densidade maximizada nos microdisquetes (3" e 3,5") 	<ul style="list-style-type: none"> - novos materiais para magnetização perpendicular, tais como ferrite de bário e filme fino de Co/Cr 	

tabela 2 — Requisitos para adequação à gravação de alta densidade.

característica	requisitos
1) maior coercitividade	<ul style="list-style-type: none"> • desenvolvimento de partículas magnéticas com Hc elevada
2) maior remanência	<ul style="list-style-type: none"> • desenvolvimento de partículas magnéticas com elevada remanência • aperfeiçoamento das técnicas de dispersão e orientação
3) revestimentos mais finos	<ul style="list-style-type: none"> • aperfeiçoamento das técnicas de revestimento
4) uniformização da superfície da fita	<ul style="list-style-type: none"> • desenvolvimento de tintas magnéticas com alta dispersão • aperfeiçoamento das técnicas de calandragem • aperfeiçoamento do aglutinante e da película-base
5) dimensão das partículas magnéticas	<ul style="list-style-type: none"> • desenvolvimento da granulação, para a obtenção de partículas menores

exibir um elevado momento magnético, para melhorar a qualidade da gravação; uma grande força coercitiva, para registrar as ondas mais curtas do sinal; e uma boa dispersão do aglutinante, a fim de garantir melhor aderência.

Nas fitas de áudio e vídeo de alta qualidade costuma-se adotar ferrite de cobalto, cuja força coercitiva varia entre 600 e 750 oersted. Existem várias maneiras de preparar esse pó magnético na forma epitaxial; a mais comum delas consiste na cristalização composta da ferrite de cobalto sobre a superfície da ferrite gama. Evita-se, desse modo, vários problemas inerentes às fitas contendo apenas cobalto, sem característica epitaxiais, tais como desmagnetização causada por pressão ou calor e deterioração da força coercitiva por envelhecimento.

No que se refere aos pós ferrosos, demonstram uma densidade de fluxo magnético residual (Br) cerca de duas vezes superior ao da ferrite comum e uma força coercitiva em torno de 1000 a 15000 oersted — fatores que os tornam indispensáveis na produção de fitas de alta densidade de dados. Esses materiais, por outro lado, exigem um tratamento de resistência à corrosão, devido à granulação muito fina. Para isso, o pó de metal é misturado com tolueno, formando uma camada altamente resistente à oxidação na superfície da fita. Essa tecnologia atingiu tal sofisticação, hoje em dia, que uma fita de vídeo 8 mm pode ser deixada durante um mês em uma atmosfera de 60°C e umidade relativa de 90% para depois apresentar uma deterioração de apenas 5% no Br.

O aglutinante — É um componente vital, pois dele dependem inúmeros fatores qualitativos da fita, tais como dispersão da força magnética, orientação, resistência ao desgaste e à temperatura, além de adesividade à película-base. Mas não é só: vários parâmetros elétricos também são suscetíveis à qualidade do aglutinante; sensibilidade, resposta em frequência e relações sinal/ruído são alguns deles. Raramente, porém, ele é usado isoladamente, mas sim em conjunto com as chamadas “bases polares”, através das quais adere à superfície das partículas metálicas. Tais bases são normalmente feitas de PVA ou polivinila-butiral.

figura 1 — Estrutura em camadas da fita magnética.

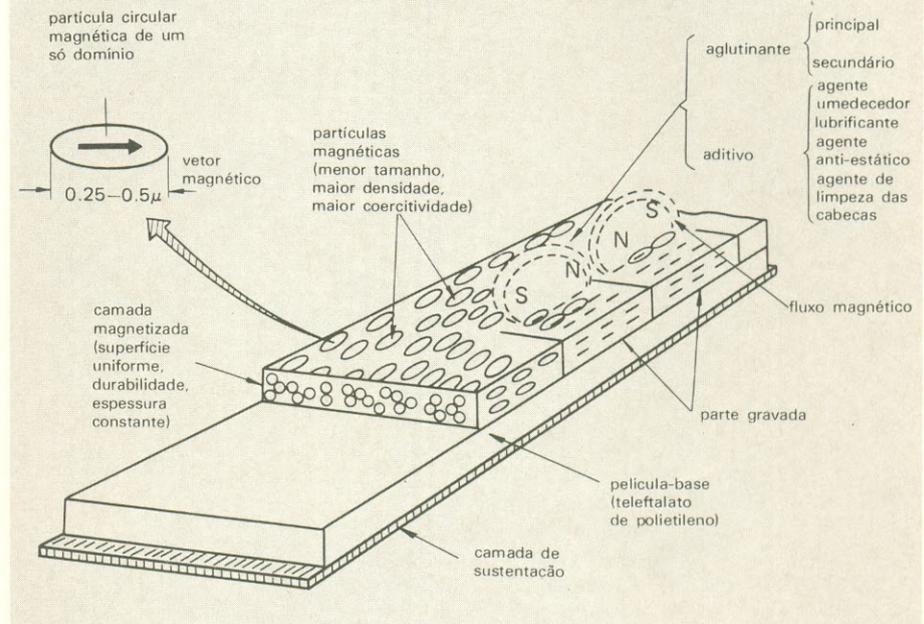


tabela 3 — Faixa dinâmica dos cassetes de áudio.

posição do seletor	TIPO I IEC (normal)				TIPO II IEC (especial)			TIPO IV
	padrão	padrão musical	alta qualidade	altíssima qualidade	padrão musical	alta qualidade	altíssima qualidade	metal
propriedades eletromagnéticas	UR	UD I	XL I	XL I-S	UD II	XL II	XL II-S	MX
coercitividade (Oe)	360	375	410	365	640	685	610	1,200
retentividade (Br)	1,500	1,600	1,600	1,650	1,550	1,600	1,650	3,300
faixa dinâmica (dB)	315 Hz	51	63	63	64	63	65	66
	10 kHz	47	50	52	51	50	53	54

Película-base — É uma tendência natural, em parte devido às exigências de tempos de gravação cada vez mais longos, que as fitas magnéticas tornem-se mais e mais finas, exigindo materiais que exibam elevada resistência mecânica, mesmo com espessuras mínimas. As fitas VHS e 8 mm, por exemplo, já utilizam bases de 12 e 9µm, com um módulo de Young de 800 kg/mm², enquanto protótipos à base de poliéster já prometem tempos maiores de gravação, exibindo módulos de Young de até 1500 kg/mm². Já estão sendo conduzidas pesquisas também com películas de poliamida.

