

nº 11
junho
1987

elektor

R\$ 96,00

eletrônica

Gerador de pulsos

**Transformadores
toroidais**

**TV por satélite
no Brasil**

**Multicontrol
para estrobos**

**E as esperadas
Fichas Elektor**

Edição de aniversário

THOR

PC/XT

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



HARDWARE

GABINETE CENTRAL

Placa central

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

Placa controladora de vídeo

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

Placa multi-interface

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

Fonte de alimentação

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

Teclado

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

PLACAS DE EXPANSÕES

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

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

MONITOR DE VÍDEO

Também fabricado pela ATS Tecnologia nas versões fósforo verde e âmbar

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

SUPOORTE AO USUÁRIO

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

COMPATIBILIDADE

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

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



INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

<i>Correktor</i>	37
<i>Serviço de placas</i>	38
<i>Livros</i>	45
<i>Selektor</i>	57
<i>Correio</i>	65
<i>Mini-anúncios</i>	67

TECNOLOGIA

<i>A revolução das baterias flexíveis</i>	11
---	----

Desenvolvida na Inglaterra, uma nova família de baterias à base de lítio traz grandes promessas

<i>Transformadores toroidais</i>	28
--	----

Como são feitos e porque são melhores que os convencionais

<i>Os limites do silício</i>	30
------------------------------------	----

O que há de verdade e engano na briga silício x GaAs, com previsões até o final do século

MONTAGENS

<i>Gerador de pulsos sofisticado</i>	14
--	----

Embora pouco conhecido e até desprezado, esse instrumento pode revelar-se inestimável na bancada, tanto em circuitos digitais como analógicos

<i>Medidor de picos para áudio</i>	24
--	----

Um circuito universal, que aceita praticamente qualquer nível de entrada, retém leituras e atua como VU

<i>Idéias</i>	35
---------------------	----

Sonda lógica e limitador de dissipação

<i>Controle múltiplo para estrobo</i>	41
---	----

Até quatro luzes estroboscópicas podem ser acionadas por esse circuito, formando os mais variados efeitos

<i>Um comutador para radiocontrole</i>	46
--	----

Ideal para sistemas proporcionais que não dispõem de funções secundárias do tipo liga/desliga

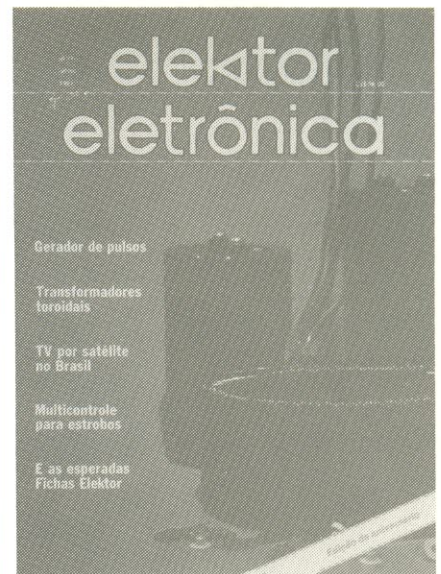
APLICAÇÕES PRÁTICAS

<i>Usando um gerador de pulsos</i>	22
--	----

Dados e sugestões sobre a utilização desse aparelho, com destaque para a montagem Elektor

<i>Recepção de TV via satélite – conclusão</i>	50
--	----

Parte final sobre o assunto, abordando a realidade européia. A versão nacional prometida está em Selektor



A revista Elektor está completando um ano de existência, com seus objetivos iniciais plenamente atingidos e muitos planos para o futuro. O primeiro deles começa a partir desta edição: as Fichas Elektor, que tanto sucesso fizeram no exterior, agora estão também entre nós, devidamente adaptadas. Procuraremos lançar três fichas todo mês, sendo uma com dados teóricos, outra com informações práticas e a terceira contendo simplesmente o índice da própria edição – que se mostrará muito útil na consulta de coleções encadernadas da revista. Outro plano que deverá consolidar-se este ano é a produção local de artigos para a seção Selektor; neste número, por exemplo, ela traz um completo artigo sobre antenas e circuitos para a recepção de TV via satélite no Brasil, preparado por um dos maiores fabricantes nacionais desse equipamento.

Ano I, Número 11, Junho/87

Direitos de reprodução para o Brasil:

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

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

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

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lillian 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
Ingelak 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.

A revolução das baterias flexíveis

Os projetistas de equipamento elétrico e eletrônico, desde veículos de tração elétrica até rádios portáteis domésticos ou militares, sempre tiveram seus intentos frustrados pelo peso e tamanho das pilhas ou baterias disponíveis. Mas graças às pesquisas desenvolvidas em um dos maiores laboratórios britânicos, em colaboração com outros cientistas ingleses e dinamarqueses, novas baterias de lítio totalmente sólidas estão prometendo menos poluição nas ruas e um leque maior de possibilidades para os circuitos eletrônicos.

Os carros elétricos já estão sendo usados em vários países, desempenhando funções específicas, quase sempre dentro de áreas urbanas. Na Inglaterra, por exemplo, são empregados pequenos furgões alimentados a bateria para a entrega diária de leite; a experiência demonstrou ser um sucesso porque esse tipo de serviço não exige altas velocidades e as distâncias a percorrer não são muito grandes. Como vantagens, esses veículos não contribuem para a poluição ambiental, são eficientes em operações com muitas paradas e costumam ser de fácil manutenção.

Em contrapartida, seu desempenho limitado em estradas provoca muitas frustrações nos motoristas, pois não são capazes de acompanhar o restante do tráfego e têm pouca autonomia. Em consequência disso, os veículos elétricos são vistos como meios de transporte ainda em fase experimental, mas já aceitáveis em certas tarefas especializadas.

A principal responsável por essas limitações é a fonte de energia. De fato, as atuais baterias de tração são ainda muito pesadas e muito grandes, em relação à quantidade de energia que podem armazenar. Na prática, verificou-se que uma boa parte dessa energia é desperdiçada para mover a própria bateria.

Baterias atuais: eletrólitos aquosos

Para todo fim prático, a escolha de baterias para tração elétrica recai sobre dois tipos, ambos empregando eletrólitos à base de água: chumbo/ácidas ou ferro/níquel. E a

situação está praticamente inalterada desde o início do século, em que pesem as inúmeras tentativas de se desenvolver novos sistemas, especialmente nos últimos 25 anos. Durante esse período, porém, o surgimento de possíveis rivais estimulou uma série de aperfeiçoamentos nos sistemas existentes e também nos veículos.

Atualmente, grande parte da frota elétrica é formada por furgões de entrega urbana (no Brasil, eles estão sendo testados por empresas estatais), mas existe pelo menos um carro de passeio, que é uma versão do popular Peugeot modelo 205, acionado por baterias de ferro/níquel. Cada sistema apresenta pequenas vantagens e desvantagens específicas, mas o problema geral continua sendo o da baixa autonomia. Além disso, os carros elétricos ainda não são páreo, economicamente falando, para seus "primos" a motor de combustão.

Basta comparar, por exemplo, a enorme densidade de energia do

petróleo, que é superior a 10 kWh/kg, com os meros 20...40 Wh/kg das baterias chumbo/ácidas de tração. Ou, então, a rapidez de reabastecimento dos dois sistemas (dois minutos em uma bomba de gasolina contra várias horas de recarga das baterias). Tal desempenho talvez jamais vá ser ultrapassado por nenhum sistema elétrico, embora a eficiência de conversão de energia deste seja cinco vezes melhor.

Se pudéssemos dispor agora de baterias com elevadas densidades de energia (100 a 200 Wh/kg), haveria uma alteração significativa no valor prático do meio de transporte elétrico, em uma grande variedade de aplicações, desde cadeiras de rodas e bicicletas até táxis e veículos de entregas.

Nesse caso, iríamos obter não só maior autonomia e maior capacidade de transporte de carga, como os avanços na densidade de energia gravimétrica permitiriam inovar a engenharia automobilística em muitos aspectos, pelo uso

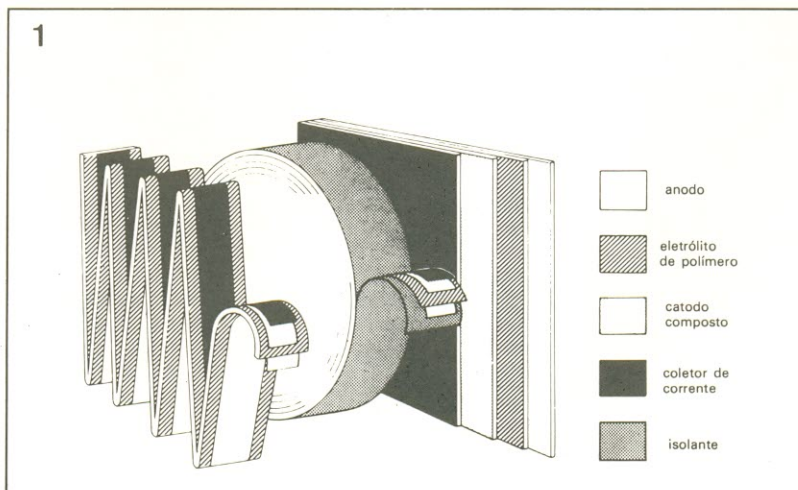


figura 1 - Três formas de se confeccionar pilhas totalmente sólidas com grandes superfícies de contato.

Dr. Alan Hooper
Divisão de
Desenvolvimento de
Materiais
Laboratórios
Harwell,
Grã-Bretanha

de materiais mais leves e baratos. É isto, e não simplesmente baterias mais baratas, que poderá tornar os veículos elétricos mais competitivos.

O problema dos aparelhos portáteis

Obstáculos semelhantes podem ser encontrados em outras áreas tecnológicas de importância. A crescente demanda de equipamentos eletrônicos portáteis, principalmente nos setores de informática e telecomunicações, criou a necessidade de fontes de energia leves, recarregáveis e de pequenas dimensões. Podemos dizer que tanto o executivo quanto o soldado de infantaria iriam agradecer por qualquer peso a menos que fossem obrigados a carregar.

Peso e tamanho são vitais, portanto, para evitar que aparelhos de bolso ou de pulso tenham que ser alimentados por pilhas desproporcionais. O formato, porém, não deixa de ser importante; assim, por exemplo, um televisor portátil de tela plana exige baterias adequadas, que sejam também tão planas quanto possível.

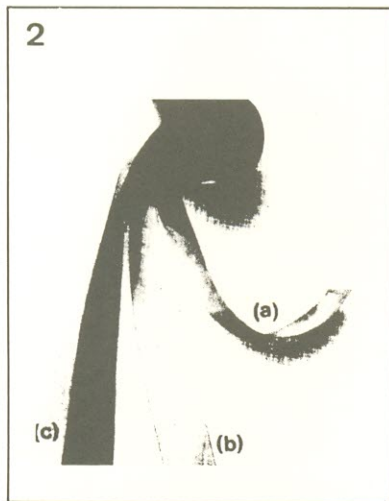


figura 2 – Os elementos de uma pilha sólida (a) anodo de lítio; (b) membrana de polímero, que atua como eletrólito; e (c) catodo composto, com folha de níquel.

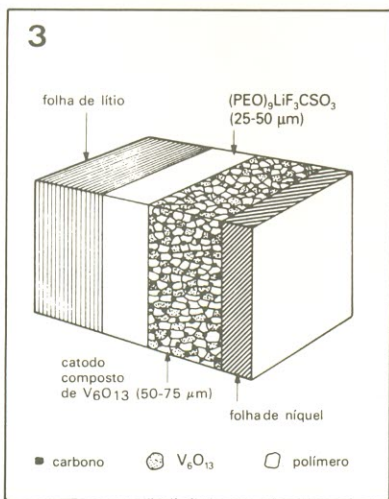


figura 3 – Disposição básica dos elementos em uma pilha sólida. A notação PEO significa "óxido de polietileno".

Vários outros mercados passaram também a requerer fontes de energia compactas, em geral para servirem como suprimento de reserva, no caso de falta de energia da rede. Baterias de níquel-cádmio têm sido tradicionalmente usadas nesses casos, assim como as mais recentes de níquel-hidrogênio, estas em aplicações espaciais, tais como alimentação de satélites – nas quais vida útil e confiabilidade são da maior importância.

As baixas densidades de energia alcançadas até agora, porém, têm restringido a capacidade de carga das missões espaciais. As futuras estações orbitais e sondas interestelares irão exigir densidades bem superiores às atuais.

Elas já podem ser vislumbradas, ao menos teoricamente, com a utilização dos pares metal-álcali, apesar de sua utilização estar restrita ainda a sistemas de baterias primárias e a baterias secundárias operando em altas temperaturas. Nessa segunda categoria, os tipos de sódio/enxofre parecem ser os mais bem desenvolvidos até agora; utilizam um sólido condutor de íons Na^+ e sódio-beta-alumina como eletrólito, tendo que operar a 350°C .

Prevê-se, com tais baterias, densidades de 100 Wh/kg e vários protótipos para tração elétrica já foram testados em uma série de países. Mas apesar de todo esse esforço, as baterias de sódio/enxofre não estão sendo ainda comercializadas, mesmo após 17 anos de pesquisas por grandes equipes de cientistas. Resta solucionar alguns problemas, como a repetibilidade na produção e confiabilidade na utilização dos tubos cerâmicos de beta-alumina, além do controle térmico e da segurança de grandes baterias. É fato que sistemas de temperaturas elevadas como esse, mesmo se bem sucedidos, só terão utilidade onde forem necessárias fontes de energia de grande porte.