Tendências da tecnologia

Na tabela 2 temos um resumo dos desenvolvimentos em curso na gra-

vação magnética e os requisitos para que eles possam plenamente ser alcançados. Vejamos essas tendências mais detalhadamente, dividindo o assunto em três grandes segmentos: áudio, vídeo e informática.

Fitas de áudio — A introdução dos discos a laser no mercado resultou, como era de se esperar, na demanda por um melhor desempenho das fitas cassete musicais. Do ponto de vista das características eletromagnéticas, é preciso ainda expandir a faixa dinâmica, melhorar a sensibilidade e reduzir o ruído de modulação. Considerando-se os demais parâmetros físicos, deve-se aperfeiçoar o mecanismo do cassete, melhorar a precisão de azi-

múte e reduzir o ruído de operação, a fim de se obter maior qualidade tonal.

A tabela 3 mostra algumas características eletromagnéticas de fitas comerciais, classificadas por tipo e gradação. Nos últimos anos, obteve-se um acréscimo de 1 a 2 dB na faixa dinâmica dos cassetes, simultaneamente à melhoria de 1 dB no ruído de modulação e 5 dB no de operação.

Mas o lançamento mais esperado é mesmo o DAT (*digital audio tape recorder* ou gravador digital de áudio), que promete grandes novidades nessa área. Cerca de 70 empresas do ramo reuniram-se em 1983 para organizar a que ficou conhecida como Conferência do DAT; em 1985 boa parte das especificações técnicas desse novo produto já haviam sido estabelecidas, dando origem a dois tipos de gravador: o R-DAT, no qual a cabeça é giratória, e o S-DAT, que emprega cabeças fixas.

O R-DAT tem excelentes possibilidades de industrialização, pois permite aproveitar integralmente a tecnologia 8mm, que trabalha com PCM. De fato, ele é praticamente idêntico a esse sistema de vídeo: possui um cilindro com diâmetro de 30 mm; o ângulo de envolvimento da fita sobre o cilindro é de 90°; e a largura da fita, de 3,81 mm (ou seja, a mesma dos cassetes atuais).

Ao contrário das fitas cassete convencionais, a versão digital não sofre deterioração ao ser copiada, mantendo a mesma qualidade tonal do original. Oferece, além disso, resposta até 20 kHz e faixa dinâmica de 96 dB (contra os 65 dB dos gravadores analógicos).

O sinal digital tem uma frequência padrão de amostragem de 48 kHz, quantificação de 16 bits e densidade de gravação, por linha, de 24 kb/cm. Seu comprimento de onda é de 0,67 μm — o mesmo do sinal de vídeo nas fitas de 8 mm — motivo pelo qual o R-DAT utiliza fitas de metal, com força coercitiva de 1500 Oe, e cabeças amorfas ou de sendust. A tabela 4 reúne alguns formatos de R-DAT, juntamente com seus parâmetros básicos.

Fitas de vídeo — Estas podem ser classificadas, a grosso modo, nos modelos VHS e Beta, dos quais o primeiro é o mais difundido. As fitas VHS de vários tipos estão sendo comparadas na tabela 5, onde se pode ver que as de alta qualidade

figura 2 — Relação entre dimensões das partículas e a relação cor ruído, para fitas de vídeo.

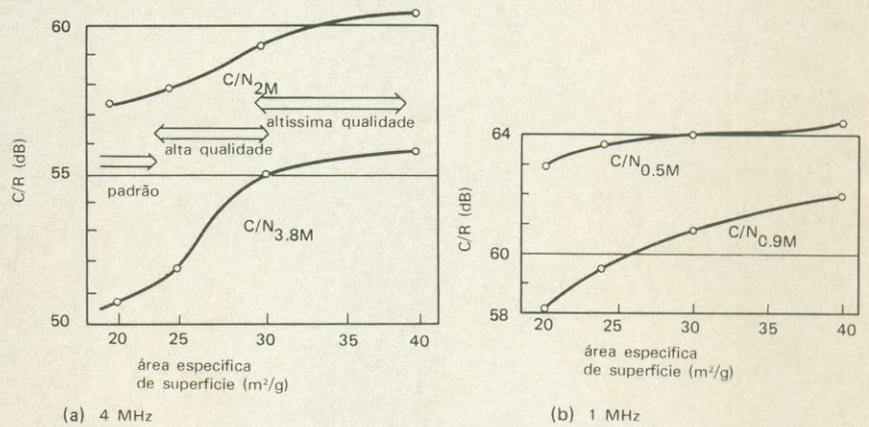


tabela 4 — Parâmetros básicos da R-DAT.