Temos notícia, por fim, de que uma pequena bateria recarregável à base de lítio, que opera à temperatura ambiente e emprega um eletrólito orgânico líquido, foi introduzida recentemente no mercado canadense. O material adotado em seu catodo (MoS_2) permitiu baixas tensões em circuito aberto e densidades moderadas de energia. Além disso, segundo seu fabricante, tem uma vida útil superior a 100 ciclos de carga-descarga, embora com poucas informações sobre seu desempenho na prática, pelos usuários. Suas aplicações resumem-se principal-

mente a *flashes* fotográficos e ca-deiras de rodas elétricas.

Mudanças radicais

As baterias de lítio totalmente sólidas e recarregáveis, em desenvolvimento nos laboratórios Harwell, representam provavelmente a mais radical alteração introduzida nesses dispositivos ao longo de décadas – além, é claro, de propiciarem boas perspectivas comerciais. Baseadas na tecnologia de polímeros de filme espesso, sem qualquer componente líquido, elas podem oferecer altíssimas densidades de energia, boa flexibilidade mecânica e geometria variável, assim como robustez e segurança.

Esse trabalho de pesquisa evoluiu a partir de um programa iniciado em 1978, cujo objetivo era investigar materiais para a produção de baterias recarregáveis avançadas, usando pares metal-álcali. Resultado de um esforço conjunto da Harwell, de universidades britânicas e de institutos de pesquisas e desenvolvimento da Dinamarca, ficou sendo conhecido como Programa Anglo-Dinamarquês de Baterias.

A meta principal do programa consistia em examinar as propriedades e o comportamento de diversos materiais promissores para a confecção de eletrólitos sólidos e eletrodos, a fim de conhecer a fundo suas características, definir os problemas que surgiriam de seu uso em baterias e verificar sua compatibilidade com outros materiais na mesma aplicação. Esse trabalho nos permitiria descobrir, com segurança, quais os materiais que seriam tecnologicamente úteis para os futuros veículos elétricos.

Esperava-se, assim, determinar a possibilidade de desenvolver baterias alcalino-metálicas que cumprissem na prática suas promessas teóricas e identificar os materiais mais adequados para futuros desenvolvimentos. Para a primeira geração de baterias de tração, considerou-se aceitável a faixa entre 100 a 200°C de temperaturas operacionais.

Baterias totalmente sólidas

Devido às persistentes dificuldades associadas aos eletrólitos líquidos, as células totalmente sólidas eram vistas como a única saída para se obter a operação em temperaturas ambientais ou moderadas. Assim, as células desenvolvidas ao longo do programa

dispunham de anodos de lítio e do chamado composto de intercalação ou inserção nos catodos reversíveis (V_6O_{13} e TiS_2 , são dois compostos desse tipo).

Embora em seus estágios iniciais o programa tenha se concentrado em analisar a fundo os interessantes eletrólitos condutores de íons de lítio (Li_3N e LiI (Al_2O_3), principalmente), que são inorgânicos e cristalinos, a escolha desse tipo de célula tornou-se mais realista pela descoberta dos eletrólitos sólidos, à base de polímeros, por Michel Armand e outros pesquisadores franceses. Graças a eles, sabe-se agora que certos materiais orgânicos polares, tal como o óxido de polietileno, são capazes de dissolver sais de alcalimetal e manifestar uma rápida condutividade alcalino-iônica.

É verdade que as condutividades absolutas desses materiais poliméricos não atingem, normalmente, os níveis dos eletrólitos sólidos cristalinos; em contrapartida, podem ser produzidos sob a forma de folhas plásticas finíssimas e livres de defeitos, exibindo condutividade suficiente para utilização em pilhas e baterias. Igualmente importante é que a plasticidade dos polímeros contorna outro grande problema das baterias sólidas, ou seja, como manter um bom contato entre as faces das células.

Dessa forma, a equipe sediada em Harwell concentrou seus esforços, nos últimos cinco anos, no desenvolvimento de baterias plásticas com eletrólito de polímero – que não devem ser confundidas com outro tipo de bateria plástica, também em desenvolvimento, mas que emprega eletrólitos orgânicos líquidos e eletrodos feitos de polímeros condutores, tal como o poliacetileno dopado; além disso, oferece densidades apenas moderadas de energia.

Vários protótipos foram montados e testados; técnicas de produção contínua dos componentes usados no eletrólito e no catodo, sob a forma de filmes finos, também foram desenvolvidas, permitindo ainda a ampliação das dimensões quando necessária (a espessura de uma célula completa é de apenas 0,25 . . . 0,5 mm e há perspectivas de torná-la ainda menor); concluiu-se, por fim, que existem muitas semelhanças entre a estrutura e a tecnologia de produção dessas baterias e vários outros produtos, tal como os filmes fotográficos, por exemplo.

Foi possível demonstrar, através de células de laboratório, ope-

rando em torno de 120°C, que há uma grande utilização de seus materiais ativos em descargas de algumas horas, resultando em uma vida útil superior a 100 ciclos de descarga severa. Células maiores, com até 500 cm^2 de área, e empilhamentos de várias células ligadas em série também foram testadas com sucesso. Por meio dos resultados obtidos, podemos prever densidades de energia para tração elétrica que resultarão em baterias com 1/5 do peso e 1/3 do tamanho das atuais chumbo-ácidas para a mesma aplicação.

Falando de temperatura

As baterias conseguidas até o momento, feitas à base de óxido de polietileno, operam com eficiência máxima aos 100°C ou pouco acima, o que as torna bastante adequadas a veículos elétricos e satélites. Mas nada impede que sejam usadas em aplicações específicas, como ambientes hostis em que a temperatura chega aos 150°C, proibitiva para a maioria das baterias convencionais. Ademais, pode-se obter um bom desempenho também em temperaturas mais baixas, pela utilização de certos materiais, desde que não se exija demasiada potência, tal como em microeletrônica.

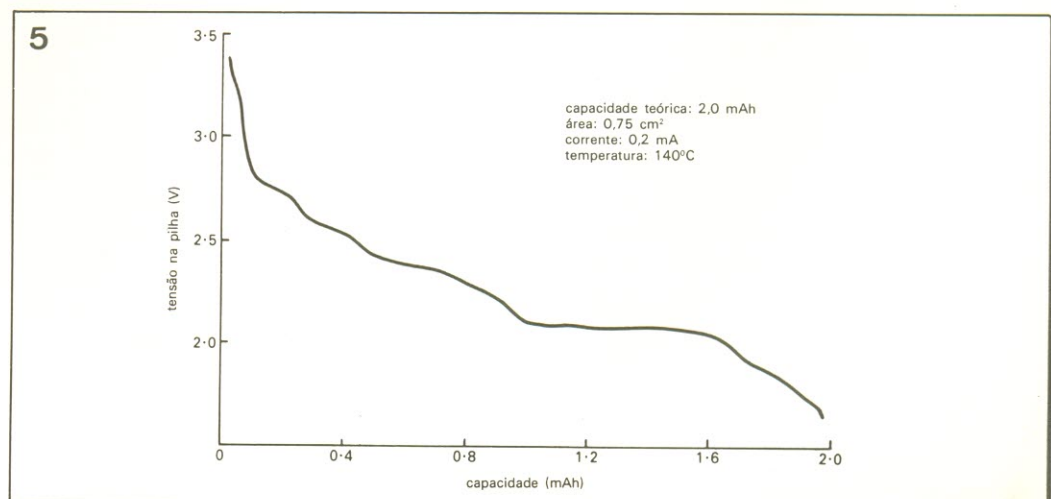
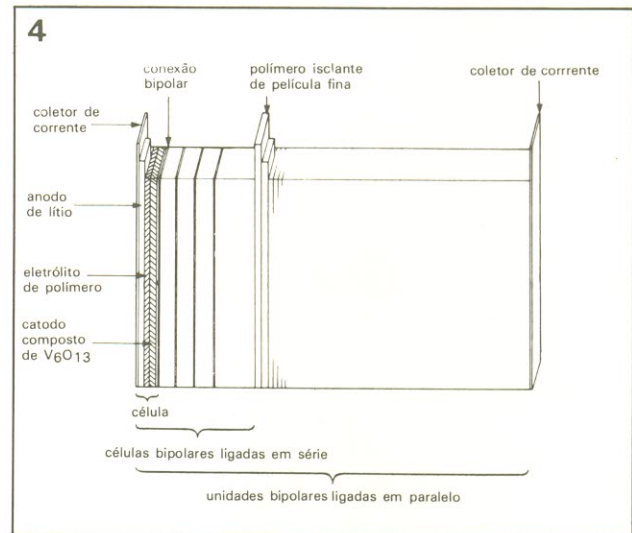
Uma possibilidade bem atraente, entre tantas, é a integração da bateria (ou pilha) juntamente com o circuito que vai alimentar – já que a tecnologia planar de filmes finos é compatível com os circuitos impressos convencionais e os circuitos eletrônicos híbridos. A título de exemplo, essa tecnologia poderá aperfeiçoar os cartões de crédito inteligentes, que possuem microprocessador e alimentação própria (veja o artigo "Depois dos cartões magnéticos, vem aí os IC Cards", em Selektor do nº 7).

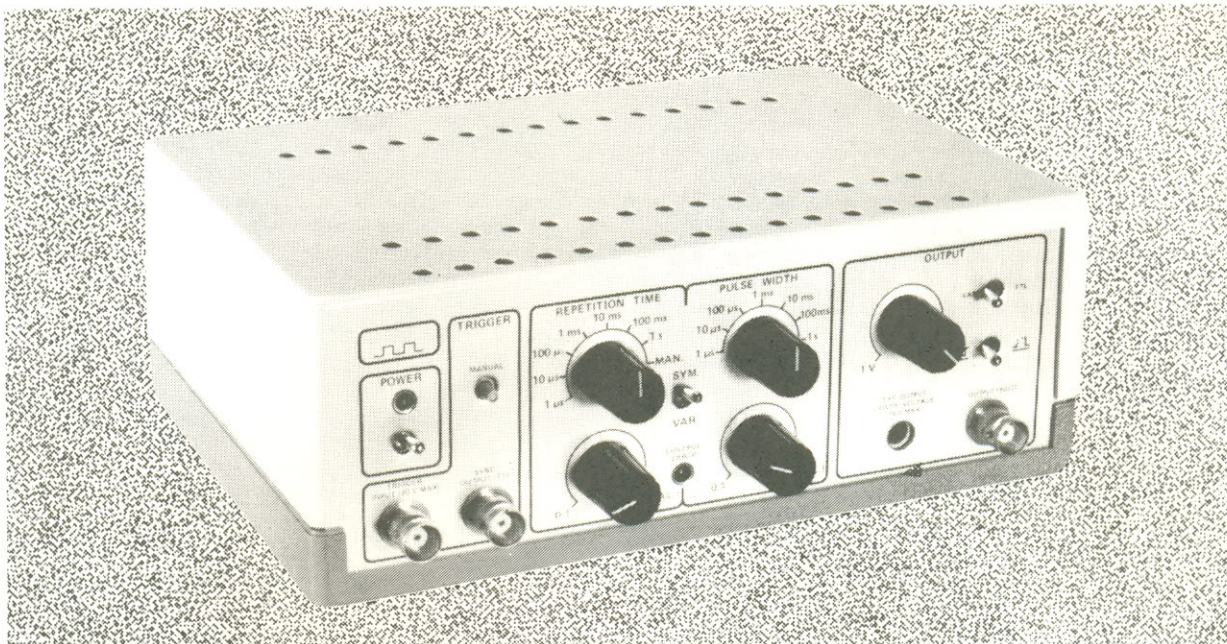
Para muitas outras aplicações em potencial, no entanto, será preciso dispor de pilhas e baterias que funcionem à temperatura ambiente ou menos, e com níveis elevados de potência. Isto evidencia a necessidade de mais pesquisas, que desenvolvam outros eletrólitos poliméricos; vários países já estão nesse estágio, a exemplo da própria Inglaterra, que tem seu programa patrocinado por um grupo de usuários de baterias, fabricantes e especialistas em materiais.

Cada nova etapa vencida nesse projeto poderá significar uma série de aplicações abertas para os setores militar, industrial e doméstico. Poderemos ter, num futuro não muito distante, uma série de aparelhos sem fio – tal como aspiradores de pó, cortadores de grama e brinquedos, mas também diversos equipamentos eletrônicos e de telecomunicações. De fato, a idéia de se construir pilhas e baterias totalmente sólidas, baseadas em eletrólitos de polímero, representa um dos desenvolvimentos mais excitantes deste final de século.

figura 4 – Arranjo básico em uma bateria de tração, formado por células bipolares ligadas em série e unidades ligadas em paralelo.

figura 5 – Curva típica de descarga de uma pilha de Li/V_6O_{13} .





Toda bancada ou pequena oficina começa, em geral, com um multímetro. Em seguida ela vai enriquecendo com uma fonte regulada variável, talvez um gerador de funções, um osciloscópio, se possível. Depois, quem sabe? Existem bancadas de amadores que fariam inveja a muitos profissionais da indústria. Mas ela jamais estará realmente completa, especialmente se você "mexer" com circuitos digitais, sem um bom gerador de pulsos

Gerador de pulsos sofisticado

Como todo instrumento de medida, o gerador de pulsos deve ser de boa qualidade; fizemos disso, então, um dos pontos de honra de nosso projeto. Confiabilidade, sem recorrer a peças exóticas, e recursos operacionais para fazer frente à maioria das aplicações imagináveis são outros dois. Para começar, então, vamos fazer uma breve recapitulação da terminologia de pulsos, a fim de refrescar a memória.

Chamamos de **pulso** a uma tensão ou corrente que aumenta de um valor constante até um valor máximo e em seguida volta ao valor constante, tudo em um período de tempo relativamente curto. O valor constante (que pode ser nulo), na ausência de pulsos, é conhecido por **nível base**. Os pulsos podem ter formato retangular, triangular, quadrado, dente-de-serra e assim por diante.

A parte do pulso em que a amplitude aumenta é denominada **flanco anterior** ou **borda de subida**. O intervalo de tempo situado entre 10 e 90% da altura total do pulso recebe o nome de **tempo de subida**; da mesma forma, o pulso volta ao nível base em um **tempo de descida** finito, medido entre os mesmos limites do tempo de subida. A maior parte do tempo de descida é identificada como **flanco posterior** ou **borda de descida**. O período localizado entre os tempos de subida e descida é a **largura de pulso** (ou **duração de pulso**). Por fim, a amplitude do sinal ao longo dessa largura é designado como **altura do pulso**.

Para designar um grupo de pulsos idênticos usa-se o termo **trem de pulsos**; quando o sinal é contínuo, porém, passa a chamar-se onda quadrada, triangular, dente-de-serra, etc., de acordo com o

tipo de pulsos que contém. Ao intervalo de tempo entre pontos correspondentes de dois pulsos adjacentes dá-se o nome de **espaçamento entre pulsos** ou **período de repetição de pulsos**, com o símbolo "T". A **frequência de repetição de pulsos**, (ou simplesmente frequência de pulsos) é a recíproca do período, sendo medida em hertz.

O **fator de trabalho** (não confundir com ciclo de trabalho!) de um trem de pulsos é a razão entre a largura média dos pulsos e o espaçamento médio entre eles, sendo normalmente representado em porcentagem. Assim, por exemplo, uma onda retangular é muitas vezes chamada erroneamente de onda quadrada – o que somente ocorre quando seu fator de trabalho é de 50% (podemos até dizer que a onda quadrada é um caso específico da retangular).

Finalmente, conhece-se por **transiente** todo pulso de pequena duração que é sobreposto aos pulsos principais; por **ondulação** ou **ripple** toda variação indesejável na altura dos pulsos; e por **instabilidade** qualquer pequena variação no espaçamento entre pulsos. Agora que todos podem analisar o gerador de pulsos com olhos de conhecedor, vamos a ele, mas de forma gradual.

A concepção do projeto

No nosso instrumento foi projetado para produzir pulsos retangulares, com frequência e largura variável. A estrutura básica de um instrumento desses é bastante simples, como se vê na figura 1, e pode ser dividida em três partes principais: um oscilador controlado por tensão (VCO), um multivibrador monoestável e um amplificador. O VCO produz pulsos com frequência variável ao longo de uma extensa faixa, os quais, por sua vez, são usados para disparar o monoestável. Se o período de atuação deste estágio também for variável, o mesmo poderá ser feito com a largura dos pulsos. Quanto ao amplificador, serve para levar a altura dos pulsos de saída até o nível desejado. E é só!

Mas por mais simples que seja, todo gerador de pulsos deve dispor, em nosso entender, de pelo menos outros dois recursos (também indicados na figura 1): uma entrada para disparo externo e a modalidade manual (que permite a geração de pulsos isolados, por meio de um botão de pressão). Completando o conjunto, uma chave de três posições permite selecionar entre as modalidades VCO, disparo externo e manual.

Pensando bem, no entanto, um gerador como o da figura 1 seria um tanto espartano demais, razão pela qual decidimos incluir alguns outros recursos – parte devido a necessidades técnicas (já que o exemplo dado foi simplificado ao máximo) e parte para tornar mais simples a utilização do aparelho.

No primeiro caso, o das necessidades técnicas, está incluída a variabilidade do VCO e do monoestável. Não foi possível, infelizmente, obter uma gama ampla o suficiente para a frequência e a largura dos pulsos com apenas um potenciômetro; foi necessário acrescentar a ele uma chave rotativa, com as conseqüentes alterações no projeto do VCO.

Entre os recursos adicionais, podemos citar a tensão variável de

saída, pouco comum em geradores semiprofissionais; uma chave que fixa a tensão de saída nos níveis TTL; e um sistema para tornar essa tensão idêntica à alimentação do circuito sob teste – muito conveniente para se testar circuitos CMOS que operam com tensões diferentes de 5 V.

Sentimos que seria útil, também, proporcionar uma saída normal ou invertida e um fator de trabalho variável ou fixo (em 50%). Incluímos ainda um indicador de erros operacionais e uma saída separada de sincronismo (em níveis TTL), que pode gerar um sinal de disparo para osciloscópios ou um sinal-base para medições de frequência.

O diagrama de blocos

Acrescentando tudo isso ao projeto, o diagrama da figura 1 transforma-se no da figura 2. Como disemos, o VCO deve exibir uma ampla gama de operação, o que pode ser conseguido comutando-se o próprio ou através de uma rede de divisores acoplados à sua saída; como se pode ver, optamos pela segunda alternativa. O VCO é controlado pelo potenciômetro P1, que permite variar seu período de saída entre 0,1 e 1 μ s.

O sinal é então enviado a um conjunto de seis divisores ligados em cascata. Mantendo P1 na posição 1(CAL) – ou seja, o VCO com um período de 1 μ s –, o seletor S1 (correspondente ao tempo de repetição) permite selecionar períodos entre 1 μ s e 1s em etapas decimais; períodos intermediários poderão ser obtidos por intermédio de P1.

Características

* *Tempo de repetição dos pulsos* (REPETITION TIME)

1, 10, 100 μ s; 1, 10, 100 ms; 1s
controle VAR: 0,1 ... 1(CAL)
disparo manual (MAN)
disparo externo (EXT): 2 ... 20 V
instabilidade menor que 0,5% (tempo = 1 ms)

* *Largura dos pulsos* (PULSE WIDTH)

1, 10, 100 μ s; 1, 10, 100 ms; 1s
controle VAR: 0,1 ... 1 (CAL)
onda simétrica (SYM)
fator de trabalho variável até 100%
instabilidade menor que 0,1% (largura = 1 ms e fator de trabalho = 80%)

* *Tensão de saída* (OUTPUT)

TTL; VAR (1...15V); controle externo (1 ... 15 V)
sinal normal ou invertido

* *Indicação de erro de controle* (CONTROL ERROR)

* *Saída de sincronismo* (SYNC OUTPUT – TTL)

* *Entrada de disparo* (máx. 20 V) (TRIGGER INPUT)

* *Tempo de subida*: cerca de 10 ns (carga = 50 ohms em paralelo com 33 pF)

O seletor S1 também faz a seleção para pulsos “manuais” e para o sinal externo de disparo. Os primeiros são gerados pelo biestável FF2, sempre que o botão de pressão S2 (MANUAL) é acionado, ao passo que o disparo externos é recebido através do amplificador T1/N1.

Considerando que a saída do VCO é um sinal com fator de trabalho de 50%, conclui-se que existe uma onda quadrada no cursor de S1 – o que vem a ser, obviamente, uma perfeita saída de

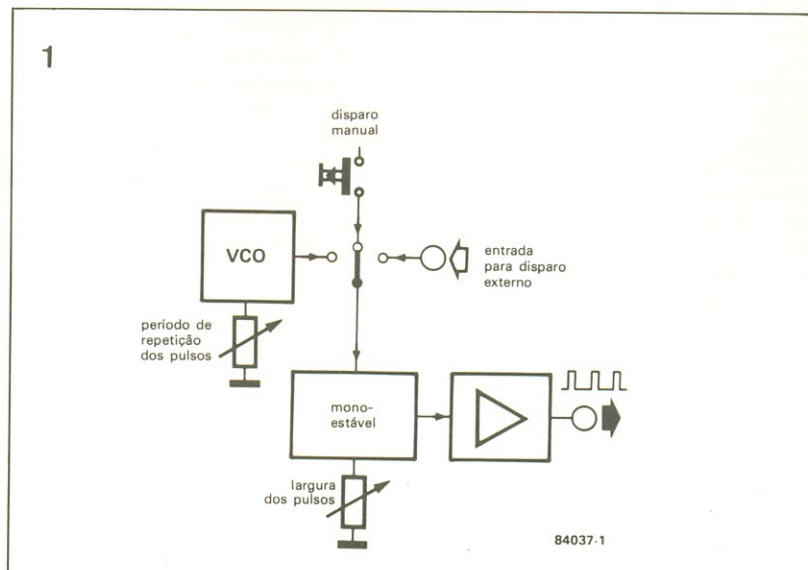


figura 1 – Um gerador de pulsos em sua forma mais simples: o VCO permite o ajuste do período de repetição dos pulsos e a duração dos mesmos, pelo monoestável.

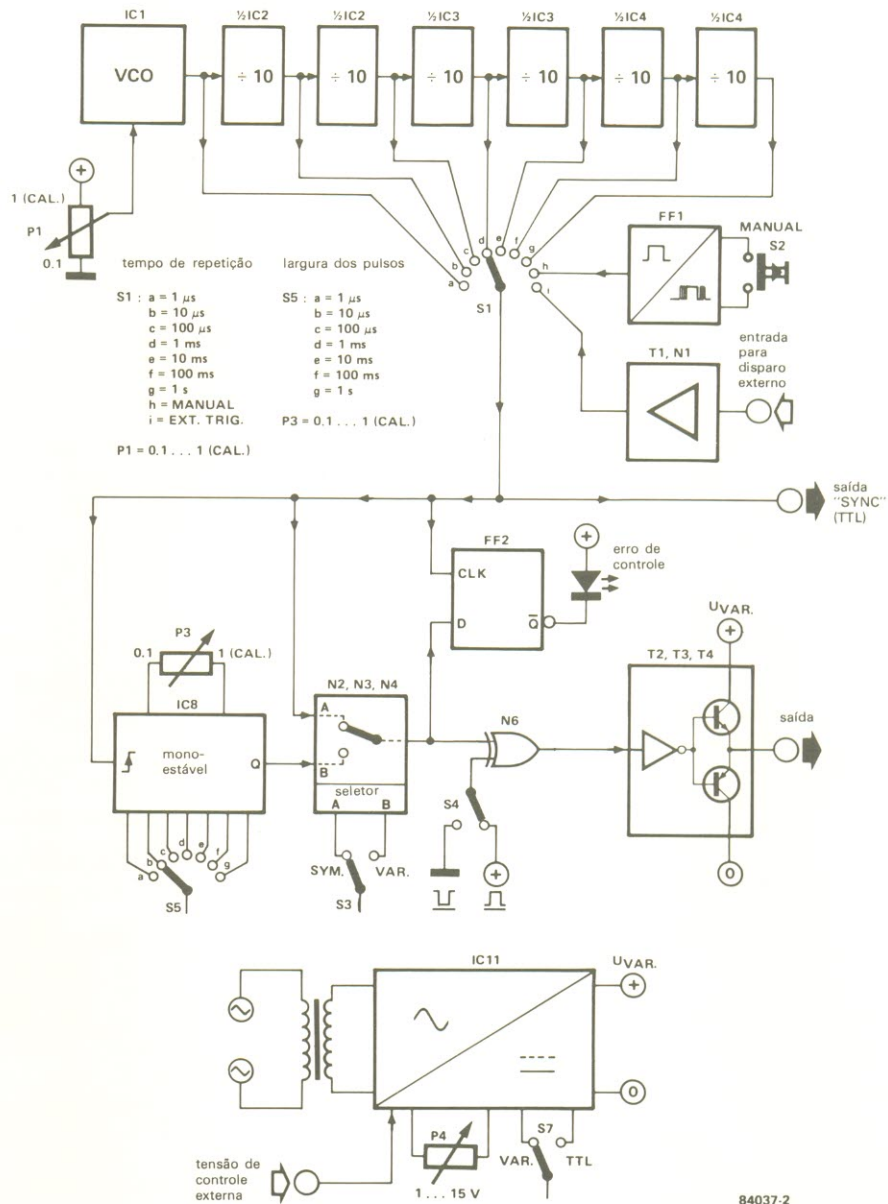


figura 2 – Diagrama de blocos do gerador de pulsos sugerido. Junto a cada bloco estão indicados os componentes correspondentes no circuito da figura 3.

sincronismo com níveis TTL. Esse mesmo sinal vai aplicado a um monoestável, que proporciona a largura variável dos pulsos e é disparado pelo flanco anterior de cada pulso vindo de S1.