TIPO	R-DAT					
	DAT			fita pré-gravada		
características	obrigatório	OPT-1	OPT-2	OPT-3	normal	amplo
nº de canais	2	2	2	4	2	2
freq. amostragem (kHz)	48	32	32	32	44.1	44.1
quantificação (bits/amostra)	16	16	12		16	16
formato	Fig. 2					
velocidade da fita (mm/s)	8.150	8.150	4.075	8.150	8.150	12.225
taxa de transmissão (Mb/s)	2.46	2.46	1.23	2.46	2.46	2.46
densidade de gravação linear (kb/s)	61.0	61.0	61.0	61.0	61.1	61.1
código de correção de erros	RSC duplamente codificado C ₁ (32, 28.5) C ₂ (32, 26.7)					
sistema de modulação	ETM (8-10)					
redundância (%)	37.5	58.3	37.5	37.5	42.6	42.6
taxa de sub-código (kb/s)	273.1	273.1	136.5	273.1	273.1	273.1
taxa de código ID (kb/s)	68.3	68.3	34.1	68.3	68.3	68.3
dimensões do cassette (mm)	73 × 54 × 10.5					
tempo máximo de gravação (minutos)	120	120	240	120	120	80
	(espessura da fita 13 μm)					
nº de pistas	1 (H Scanning)					
passo da pista (μm)	13.591			13.591		20.41
largura da fita (mm)	3.81(+0-0.02)					

(high grade) demonstram uma superioridade de 2 a 3 dB nas relações sinal/ruído de vídeo e cor, das quais depende a qualidade de imagem. Ao discutir o ruído de modulação, é

preciso mencionar que toda perturbação provocada pelas condições da superfície da fita ocorre nas vizinhanças da portadora de vídeo, enquanto aquela que depende do ta-

manho das partículas cobre todo o sinal de vídeo. A figura 2 apresenta gráficos que mostram a influência das dimensões das partículas sobre o ruído, em duas frequências diferentes (4 e 1 MHz).

• Outro fator importante a influenciar a qualidade de imagem é a ausência de partículas em certos pontos da fita, conhecida em inglês como *dropout*. Essas falhas (ou "dropouts") resultam em linhas brancas horizontais na tela e, se forem em grande número, chegam a ofuscar a visão e a deteriorar, portanto, a imagem. Na prática, o número máximo permissível de falhas é de 30 linhas/minuto (a 15 ms) e 100 linhas/minuto (a 5ms). No caso de fitas especiais, contudo, esses valores devem ser reduzidos para menos de um terço.

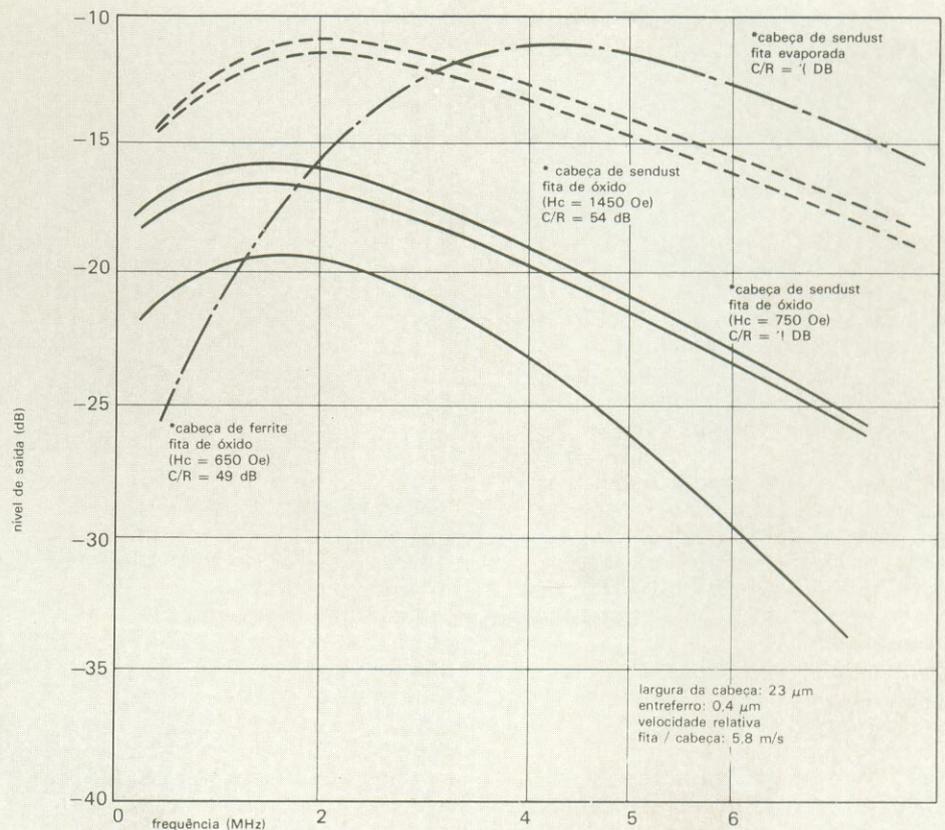
O fenômeno do *dropout* pode ser causado também pela gravação insuficiente do sinal, devido aos maus contatos entre a fita e o cabeçote, provocados por sua vez por imperfeições da fita, grãos de poeira, arranhões e outros defeitos. É muito importante, então, dar a máxima atenção à parte final da produção

tabela 5 – Características das fitas cassete de vídeo.

(fita Maxell VHS)

categoria		padrão	alta qualidade	alta fidelidade	profissional
		EX	HGX	HGX(GOLD)HiFi	RX(PRO)
características magnéticas	coercitividade (Oe)	650	650	700	710
	retentividade (G)	1,450	1,450	1,500	1,500
características de vídeo	saída RF (dB)	+ 1.5	+ 2.2	+ 2.5	+ 3.5
	S/R vídeo (dB)	+ 2.5	+ 2.8	+ 4.7	+ 6.5
	S/R cor (dB)	+ 3.7	+ 4.0	+ 5.7	+ 6.2
	saída de cor (dB)	+ 1.3	+ 1.6	+ 2.0	+ 2.0
características de áudio	sensib. áudio (dB)	+ 1.5	+ 1.9	+ 2.0	+ 2.0
	resp. em freq. (dB)	+ 0.5	+ 0.8	+ 1.5	+ 2.0
	S/R áudio (dB)	+ 0.3	+ 3.0	+ 3.9	+ 4.1
	efeito apagamento (dB)	70	70	70	70
aplicações		excelente p/ gravações gerais; fácil reprodução	ideal para videotecas	boa qualidade c/VCRs de alta fidelidade; ideal para gravação em PCM	ideal para gravações c/ câmera, cópias e edição; aceita gravação PCM; ideal como fita matriz

figura 3 – Características de frequência da fita em relação ao material empregado nos cabeçotes.



das fitas, quando a superfície magnética sofre limpeza e espelhamento.

Em março de 1983, durante a Conferência do Vídeo 8 mm, foram estabelecidas as especificações para o equipamento e as fitas correspondentes, além dos detalhes técnicos das fitas de metal e vaporizada. O cassete de 8 mm tem cerca de 1/5 do tamanho de uma fita VHS convencional e, mesmo assim, é capaz de gravar duas horas de programa, empregando superfícies magnéticas de alta densidade. Na tabela 6 foi feita uma comparação resumida entre os sistemas de vídeo 8 mm e os de meia polegada (veja também "O Vídeo de 8 mm", na Elektor nº 4).

O equipamento desenvolvido especialmente para esse novo sistema utiliza áudio modulado em FM e, opcionalmente, modulação PCM e cabeças estacionárias. O áudio modulado em PCM oferece uma elevada qualidade tonal, empregando uma frequência de amostragem de 31,5 kHz, quantificação de 8 bits, faixa dinâmica superior a 80 dB (com redução de ruído), largura de faixa de 15 kHz em áudio e distorção de apenas 0,005%.

Exemplificando com uma fita 8 mm do sistema NTSC, ela exibe uma espessura de 13 micra no modelo de 90 minutos e apenas 11 micra no de 120 minutos. Revestida de metal, ela possui uma força coercitiva de 1500 Oe e uma densidade de fluxo magnético residual de 2500 gauss. Se comparada à versão de meia polegada, ela proporciona uma densidade de energia (Hc/Br) quatro vezes maior.

A figura 3 também faz uma comparação entre os dois sistemas, mostrando o desempenho ao se combinar cabeças de sendust com fitas de óxido (Hc = 750 Oe) e de metal (Hc = 1450 Oe), em contraste com a combinação de cabeças de ferrite com fitas de óxido (Hc = 650 Oe), atualmente empregada para as fitas de 1/2". Com uma portadora de 4 MHz e uma velocidade relativa cabeças-fita de 5,8 m/s, a saída de sinal é melhorada em 4 e 10 dB, respectivamente, nas duas primeiras versões citadas.

Por outro lado, como o uso de fitas metálicas permite boa qualidade de sinal com portadoras superiores a 6 MHz, temos uma largura de faixa menor e, portanto, melhor resolução de imagem e a gravação de frequências mais elevadas.

tabela 6 – Comparação entre os sistemas convencional e 8 mm de vídeo (para o padrão NTSC).

	vídeo 8 mm	formato Beta	formato VHS
largura da fita (mm)	8	12.65	12.65
dimensões (mm)	95 × 62.5 × 15	156 × 96 × 25	188 × 104 × 25
diâmetro do cilindro (mm)	40	74.5	62
velocidade da fita (mm/s)	14.345	40/20/13.3	33.35/11.116
velocidade de gravação (m/s)	3.8	7.0	5.8
método de gravação de vídeo	2 cabeças c/azimute	2 cabeças c/azimute	2 cabeças c/azimute
ângulo de azimute das cabeças de vídeo (°)	± 10	± 7	± 6
método de gravação do sinal Y	FM	FM	FM
frequência da portadora de FM			
pico de branco (MHz)	5.4	4.8	4.4
sincronismo (MHz)	4.2	3.5	3.4
método de gravação da componente de croma		método de gravação da portadora rebaixada	
frequência da portadora rebaixada (kHz)	743.444	688.374(PI)	629.371(PS)
passo da pista (µm)	20.5	58.2/29.2/19.5	58/19.2
largura efetiva de vídeo (mm)	5.351	10.2	10.07
centro da pista de vídeo em relação à borda de referência (mm)	4.461	6.01	6.2
largura da pista de controle (mm)	—	0.6	0.75
método de gravação do sinal de áudio	FM 1 canal obrigatório multiplex de frequência c/ sinal de vídeo	cabeça fixa 1 canal obrigatório larg. 1,05 mm 2 canais: 0,35 mm x 2	cabeça fixa 1 canal obrigatório larg. 1 mm 2 canais: 0,35 mm x 2
	PCM 2 canais opcional gravação c/cabeça giratória na pista adicional	FM 2 canais opcional multiplex de frequência c/ sinal de vídeo	FM 2 canais opcional cabeça de áudio giratória e independente
	cabeça fixa 1 canal opcional larg. 0,6 mm		

De modo geral, o índice de densidade de informações em uma fita é expressa em TCH (**tape consumed per hour** ou "fita consumida por hora") — que representa a extensão de fita (em metros) requerida para uma hora de gravação. No caso da fita 8 mm, o TCH é de 0,41 ²/h e para a VHS, cerca de 1,5 ²/h; isto levando-se em conta, além de tudo, que a primeira tem apenas 1/3 da área da outra, com a mesma qualidade de imagem.