A duração de cada pulso pode ser variada de 0,1 μs a 1 s pelo seletor S5 (que corresponde ao controle de largura do pulso) e pelo potenciômetro P3. O sinal que deixa o monoestável, juntamente com a onda quadrada de S1, é mandado então a um circuito de comutação eletrônica – onde se pode optar entre uma onda quadrada (SYM) ou retangular (VAR), por meio de S3. Em seguida, o sinal é entregue à porta OU exclusivo N6, que faz a seleção entre a exibição normal ou invertida, através de S4.

O estágio de saída, composto por T2 ... T4, assegura que o nível TTL do sinal possa ser variável ou controlado externamente. Essa função coube a IC11, na fonte de alimentação; esse integrado fornece uma tensão variável ao estágio de saída, a qual pode ser controlada por outra tensão, externa, pelo potenciômetro P4 ou ainda pelo seletor S7. Quando esta chave se encontra na posição TTL, a tensão de saída é de aproximadamente 4,8 V, enquanto na posição VAR ela pode cobrir de 1 a 15 V, por meio de P4.

A tensão de saída torna-se sempre idêntica à tensão externa de controle. Assim, por exemplo, se o circuito a ser testado utilizar integrados CMOS, bastará aplicar sua tensão de alimentação ao terminal

EXT OUTPUT CONTR VOLTAGE do gerador.

O biestável FF2 é um divisor que detecta e sinaliza erros operacionais através do LED de erro de controle. É o que acontece, por exemplo, quando selecionamos uma duração de pulso (através de S5) mais longa do que a permitida pela seleção do período (por meio de S1). Já que o esquema não vai acrescentar muito ao que está sendo mostrado pelo diagrama da figura 2, tanto faz descrevermos aqui mesmo a operação desse estágio.

Em operação normal, a saída \bar{Q} de FF2 encontra-se no estado lógico alto. O biestável é acionado a cada flanco ascendente do sinal enviado pelo monoestável, pois sua entrada D está ligada à saída

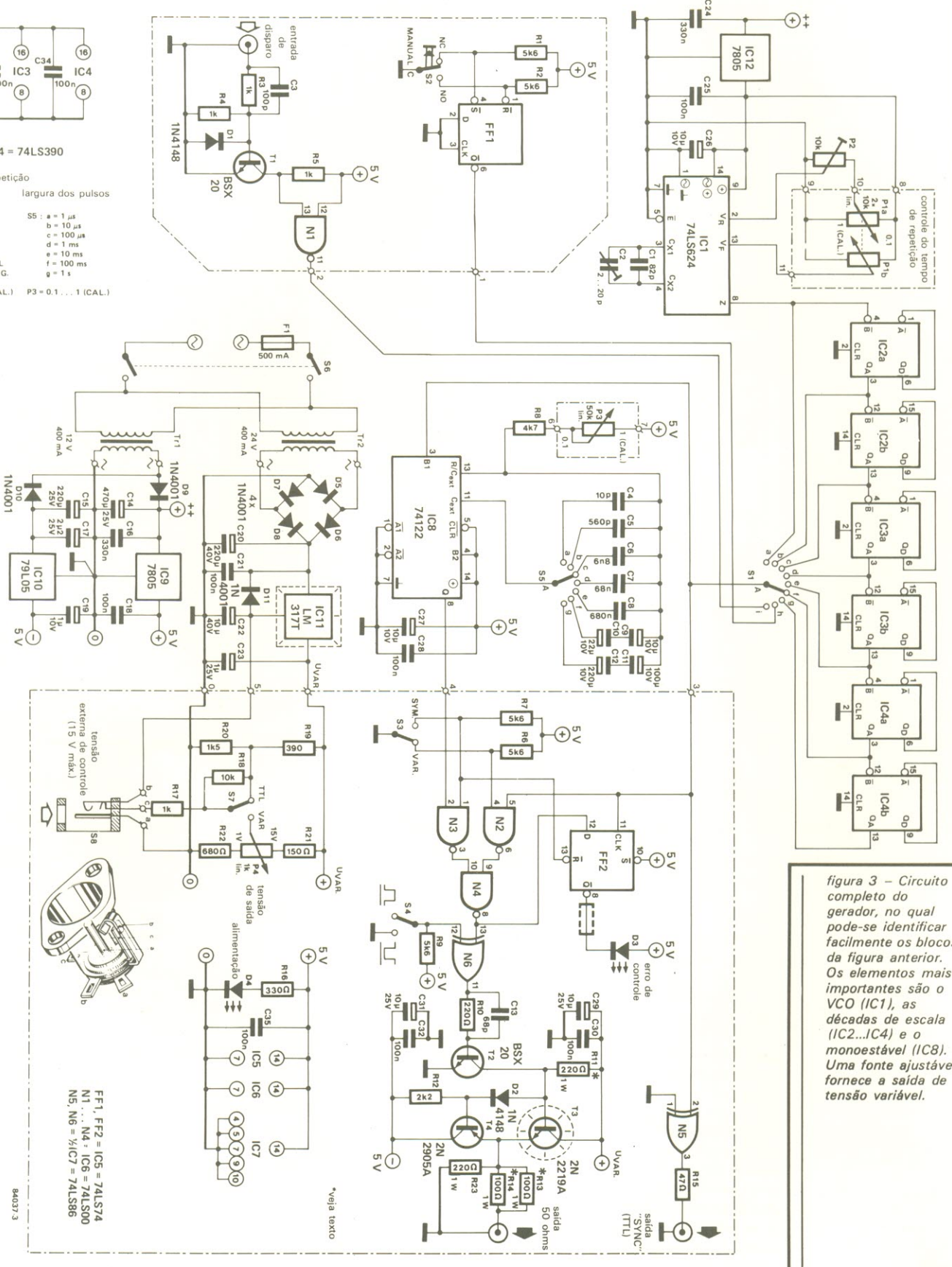
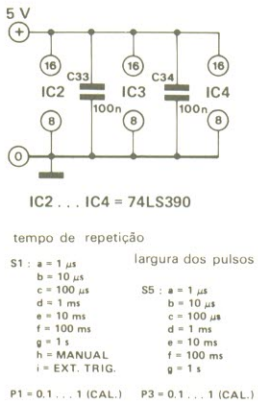


figura 3 - Circuito completo do gerador, no qual pode-se identificar facilmente os blocos da figura anterior. Os elementos mais importantes são o VCO (IC1), as décadas de escala (IC2...IC4) e o monoestável (IC8). Uma fonte ajustável fornece a saída de tensão variável.

- FF1, FF2 = IC5 = 74LS74
- N1...N4 = IC6 = 74LS00
- N5, N6 = 1/2 IC7 = 74LS86

*veja texto

84037.3

Lista de componentes

Resistores

R1, R2, R6,
R7, R9- 5,6 k
R3, R4, R5,
R17- 1 k
R8- 4,7 k
R10- 220
R11, R23-
220/1 W*
R12- 2,2 k
R13, R14-
100/1 W*
R15- 47
R16- 330
R18- 10 k
R19- 390
R20- 1,5 k
R21- 150
R22- 680

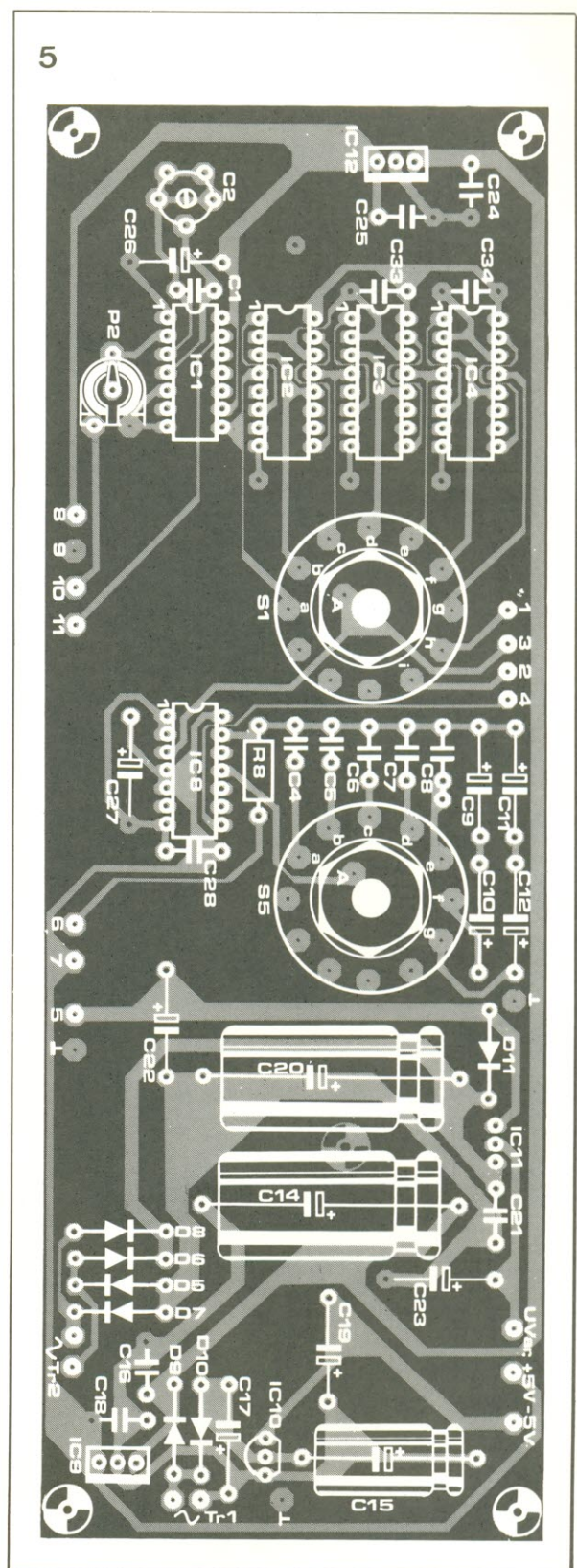
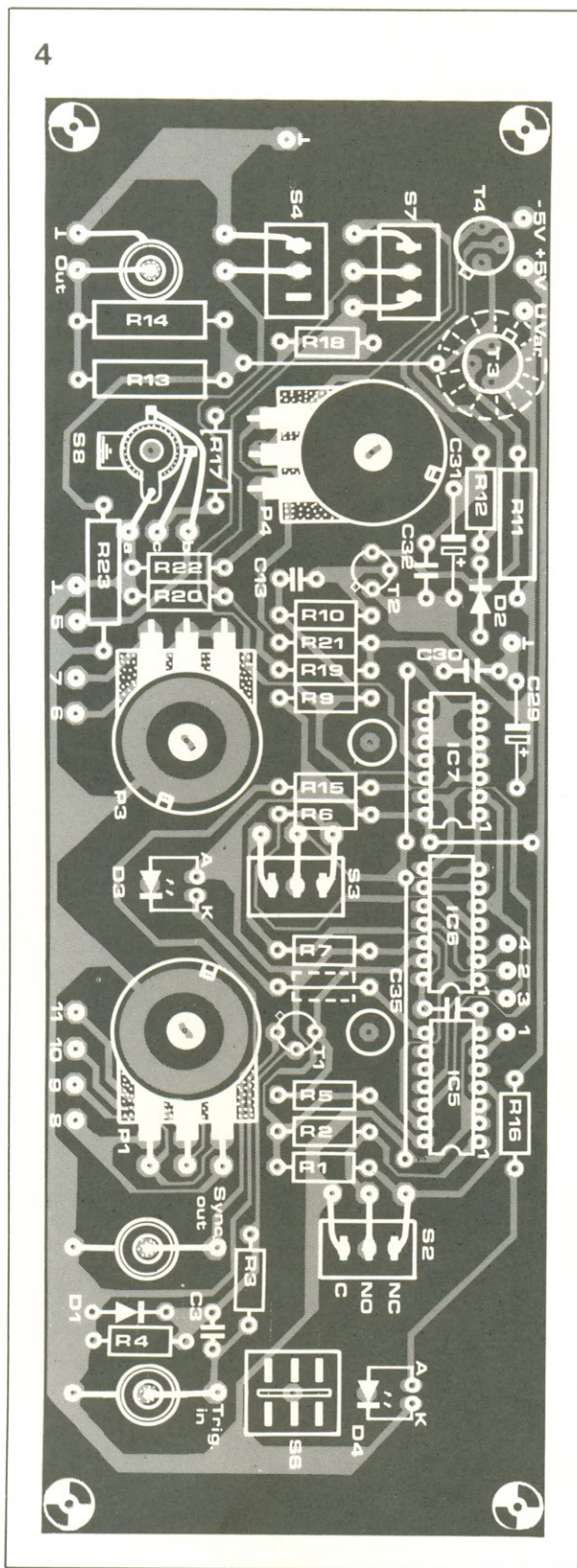
Todos os
valores em ohms
*não devem ser
de fio

Capacitores

C1- 82 pF
C2 - trimmer de
2...20 pF
C3- 100 pF
C4- 10 pF
C5- 560 pF
C6- 6,8 nF
C7- 68 nF
C8- 680 nF
C9, C26, C27,
C31- 10 μ F/10 V
C10- 22 μ F/10 V
C11-100 μ F/10 V
C12-220 μ F/10 V
C13- 68 pF
C14-470 μ F/25V
C15-220 μ F/25 V
C16, C24-330 nF
C17-2,2 μ F/25V
C18, C21,C25
C28, C30,
C32...C35-100 nF
C10-1 μ F/10 V
C20-220 μ F/40 V
C22-10 μ F/40 V
C23- 1 μ F/25V
C29-10 μ F/25 V

figura 4 - O circuito foi dividido em duas placas do mesmo tamanho. Esta primeira contém os estágios da área envolvida por uma linha tracejada.

figura 5 - Nesta placa foi alojado o restante do circuito. Para garantir uma boa estabilidade, ela é de face dupla; a grande área cobreada, no lado dos componentes, atua como um plano de terra.