Disquetes — Desde o lançamento do IBM-23FD, em 1970, o mercado de discos flexíveis para computador cresceu extraordinariamente e firmou-se como fornecedor de um dos mais populares periféricos de micros. Além disso, o desenvolvimento do equipamento para mini-disquetes contribuiu bastante para elevar a densidade de bits e a capacidade desse meio de armazenagem, através dos modelos de densidade, trilha e tamanho duplos.

tabela 7 – Especificações dos disquetes de 5,25" e 3,5".

características	unidade	mini-disquete 5,25"				micro-disquete 3,5"		disquete compacto 3"		5,25"			
		duas faces	duas faces	MD2-256 HD	MD2-EH	MF2-D	MF2-DD	CF2-D	CF2	Hitachi Maxell	Matsushita		
material magnético		$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$	partículas magnéticas epitaxiais de granulações super-finas								pó metálico	filme de Co-CR depositado
coercitividade (nominal)	Oe	270	270	650	650	650	650	650	650	1,500	480		
diâmetro do disco	mm	130.2	130.2	130.2	130.2	86	86	72	72	130.2	130.2		
espessura do disco (nominal)	μm	80	80	80	77	78	78	77	77	78	78		
sistema de codificação		MFM	MFM	MFM	RLLC	MFM	MFM	MFM	MFM	MFM	—		
extensão de gravação		—	—	—	—	não formatado		—	—	—	—		
capacidade de gravação (formatado)	Bytes	500	1,000	1,604	6,500	500K	1M	500K	500K	10M	12M		
densidade linear (max)	bpi	5,876	5,922	9,869	29,560	8,650	8,720	9,835	8,950	40,000	70,000		
taxa de transferência de dados	bits/s	250	250	500	3,0Mb/s MFM	250K	250K/500K	250K	250K	5M	3M		
densidade das trilhas	tpi	48	96	96	125	67.5	135	100	100	127	96		
nº de trilhas x lados	trilhas	80	154	80x2	208	40x2	80x2	80	80	—	—		
rotação do disco	rpm	300	300	360	720	300	300/600	300	300	900	300		
dimensões (capa)	mm	133 x 133 x 1.5				94 x 90 x 3.3		100 x 80 x 5					

extraído do catálogo da Hitachi Maxell

Atualmente, prosseguindo na tendência em direção à alta densidade, grandes capacidades e velocidades mais elevadas, os disquetes estão se tornando cada vez menores e mais baratos.

Lançada pela primeira vez em 1976, a memória de mini-disquetes evoluiu dos modelos de 100 kB para os atuais de 1 MB, num processo que tende a continuar. Na tabela 7 pode-se observar as especificações dos discos típicos de 5,25" e 3"/3,5" mais recentes. Vamos analisar mais detidamente um dos parâmetros mais importantes dos disquetes, que é a densidade de gravação por linha (ou densidade linear, como está na tabela).

Como se vê, ela atinge quase 2,4 kb/cm (ou 6 kb/pol.) em materiais magnéticos com uma força coercitiva variando de 300 a 360 Oe. Já nos materiais epitaxiais cuja força é de 650 Oe, chega-se quase a 4 kb/cm (ou 9,9 kb/pol.). A Hitachi ultrapassou de longe esses limites com seu modelo MD2-EH (veja tabela), obtendo uma versão de 11,6 kb/cm (ou 29560 bits/pol.) e capacidade total de 6,5 MB, utilizada jun-

tamente com acionadores de alta velocidade. Outros sistemas chegam a superar essa marca, oferecendo 15,8 kb/cm (40 kb/pol.) e capacidade de 10 MB.

No que se refere aos disquetes miniatura para as câmeras de vídeo estático, a padronização das especificações ainda está sendo analisada por um grupo formado em 1981 com esse objetivo, a pedido da Sony. Esses discos têm 20 mm de diâmetro e adotam pós metálicos com uma espessura de 40 micra; ficam alojados em capas rígidas especiais, sendo capazes de reproduzir 50 imagens em um dos lados.

Os novos meios de gravação

Concluindo o apanhado geral que fizemos da gravação magnética, não poderíamos deixar de falar de dois desenvolvimentos que podem tornar-se padrão de mercado em breve. São eles:

Fitas vaporizadas – Comparadas às do tipo revestido, proporcionam maior densidade de fluxo magnético (15 mil gauss) e força coercitiva mais elevada (cerca de 1000 Oe), mediante espessuras menores do

material magnetizável. Já foi padronizada para as fitas 8 mm, mas ainda apresenta problemas de baixa resistência à corrosão e altos custos de produção.

Gravação vertical – Proposta pelo professor Iwasaki, da Universidade Tohoku, está atraindo as atenções dos acadêmicos. As fitas desse sistema utilizam revestimentos de Co-Cr ou ferrite de bário, pois ambos permitem uma fácil magnetização perpendicular (ou vertical) à superfície magnética.

Os pós de ferrite de bário são sintetizados por cristalização, com partículas de 0,08 micron de diâmetro, moldadas em uma placa hexagonal e dispostas de forma que o eixo magnetizável fique colocado verticalmente em relação à superfície de placa.

As fitas que empregam esses pós oferecem quase o dobro da densidade normal de gravação, no caso de sistemas de vídeo. Espera-se que esse material encontre grande aplicação no áudio digital, no vídeo 8 mm e nos disquetes.

fonte: revista JEI, outubro 86.

elektor eletrônica

a mais ilustre revista
técnica eletrônica internacional.



Pedido de números atrasados

Haverá um acréscimo de
Cz\$ 4.00 por exemplar para
cobrir as despesas postais.

Para receber em casa as edições atrasadas de Elektor, basta preencher o cupom abaixo e anexar a ele um cheque nominal à Publitrón Publicações Técnicas Ltda. Caixa Postal 4861 CEP 01051 São Paulo — SP.

Sim, quero receber a(s) edição (ões) nº

da revista Elektor. Estou enviando, para isso, um cheque no valor

de Cz\$, nº do cheque

Nome

Endereço

CEP Cidade Estado

Assine você também

Coloque num envelope e envie pelo correio p/ PUBLITRON
Publicações Técnicas Ltda. — Caixa Postal 4861 — CEP 01051 —
São Paulo — SP

Quero receber a revista ELEKTOR ELETRÔNICA durante um ano
(11 edições, sendo uma dupla) mediante o pagamento de Cz\$ 696,00
Anexo segue o cheque nº _____ do Banco _____
cruzado em nome de Publitrón Publicações Técnicas Ltda.

Favor preencher com letra bem legível.

NOME

ENDEREÇO

CEP CIDADE ESTADO

EMPRESA

CGC INSCR.

RAMO DE ATIVIDADE

CARGO

ASSINATURA DATA .../.../...

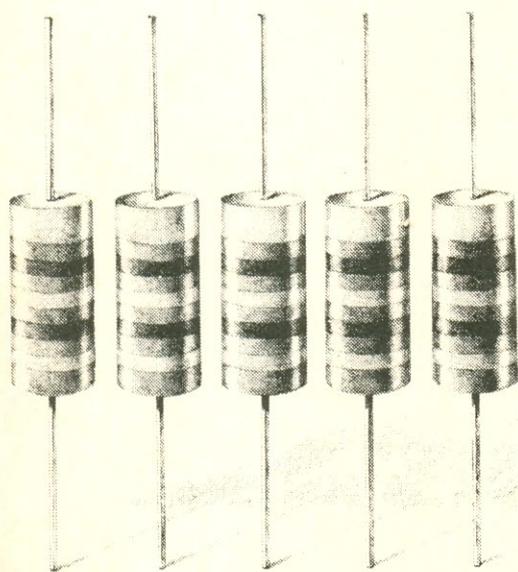
FILCRIL

São Paulo

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

Rio de Janeiro

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

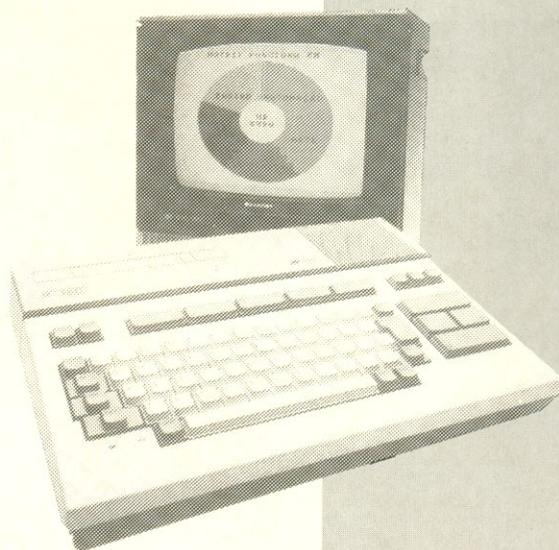
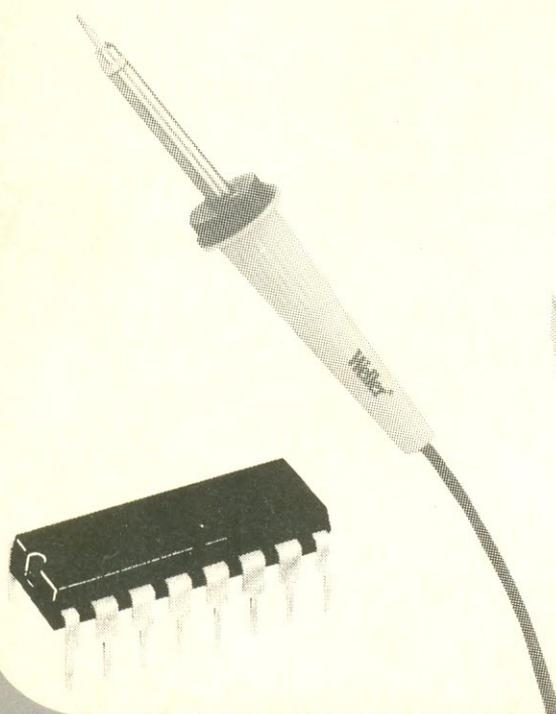


• COMPUTADORES

• COMPONENTES

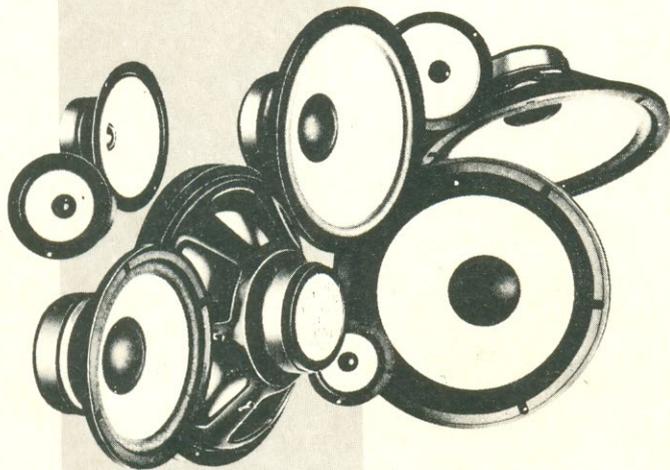
• INSTRUMENTOS

• APARELHOS DE
SOM



O universo da eletrônica

FILC



Som

- alto falantes
- amplificadores
- gravadores portáteis
- som modular
- acessórios