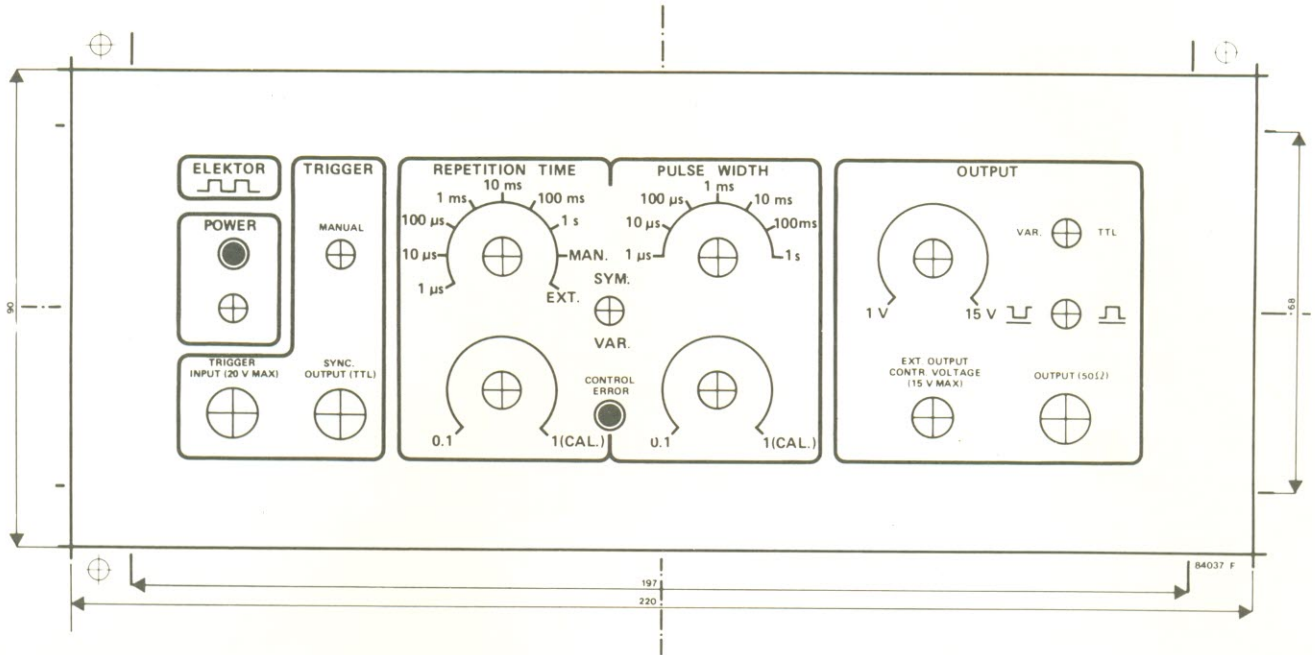
Q deste (desde, é claro, que S3 esteja na posição VAR). Esse flanco chega sempre um pouco depois do sinal de sincronismo de saída, na entrada CLK de FF2; assim sendo, no instante em que a entrada CLK vai para "1", a entrada D estará ainda em "0": conseqüentemente, a saída \bar{Q} vai permanecer em "1" e o LED, apagado.

Por outro lado, se a duração de pulso selecionada for mais longa que o período, a saída do monoestável (e, portanto, a entrada D de FF2) ainda estará no nível alto quando o pulso de clock seguinte atingir FF2. O biestável mudará então de estado e o LED acenderá, indicando a ocorrência de um erro de controle. Com a chave S3 na

posição SYM, esse tipo de erro não poderá ocorrer, já que a entrada D de FF2 irá sempre para "1" após a entrada CLK.

Passando ao circuito

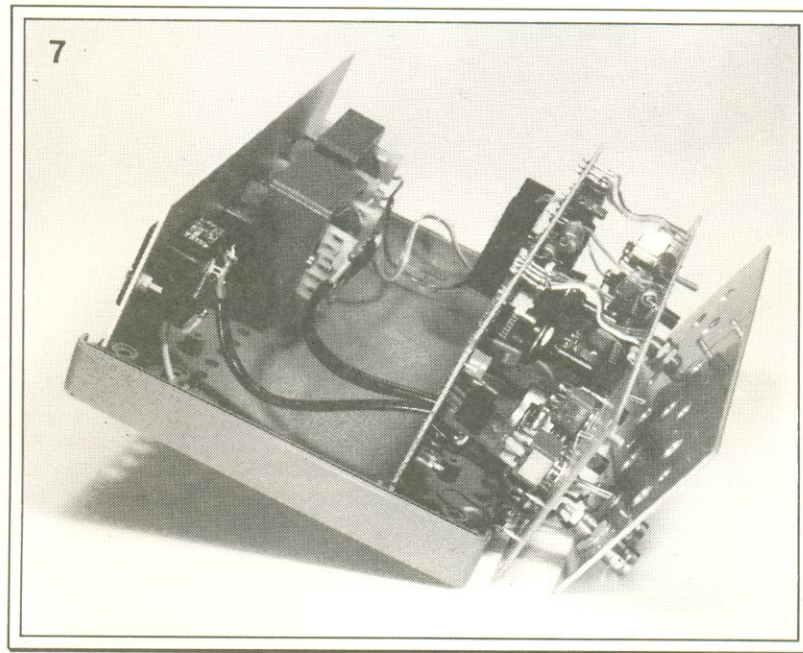
Graças aos vários detalhes já analisados através do diagrama de



blocos, nossa conversa sobre o circuito da figura 3 será bastante breve. No canto superior esquerdo temos, primeiramente, o VCO formado por IC1, que obtém sua tensão de excitação em IC12, um regulador de tensão tipo 7805. Ao alto, no centro do esquema, estão as décadas divisoras (IC2...IC4) e um pouco mais abaixo vemos IC8, que é o monoestável. O ajuste discreto da duração dos pulsos é efetuado pelos capacitores C4...C12, comutados pela chave S5.

À direita do monoestável podemos encontrar três portas NE (N2...N4) que permitem, juntamente com S3, escolher entre onda quadrada e retangular na saída. Um pouco mais para a direita temos a porta OU exclusivo N6 e o inversor de sinal S4, seguidos pelo estágio de saída (T2...T4). Toda a parte inferior do esquema está ocupada pela fonte de alimentação, que inclui o controle da tensão de saída (S7 e P4) e a entrada para a tensão externa de controle (S8).

As partes restantes do circuito resumem-se ao detector de erro FF2 com seu LED indicador (D3), ao botão de geração manual de pulsos (S2), juntamente com seu biestável anti-rebotes (FF1), e ao pré-amplificador para sinais externos de disparo, composto por T1 e N1. Aqui termina nossa análise essencial, mas existem ainda alguns detalhes que devem ser observados, antes de passarmos à montagem.



Começando pelo VCO, observe que sua frequência é controlada por um potenciômetro estéreo (P1) com as duas metades ligadas em oposição; isto permite que a saída do estágio seja ajustada ao longo de uma década, tarefa impossível para um potenciômetro simples. Quanto ao monoestável, é um integrado tipo 74122, que permite um fator de trabalho de até 100%; não pode ser substituído, em hipótese alguma, pelo 74LS122, pois como a duração dos pulsos começa em 0,1 μs, ele iria trabalhar no limite de sua capacidade.

A rede de alimentação e reguladores ficou mais sofisticada do que era de se esperar, a fim de evitar interferências entre os vários estágios. Assim, IC1 ganhou um regulador exclusivo, enquanto a tensão para o monoestável vem do regulador IC9, por meio de linhas independentes. O estágio de saída também usufrui de uma fonte separada, cujo nível de tensão pode ser variado por P4, desde que S7 esteja na posição VAR (na posição TTL, como vimos, essa tensão é fixa, de 4,8 V). O nível ajustado por P4 é sempre cerca de 1,25 V acima do de saída – um artifício

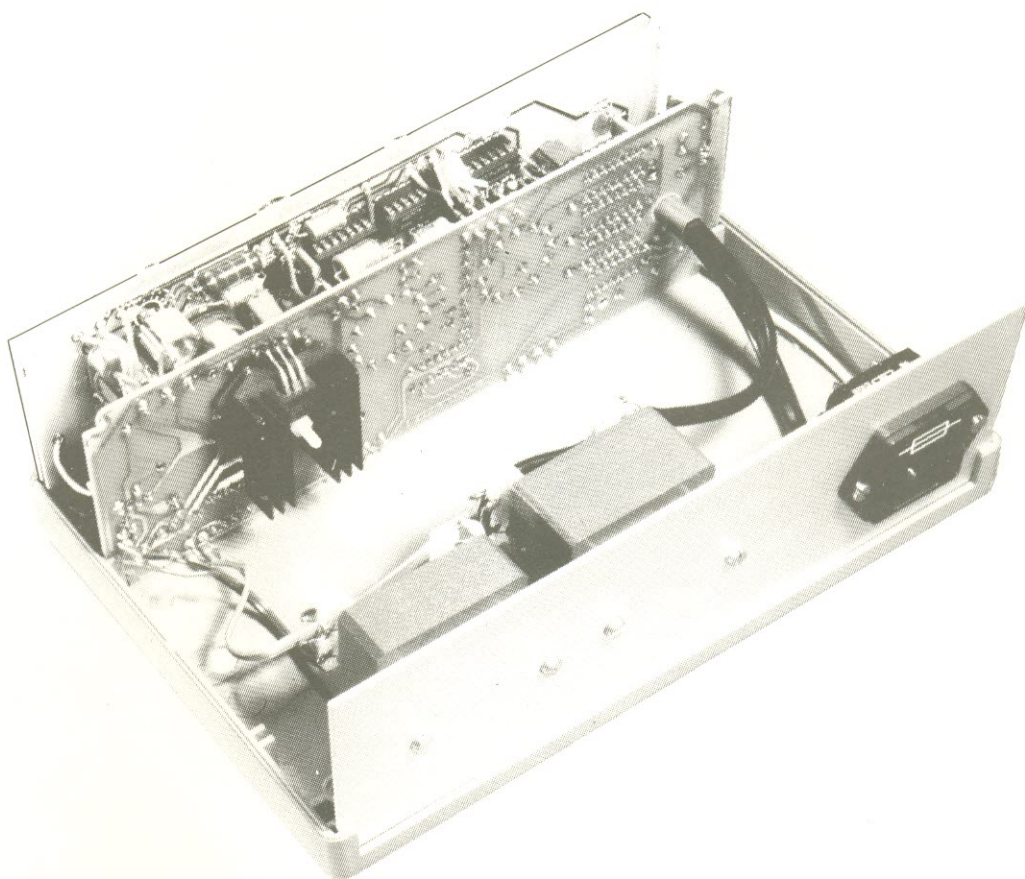
figura 6 – Sugestão para a disposição dos controles no painel frontal. As verdadeiras dimensões estão indicadas junto à ilustração.

figuras 7 e 8 – Fotos ilustrando o protótipo montado. Mesmo que as caixas nacionais não tenham as mesmas dimensões da original, é interessante seguir a mesma disposição interna.

Semicondutores
 IC1- 74LS624
 IC2, IC3, IC4 – 74LS390
 IC5- 74LS74
 IC6- 74LS00
 IC7- 74LS86
 IC8- 74122 (não usar o tipo LS!)
 IC9, IC12-7805
 IC10- 79L05
 IC11-LM317T
 T1, T2-BSX20 ou 2N2369
 T3- 2N2219A
 T4- 2N2905A
 D1, D2- 1N4148
 D3, D4-LEDs
 D5...D11- 1N4001

Chaves e
potenciômetros
P1 - pot. 10 k,
linear, estéreo
P2 - trimpot
de 10 k
P3 - pot. 50k,
linear
P4 - pot. 1 k,
linear
S1, S5 - chaves
de 1 pólo,
12 posições
S2 - chave
inversora
de contato
momentâneo
S3, S4, S7 -
chaves inversoras,
1 pólo
S6 - chave
liga-desliga
de 2 pólos
S8 - incluída
na tomada
de controle
externo

Diversos
Tr1 - transformador
para 12 V/400 mA
Tr2 - Transformador
para 24 V/400 mA
F1 - fusível
de 500 mA,
com retardo
3 soquetes
BNC p/ painel
1 tomada com
chave inversora
Dissipadores
para IC11 e T3
Placas nº
84037-1
e 84037-2
Caixa plástica



incluído para compensar perdas de tensão no estágio final.

A chave inversora S8, que a princípio parece não estar presente na figura 3, na verdade faz parte do soquete de entrada para tensões externas de controle. Desse modo, toda vez que um plugue é inserido nesse soquete, provoca também a abertura da chave, fazendo com que a tensão seja aplicada ao terminal central (c). A tensão de saída do gerador, portanto, passa a ser idêntica à tensão externa (sem contar o nível de compensação de 1,25 V).