Kits Elektor

Analizador de áudio	Cz\$ 2.300,00
Defasador de áudio	Cz\$ 2.190,00
Distribuidor de vídeo	Cz\$ 587,00
Divisor ativo de frequências . .	Cz\$ 2.615,00
Equalizador paramétrico (filtro + controle tonalidade) .	Cz\$ 1.968,00
EQUIN	Cz\$ 1.123,00
Gravador de cassetes digital . .	Cz\$ 1.208,00
Gerador de funções	Cz\$ 4.775,00
Interface p/ máquinas de escrever eletrônicas	Cz\$ 1.523,00
Maquiador de áudio (circuitos DNL)	Cz\$ 698,00
Maquiador de áudio (filtros e fonte)	Cz\$ 2.673,00
Placa de controle com triacs	Cz\$ 1.292,00
PRECO (contr. remoto)	Cz\$ 1.046,00
PRECO (pré)	Cz\$ 1.095,00
Temporizador para fotografia	Cz\$ 2.443,00
Transforme seu TV num monitor	Cz\$ 431,00

Fornecemos preços de outras montagens ELEKTOR sob consulta.

FILCRIL

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

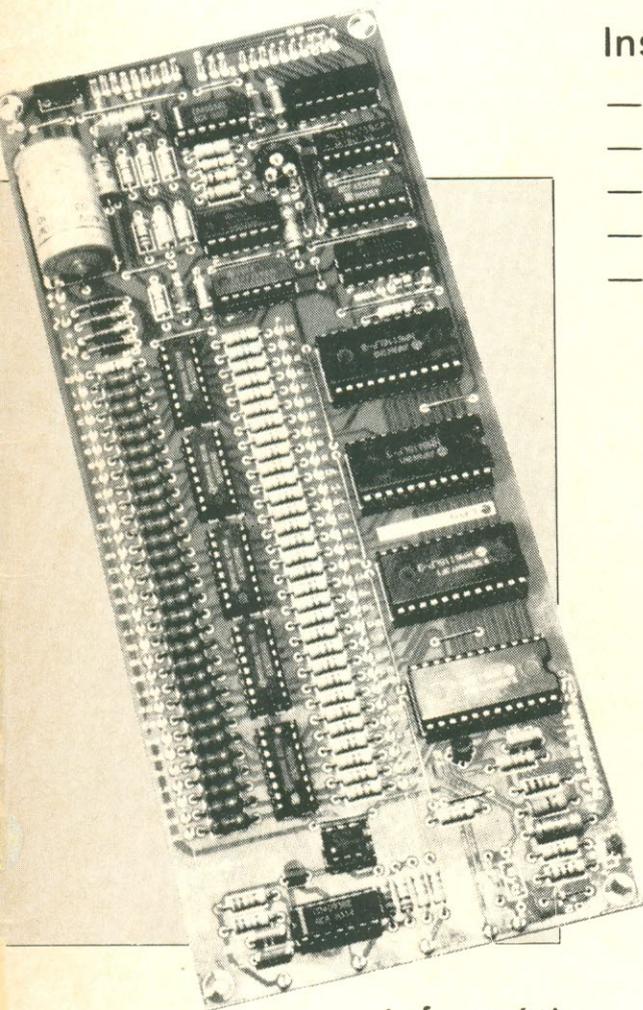
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399 Rio de Janeiro

• computadores

• componentes

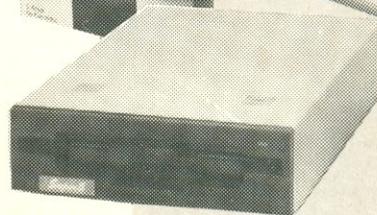
ica às suas ordens!

RIL



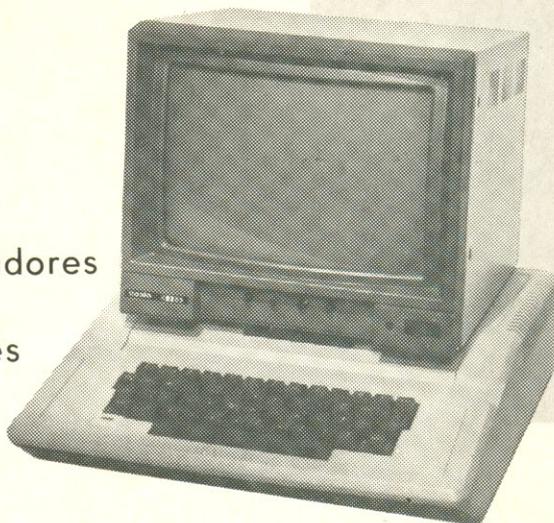
Instrumentos

- osciloscópios
- geradores
- multímetros
- analisadores
- instrumentação em geral



Informática

- microcomputadores
- modems
- estabilizadores
- suprimentos
- programas
- vídeo games

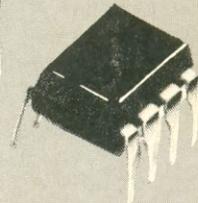
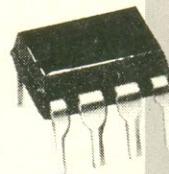
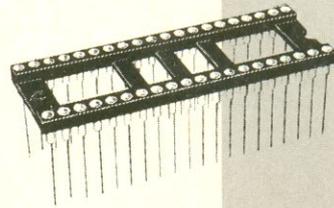
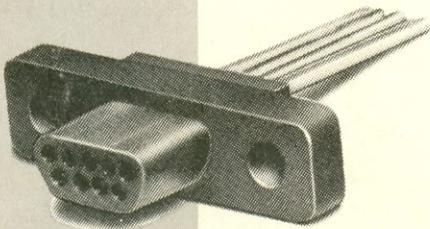
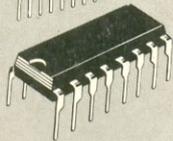
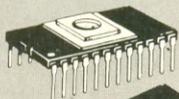