As placas impressas

Devido às suas características, o gerador emprega duas placas de circuito impresso (figuras 4 e 5) – as quais, juntamente com o painel frontal, formam um “sanduíche” de três andares (veja as fotos das figuras 7 e 8). Observe que na primeira placa (aquela representada na figura 4 e que fica mais pró-

xima ao painel) vão os estágios circunscritos por uma linha tracejada, na figura 3, enquanto os demais ficam na placa da figura 5. Esta última é de face dupla, de modo que o lado dos componentes possa atuar como um grande plano de terra.

Com exceção dos três soquetes tipo BNC e dos transformadores de alimentação, todos os componentes (incluindo chaves e potenciômetros) foram alojados nas placas. Note que as chaves rotativas S1 e S5 devem ser montadas na placa traseira (foram previstos dois furos na placa dianteira, a fim de permitir a passagem dos eixos dessas chaves), ao passo que as demais, assim como os potenciômetros, encontram lugar na outra. Na hora da montagem final, inclusive, deve-se evitar que as porcas de fixação das chaves e potenciômetros sobressaiam mais que 3 mm em relação à placa, para que não haja dificuldades na instalação do painel.

A placa dupla face não precisa ter furos metalizados; é necessário, apenas, lembrar de soldar certos componentes pelos dois lados, orientando-se pela ausência de ilhas isoladas, na face dos componentes. Especial atenção deve ser dada aos furos existentes junto ao pino 8 de IC2 . . . IC4: eles servem para fazer pontes entre as duas faces, por meio de pedaços de fio de cobre desencapado.

Atenção, também, para não haver ligações acidentais entre o plano de terra e os componentes da placa dupla face – a não ser, é claro, os que tenham que ficar ligados à terra. Além disso, todos os pontos de ligação com a outra placa devem receber pinos de conexão para circuito impresso: para ligar os transformadores prefira o lado das pistas de cobre. A outra placa, de face simples, não deve receber pinos para circuito impresso, a fim de facilitar a montagem (caso você vá adotar a sugestão do protótipo Elektor, ilustrado pelas fotos).

O regulador IC11 deve ficar instalado na face das trilhas de cobre, na placa dupla face, com dissipador e espaçadores (veja a figura 8), assim como os capacitores C11 e C12, caso haja falta de espaço. Certifique-se também de que a carcaça metálica de P1 e P2 esteja fazendo bom contato com o plano de terra. E, por motivos de resfriamento, convém montar R13 a R14 "flutuando" a 5 mm da placa.

Os LEDs D3 e D4, por fim, devem ser dispostos de modo que possam ser introduzidos, com a moldura, pelos respectivos orifícios do painel. Aliás, no circuito original D3 foi especificado como um LED pisca-pisca, difícil de encontrar em nosso comércio; felizmente, porém, os projetistas previram a utilização de um LED normal, que deve ser incluído juntamente com um resistor limitador de 330 ohms (que, por sinal, substitui a ponte de fio ao lado de R7, na placa da figura 4). Esse resistor não está na lista de materiais.

Calibração do gerador

Uma vez montadas as duas placas, elas podem ser interligadas acompanhando-se a numeração da figura 3. Faça as ligações com pedaços de fio encapado de 3 a 4 cm, mas não coloque IC1...IC8 em seus soquetes, por enquanto; obedeça então a seguinte sequência:

*Ligue o transformador Tr1 à rede e verifique se as tensões de +5 e -5 V estão presentes;

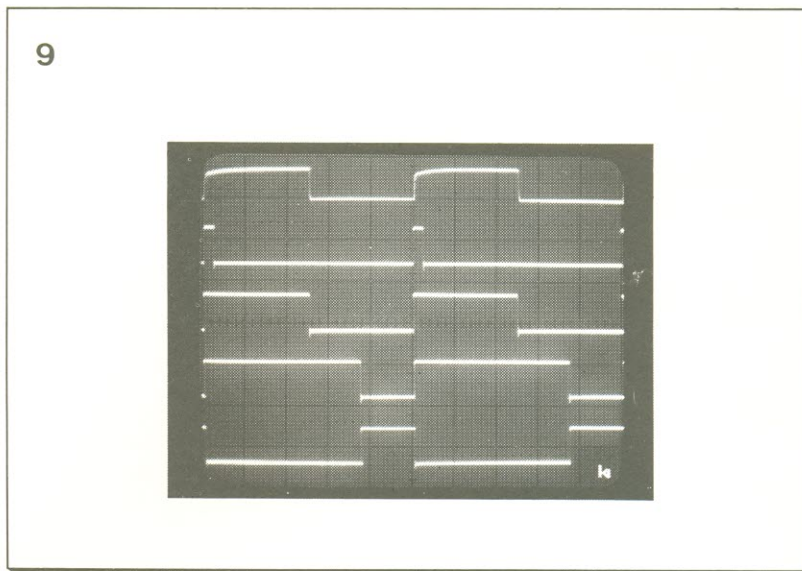
*Se tudo estiver OK, ligue então Tr2 à rede, passe S7 para a posição VAR e veja se a saída do gerador pode ser ajustada entre 2 e 16 V, com o auxílio de P4;

*Feito isto, meça a tensão sobre o capacitor C26, que deve ser de 5 V;

*Instale então IC1 em seu soquete e verifique a existência de um pulso retangular no pino 8. Em seguida, ponha P1 na posição 0,1 e ajuste a frequência para 10 MHz, por meio do *trimmer* C2; depois, passe P1 para 1(CAL) e ajuste a frequência em 1 MHz, através de P2;

*Instale agora IC2...IC4 em seus soquetes e meça a frequência no cursor de S1; comutance essa chave da posição "a" para a "g", a frequência deve ser dividida progressivamente por 10, começando em 1 MHz e terminando em 1 Hz;

*Passe então para IC5, que deve ser inserido em seu soquete, para que seja possível testar a operação manual; mude S1 para a



posição "h" e observe o nível lógico em seu cursor: ele deve ser baixo até que S2 seja pressionada, quando passa para "1";

*Inclua agora IC8 no circuito, passando S1 para a posição "b" e S5 para a posição "a"; verifique se em seu pino 8 a largura do pulso pode ser variada entre 100 ns e 1 μ s, por meio de P3 (com S1 em "c" e S5 em "b", a largura de pulso deve variar de 1 μ s a 10 μ s, e assim por diante);

*Para finalizar, coloque IC6 e IC7 nos respectivos soquetes e cheque o que faltou testar no circuito, de acordo com as indicações do painel. Caso a largura dos pulsos não correspondam exatamente aos valores dados, ela pode ser ajustada mediante alterações no capacitor responsável, no banco formado por C4...C12 (lembre-se que quanto maior o capacitor, tanto maior será a largura de pulso).

Montagem final

Ela pode ser efetuada de várias formas, de acordo com o tipo de caixa utilizada. O protótipo que aparece nas figuras 7 e 8 foi montado em uma caixa padronizada existente no mercado inglês, com tampa e fundo plásticos e painéis frontal e traseiro em alumínio; as partes de plástico, além disso, dispõem de guias para a instalação de placas de circuito impresso. Acreditamos que não haverá problema em obter um gabinete semelhante no mercado nacional.

Se optar pela montagem "sanduíche", cuidado para que a face das trilhas da primeira placa não encoste no painel frontal; para maior segurança, a parte interna desse painel pode receber uma camada de verniz isolante. Atenção

também com a isolamento das ligações das chave liga-desliga e com o soquete da saída de sincronismo; um pouco de fita isolante nos lugares certos nunca é demais.

Os dois transformadores devem ficar, de preferência, no fundo da caixa, próximos ao painel traseiro. Este, por sua vez, deve prever furos para a passagem do cabo de força e a instalação do portafusíveis. Quanto ao painel frontal, também deve receber os furos adequados para os vários eixos, chaves e soquetes; só depois de feita a furação é que se deve pensar em desenhar escalas e indicações (a figura 6 fornece uma boa sugestão de painel). Por fim, para garantir alguma ventilação interna, faça uma série de furos nas tampas da caixa (entre as placas, de preferência) e também no painel traseiro.

gerador
de pulsos
sofisticado

figura 9 - As várias possibilidades do gerador ilustradas por um osciloscópio: a partir de cima, temos primeiramente a onda quadrada disponível na saída "SYNC OUTPUT (TTL)"; logo abaixo, um sinal pulsado de pequena largura, seguido por uma onda quadrada (com S3 na posição "SYM"); por fim, um sinal de grande largura, primeiro normal e depois invertido por meio de S4. A escala horizontal é de 2 μ s/divisão e a vertical, de 5 V/divisão.

O instrumento está aí, pronto para ser montado e usado. O problema é que o gerador de pulsos costuma ser subestimado: nem todos vislumbram sua real potencialidade, achando que tem pouca utilidade no mundo digital e nenhuma no analógico. Por isso, veremos aqui suas possibilidades e utilização num e noutro, provando o contrário.

Usando um gerador de pulsos

com especial referência ao projeto Elektor

figura 1 – Aplicando uma carga de 50 ohms à saída do gerador, temos uma sensível melhora no formato do sinal, mas com metade da tensão.

figura 2 – Pode-se definir a frequência de ressonância de um circuito LC através deste pequeno circuito.

O termo “gerador de pulsos” suscita imagens de um instrumento exótico, com vagas e esporádicas aplicações em circuitos digitais. Por isso, achamos necessário fazer-lhe justiça, mostrando sua utilidade em todo tipo de circuito, além de fazer algumas observações gerais de como deve ser operado. Este artigo visa todos os aparelhos desse tipo, embora alguns detalhes digam respeito exclusivamente ao gerador proposto nesta mesma edição. Veremos que os instrumentos ditos “especializados” também podem oferecer muitas vantagens.

Uso geral

A impedância de saída do gerador Elektor (a exemplo da maioria deles) é de 50 ohms. Assim, para se obter o melhor sinal possível, ele deve estar sempre ligado a cargas de 50 ohms – ou seja, cabos de interligação e terminações com esse valor de impedância. Caso isto não seja observado, existe o risco de degradação do sinal por ultrapassagem da amplitude (*overshoot*), como se vê na figura 1.

O traço superior mostra o sinal de saída quando a interligação não está sendo feita com a impedância correta, enquanto o inferior é o resultado de um acoplamento bem feito. É verdade que no segundo caso a amplitude cai pela metade, mas pode ser considerado um fato normal do casamento de impedâncias. Na prática, porém, a forma de onda pode ser considerada razoável mesmo sem a terminação de 50 ohms, na maior parte dos casos.

Ainda falando de impedância, sabemos que é natural utilizar o gerador de pulsos em combinação com um osciloscópio; daí, contudo, pode surgir a tentação de usar o cabo do osciloscópio para ligar o gerador ao circuito sob teste – o que é muito pouco recomendável, devido à elevada impedância desses cabos. Os circuitos TTL são os que apresentam mais problemas com essas ligações, por causa das correntes relativamente altas com que trabalham, chegando a impedir que o instrumento atinja os níveis lógicos necessários.

Já vimos, no artigo principal, que o gerador Elektor é capaz de fornecer níveis TTL fixos, assim como sinais que podem ter sua amplitude variada à vontade. No caso de circuitos CMOS, por exemplo, que normalmente trabalham com tensões diferentes de 5

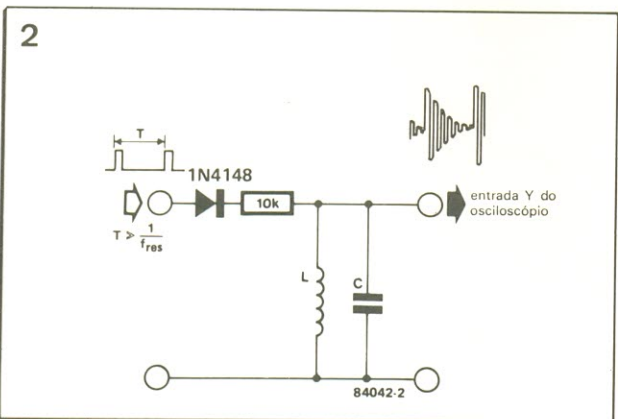
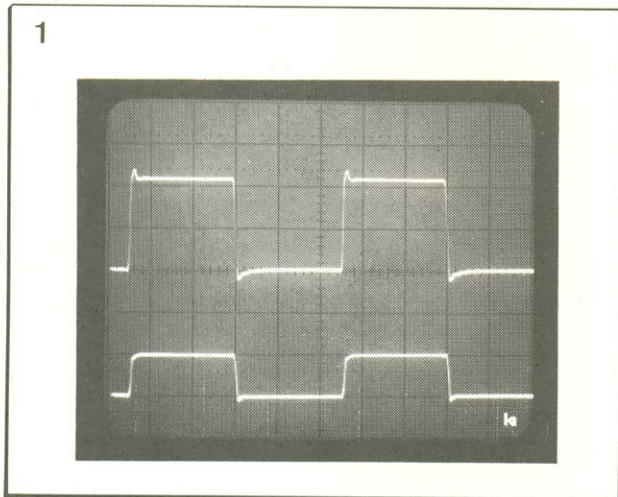
V, a amplitude dos pulsos deve ser ajustada através do controle P4, usando-se um osciloscópio como referência. Mas existe também uma entrada à parte que adapta automaticamente a tensão de saída à alimentação do circuito sob teste (o controle externo para tensão de saída); para utilizá-la, é preciso confeccionar um cabo especial, com um pequeno plugue (tendo o terra no centro) em uma ponta e duas garras jacaré na outra, para “captar” a tensão de alimentação do circuito. No caso de circuitos TTL e CMOS, não é necessário respeitar a regra dos 50 ohms, já que pequenas distorções do sinal podem ser relevadas.