Instrumentos

• aparelhos de som

FILCRIL

Componentes Eletrônicos



- circuitos integrados
- TTL-CMOS e Lineares
- Microprocessadores
- transistores de alta e baixa potência
- diodos SCR
- chaves
- conectores
- ferramentas
- placas
- kits

REEMBOLSO TOTAL

- Obtenha em sua cidade os componentes que precisa pelo melhor preço de São Paulo.
- Não perca tempo e dinheiro em viagens.
- O dinheiro que iria gastar reverte na compra de mais componentes e o tempo que poupa aplica no seu negócio.
- Faça seu pedido através do nosso sistema de REEMBOLSO não envie dinheiro agora, pague somente quando retirar a mercadoria na agência de sua cidade.

Solicite lista de preços pelo telefone: (011) 220-3833
Rua Santa Efigênia, 480 — CEP: 01207 — São Paulo — SP

FILCRIL

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

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

FILCRIL

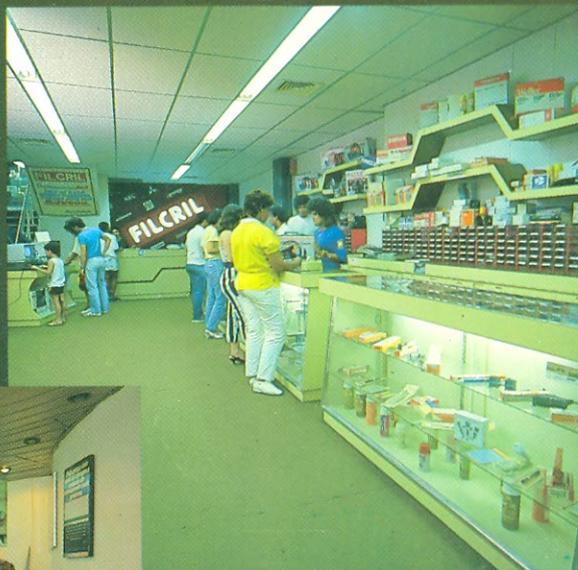
O universo da eletrônica às suas ordens!

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

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

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.



*Esperamos por você
em nossos endereços:*

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



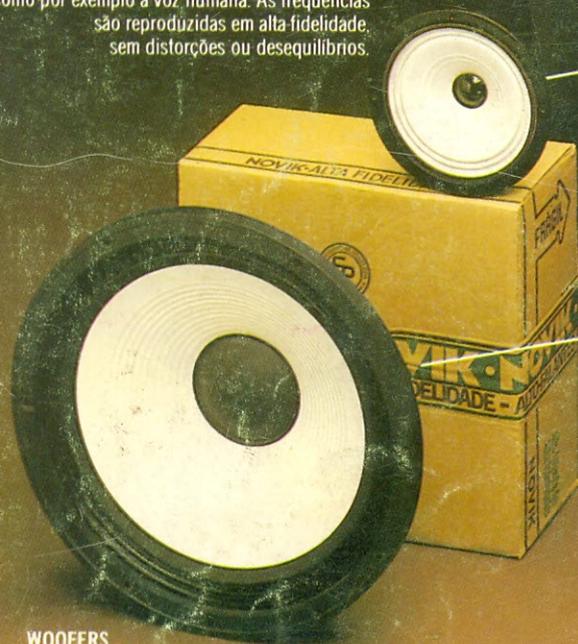
Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399



SOM EM ALTA FIDELIDADE NOVIK para você montar

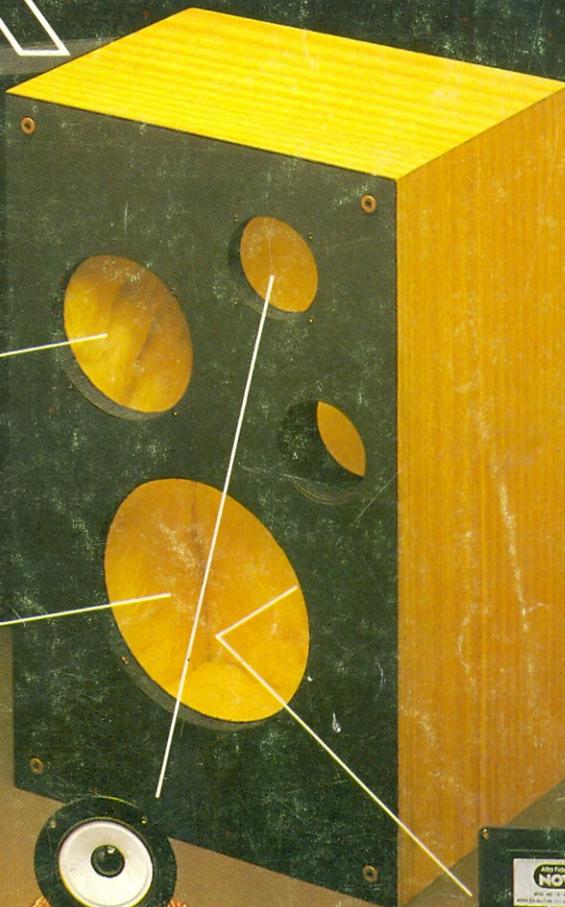
MIDRANGES

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.



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.



TWEETERS

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



“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