Vimos ainda que a saída de sincronismo fornece uma onda quadrada em separado, que pode ser empregada no disparo de um osciloscópio ou para se medir a frequência do sinal de saída. Este recurso permite, assim, que o osciloscópio receba um disparo externo adequado, enquanto a “verdadeira” saída do gerador pode ser usada em sua principal função: fornecer os pulsos de medição.

Algumas aplicações digitais

Em circuitos TTL e CMOS o gerador de pulsos tem a possibilidade de desempenhar inúmeras funções; entre elas, temos:

- um simples provedor de pulsos, tal como gerador de *clock*;
- como gerador de pulsos isolados, isentos de ruído (com S1 em MAN, S3 em VAR e S2 pressionado para cada pulso); a largura desses pulsos pode ser variada entre 1 ns e 1 s;
- como aplicador de retardo: um flanco ascendente, aplicado à entrada de disparo, surgirá com um retardo controlado na saída, desde que tenhamos S1 em EXT, S3 em VAR e S4 em τ ; o período



de atraso é determinado por S5 e P3.

Esse tipo de retardo pode ser utilizado, por exemplo, como um disparo específico para osciloscópios. Assumindo que queiramos examinar um sinal de vídeo, devemos começar disparando o gerador de pulsos com o sincronismo vertical; o instrumento irá fornecer então o sinal de disparo para o osciloscópio (que deverá estar comutado, é óbvio, para disparo externo), enquanto o sinal de vídeo é aplicado à sua entrada Y. Variando a largura de pulso do gerador, podemos varrer na tela toda a informação de vídeo (estando os osciloscópio com uma base de tempo de 20 μ s/divisão, digamos).

Outras possibilidades

Para quem deseja utilizar o gerador fora do âmbito digital, eis aqui alguns exemplos, entre tantos:

- definição da frequência de ressonância de circuitos LC (figura 2). A saída de sincronismo do aparelho fornece o disparo externo do osciloscópio, com um resultado semelhante ao da figura 3; dado o período T da oscilação, a frequência de ressonância pode ser facilmente calculada por $f_{res} = 1/T$. É preciso lembrar apenas que a capacitância da ponta de prova fica em paralelo com a malha RC e deve ser levada em conta caso o capacitor seja de pequeno valor;

- estabelecer constantes de tempo RC (figura 4). Se a tensão de entrada for escolhida de modo que o sinal de saída ocupe exatamente 8 divisões verticais da tela, a constante RC pode ser considerada o tempo necessário para o sinal "subir" 5 divisões (o valor de R deve ser sempre maior que 50 ohms);

- por fim, uma aplicação bastante específica, mas muito interessante: testar a qualidade de fontes de alimentação (figura 5). No exemplo dado, a fonte sob teste é submetida alternadamente a cargas de 4,7 e 100 ohms - o que nos dá correntes de 1 A e 50 mA, respectivamente, com uma tensão de 5 V. O gerador de pulsos, nesse caso, serve para fornecer o sinal chaveador para o transistor.

A estabilidade da impedância de saída pode então ser examinada ao osciloscópio, como se vê na figura 6. O traço superior representa o sinal excitador, ao passo que o segundo é a tensão sobre a carga; o último, por fim, mostra como a inclusão de um capacitor

eletrolítico de 470 μ F, em paralelo com a carga, é capaz de "limpar" o sinal. Permaneceu apenas a variação de tensão resultante da impedância de saída da fonte (e seus terminais); essa impedância pode

ser calculada, então, por $Z = \Delta U / \Delta I$. Caso a fonte, além disso, não seja muito estável, as oscilações tornam-se visíveis sempre que a carga é chaveada. ❏

usando um gerador de pulsos

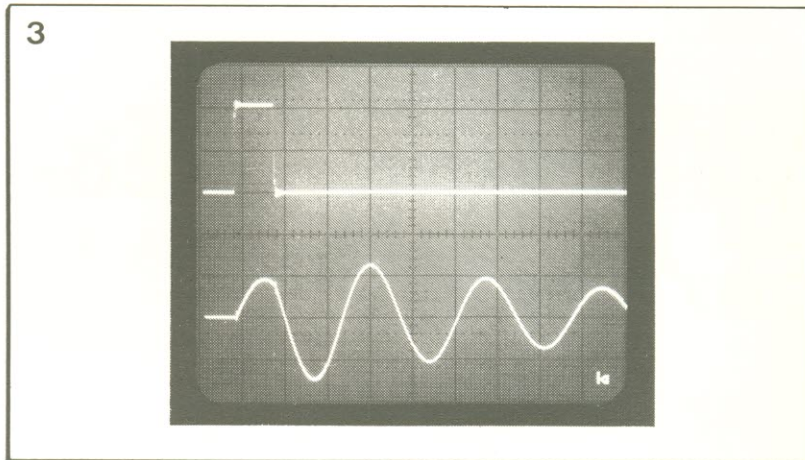


figura 3 - Eis o que vai mostrar a tela do osciloscópio, se o circuito da fig. 2 for ligado ao gerador. O traço superior é o sinal de entrada e o inferior, a oscilação de saída da rede LC.

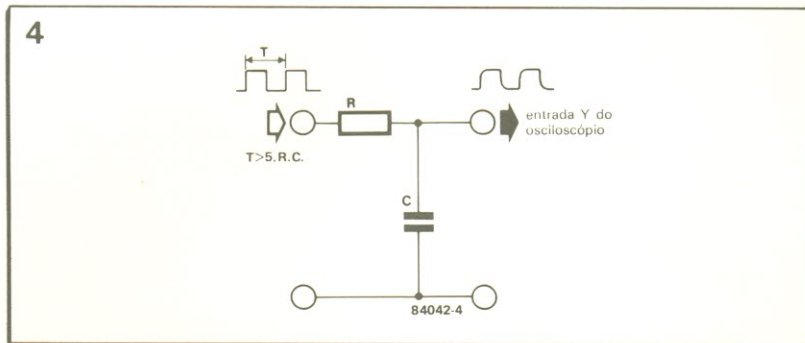


figura 4 - Método de se medir a constante de tempo de circuitos RC.

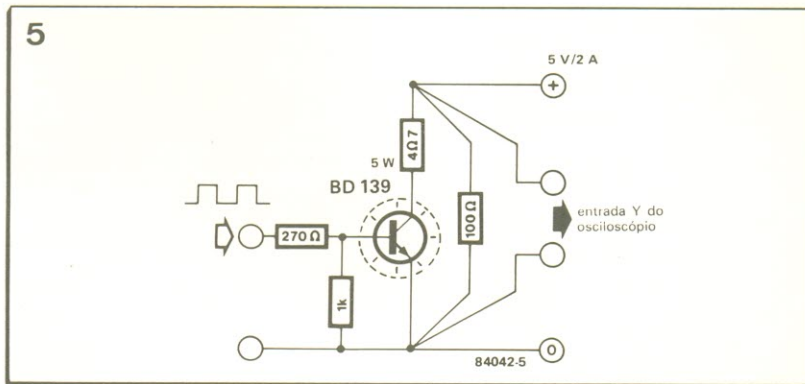


figura 5 - Circuito para atestar a qualidade de uma fonte de alimentação, que atua fornecendo-lhe cargas de 4,7 e 100 ohms alternadamente.

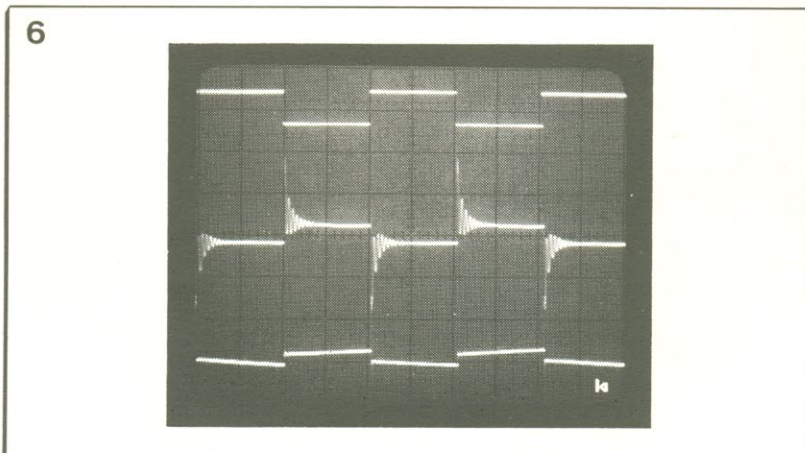


figura 6 - Ao se ligar o circuito da fig. 5 com o gerador, o osciloscópio vai apresentar estas imagens. O traço superior é o sinal excitador do BD 139; logo abaixo, a tensão na carga, mostrando um mau comportamento em alta frequência; o acréscimo de um eletrolítico de 470 μ F à carga melhora a situação, conforme indica o traço inferior.

Utilizando apenas uma fileira de LEDs, este instrumento faz medições em decibéis, dispõe de várias entradas, atua como VU ou indicador de picos e é capaz de reter certas leituras enquanto os níveis normais continuam a ser monitorados. Além disso, pode receber um filtro passa-banda de frequência variável como estágio opcional

com circuito
para retenção
de leituras

Medidor de picos para áudio

A.B. Hill

Características

estágio modelador de entrada

-saída

máxima: 11 V, 20 mA (CC)
nominal: 10 V (CC)

-entrada

alto-falante: 10...250 W de pico
sobre 8 ohms, para
saída nominal

linha: 150 mV...5 V (CC)

para saída nominal
calibração 950 mV (equivalente)
a 10 W sobre 8 ohms

-resposta em frequência:

largura de faixa maior
que 100 kHz, a -3 dB,
com saída nominal

-filtro

passa-baixas: corte em 70 Hz, com
inclinação de -6 dB/8^o
(ou -20 dB/década)

-filtro

passa-banda: ganho de 0 dB na
frequência central
200 Hz, 500 Hz, 1250 Hz,
3 kHz, 8 kHz como
frequências centrais;
pontos de -3 dB em
125 Hz, 320 Hz, 800 Hz,
2 kHz, 5 kHz e 12,5 kHz;
inclinação de -12 dB/8^o
ou -40 dB/década

controle do visor

- limiares de comutação dos LEDs (dB):

-40, -20, -10, -6, -3, 0, +2,
+4, +6, +8, +10

- níveis de potência correspondentes (W):

10^{-3} , 10^{-1} , 1, 2, 5, 10, 15, 25, 40, 60, 100

- tensão de entrada para um limiar

de +10 dB de comutação: 10 V (CC)

Com uma sensibilidade de entrada adaptável a uma infinidade de níveis de sinal, o circuito sugerido pode ser virtualmente usado em qualquer sistema de som. As entradas de linha aceitam qualquer sinal situado entre 150 mV e 5 V, ao passo que a entrada de potência alcança os 250 W (outras características foram reunidas em um quadro, no início do artigo). A operação do visor também pode ser adaptada, gerando uma resposta a picos do sinal ou um VU simulado.

A exemplo de vários circuitos desse tipo, este também pode ser dividido em estágios, como se vê no diagrama de blocos da figura 1. O primeiro deles é o adaptador de entrada, que inclui ajuste de ganho para um melhor casamento de níveis. O filtro passa-banda variável, que vem a seguir, é um estágio opcional que pode tornar-se útil em aplicações específicas, como veremos. Em seguida, vem um retificador de onda completa, que também proporciona um ajuste global do ganho para o reforçador e amostrador de picos. Por fim, temos a seção decodificadora do visor, que aciona uma fileira de LEDs nas modalidades "barra" ou "ponto" (isto é, por coluna de LEDs ou um LED por vez).

A vez do circuito

Tudo o que está concentrado na figura 1 teve que ser desdobrado em três outras, formando assim o esquema completo do medidor de picos. Vejamos seu funcionamento em duas grandes etapas:

Modelagem de entrada – As várias entradas que devem ser monitoradas são selecionadas por meio de S1a, indo depois parar em um adaptador ini-

cial, de acordo com a figura 2a. A posição 1 dessa chave acopla a entrada à terra, atuando assim como desativadora do sistema. A segunda posição seleciona um sinal de calibração, do qual veremos a utilidade mais adiante. A entrada de potência, adequada para receber sinais de alto-falantes, é selecionada com a chave na posição 3, enquanto vários outros níveis podem ser escolhidos pelas posições 4, 5 e 6.

Esse sistema permite que o medidor seja empregado na monitoração das mais diversas situações. O ganho do amplificador de entrada é automaticamente ajustado pela chave S1b; observe que, mediante a inclusão de resistores adequados nas posições 4, 5 e 6 dessa chave, o instrumento será capaz de manipular uma grande variedade de níveis de entrada.

O próximo estágio é o filtro de que já falamos, um passa-banda de frequência variável, que possibilita a medição seletiva dos sinais, exatamente como um analisador em tempo real. Ele possui ganho unitário e pode ser "curto-circuitado" a qualquer momento, bastando comutar a chave S2 para a posição 2, a qual liga a saída do amplificador A1 diretamente à entrada não inversora de A4. As demais posições de S2 determinam a resposta em frequência do filtro:

– Na posição 1 obtém-se um comportamento passa-altas e o filtro atua como eliminador de ronco;

– A posição 3 liga a entrada não inversora de A4 à terra, desativando esse operacional;

– As posições restantes (de 4 a 8) selecionam várias faixas de frequência, por meio de filtros tipo ponte de Wien, tendo por base o operacional A3.

A saída desse filtro fica diretamente acoplada a um retificador em onda completa de precisão, composto por A4 e A5, já na figura 2b. O trimpot P2, no laço de realimentação de A4, proporciona ajuste de ganho em qualquer nível de sinal (deve ser ajustado de acordo com o nível calibrador de entrada).

A operação do retificador é bastante simples: o operacional A4 eleva a magnitude dos sinais, tanto positivos como negativos, em um nível equivalente à queda direta sobre os diodos D1 e D2. O sinal resultante é retificado por A5 e a queda sobre D3 e D4 cancela a que havia sido introduzida por D1/D2.

Ao retificador segue-se um estágio armazenador de picos, formado pelo operacional A6. A resposta de amostragem dos picos é escolhida através de S3, sendo efetuada pela descarga do capacitor C15 pelos resistores R28...R30 (selecionados por S3b), colocados em série com R31 e/ou R32. Note que na posição 4 o resistor de descarga foi omitido, resultando em um ritmo de descarga bastante lento, provocado somente pelas correntes de entrada de A4 ou A5 e pela corrente reversa (ou de fuga) do diodo D6.

Na quinta e última posição os ritmos de carga e descarga (via R32 e R33, respectivamente) são quase iguais, dando origem a uma resposta de VU simulada. O estágio final do circuito modelador de entrada consiste em um reforçador de saída (A7), que ajusta o ganho nas posições "pico" e "VU".

Controle do visor – As leituras do instrumento são efetuadas em uma seqüência de LEDs, cujo limiar de comutação é determinado pelos resistores R37...R61 (veja a figura 2c). As tensões de referência, fixadas por esses resistores a partir de U_r são aplicadas a uma das entradas dos comparadores A8...A18, enquanto o sinal vindo de A7 excita simultaneamente todas as entradas inversoras. Observe que a polaridade das entra-

das de cada comparador vai depender, portanto, do sinal de entrada e do nível selecionado para U_r (que, de certa forma, vai determinar a sensibilidade dessa parte). Desse modo, sempre que o nível do sinal de entrada ultrapassar um dos limiares, o comparador correspondente será desativado e sua saída, levada ao nível de +9 V, provocando o acendimento do LED associado.

A chave S4 está encarregada de selecionar entre duas modalidades de visor. Na primeira, que é do tipo "barra", as saídas das portas N1...N10 são mantidas em nível alto; assim que qualquer dos comparadores é desativado, a porta E correspondente (entre N11...N20) recebe uma segunda entrada alta, fornecendo portanto

medidor de picos para áudio

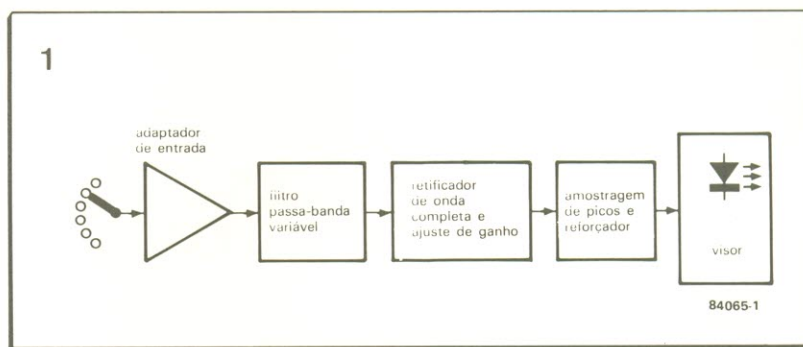
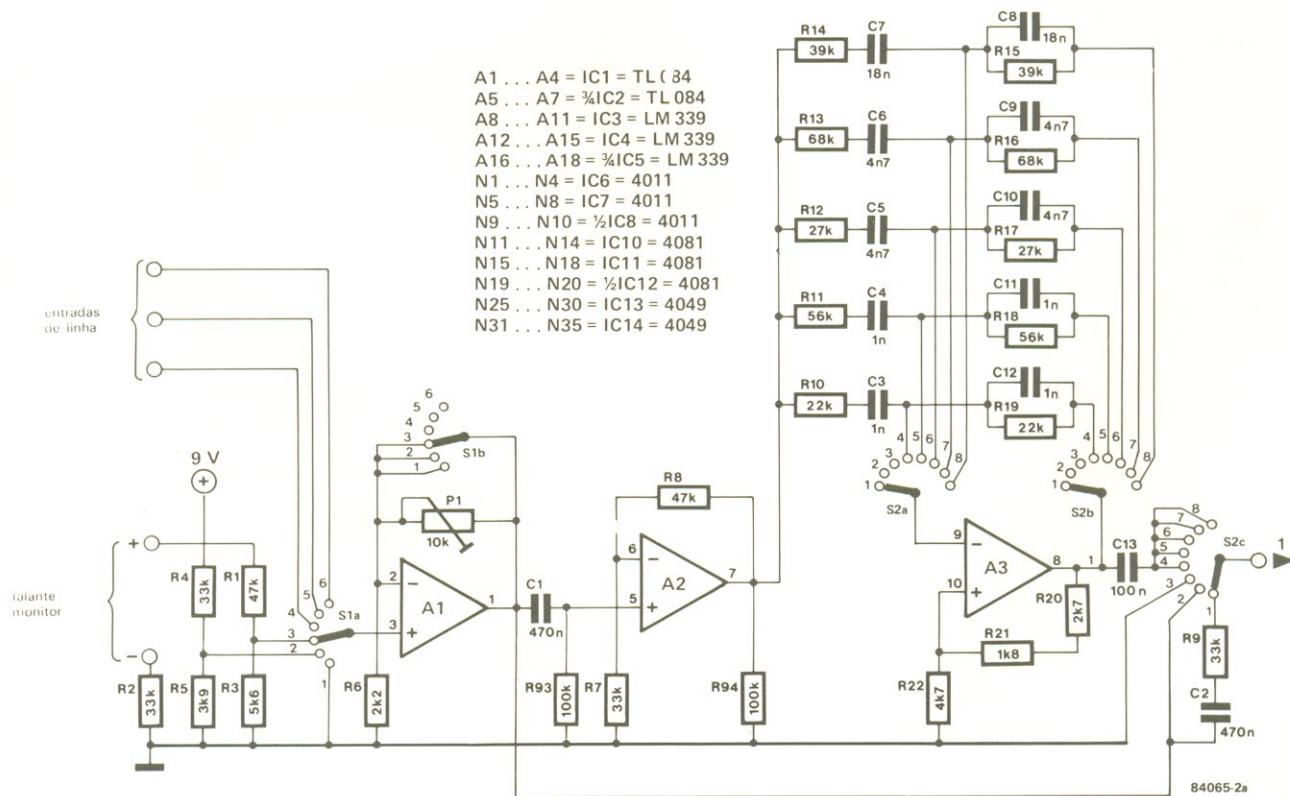


figura 1 – Diagrama simplificado mostrando os principais estágios de um indicador de picos.

figura 2a – Estágio modelador do sinal de entrada, incluindo o filtro passa-banda opcional.

2a



2b

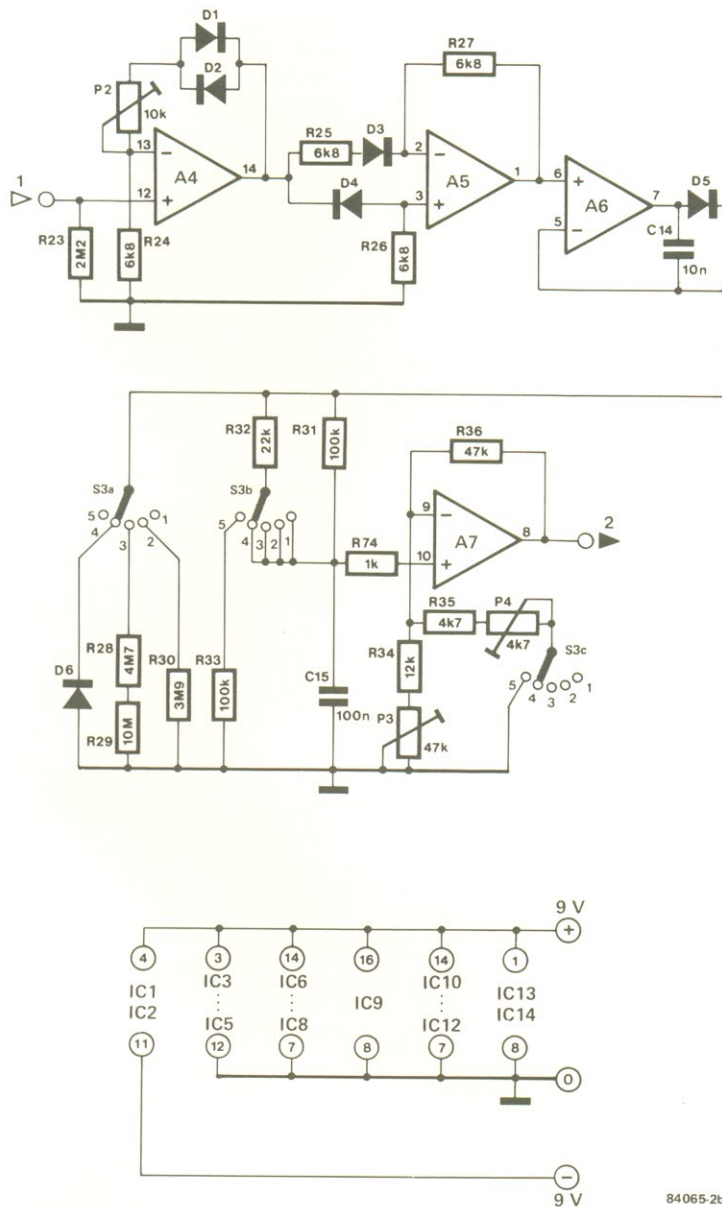


figura 2b – Outros estágios intermediários do medidor: retificador de onda completa, ajuste de ganho e carga de picos.

figura 2c – O estágio de controle do visor é a parte final do circuito; sua montagem é bem mais simples do que parece.

O nível "normal" usado em áudio é de 1 MW sobre 600 ohms ($= 775 \text{ mV}$ sobre 600 ohms), sendo conhecido, por convenção, como 0 dBm.

uma saída correspondente e acendendo o LED associado.

Na modalidade "ponto a ponto", as saídas das portas NE N1...N10 dependem da condição de saída do comparador mais significativo imediato. Assim, quando um certo comparador tem saída alta e o próximo, mais significativo, tem saída baixa, ambas as entradas da porta E relevante estão em "1", acendendo o LED apropriado. Por outro lado, quando dois comparadores adjacentes têm saída alta, as saídas das portas NE e E correspondentes ficam "0" e o LED associado, apagado. Conclui-

se então, que na modalidade de exibição por pontos somente o comparador mais elevado com saída alta faz acender o LED, ao passo que na exibição por barra todos os LEDs inferiores também são ativados.

Outro interessante recurso do controle de visor é o da "amostragem ou retenção de picos", que consiste em manter aceso o maior LED ativado até que a função de exibição de picos seja inibida. Tal função é realizada pelas quatro travas existentes em IC9, que por sua vez são controladas pelas chaves S5 e S6. Estando essas duas

chaves fechadas (ou seja, na posição "1"), as travas ficam liberadas para operação; para aplicar um reset, basta abrir por um instante a chave S6.

Note, porém, que o terminal de reset de cada trava está conectado também às saídas de todas as travas mais significativas, por intermédio dos diodos D7...D12. Elas são ativadas em conjunto com os LEDs correspondentes (um ou mais dos quatro mais significativos), mas devido ao processo de seleção efetuado pelos diodos, que atuam como portas OU sobre os terminais de reset, apenas a trava mais significativa poderá manter seu LED aceso. Observe, ainda, que a operação da modalidade ponto ou barra é totalmente independente da retenção de picos, não sendo, portanto, inibida por ela; em outras palavras, o medidor é capaz de indicar simultaneamente os maiores picos do sinal e seu comportamento normal.

Calibração

É bastante óbvio que qualquer instrumento indicador de níveis (como de resto todo instrumento) revela-se tão bom quanto a própria calibração – que o digam os pilotos que sobreviveram a altímetros defeituosos. Embora nosso caso não seja questão de vida ou morte, um bom ajuste é importante para que o medidor tenha características profissionais e cumpra seus objetivos.

Deve-se, inicialmente, determinar o nível interno de calibração adequado aos sinais de potência que devem ser monitorados; em nosso caso, o nível escolhido foi de 950 mV (CC), que corresponde a 10 W de pico sobre uma carga de 8 ohms. Em seguida, todos os trimpots devem ser posicionados a meio curso, enquanto as chaves S1...S3 ficam nas seguintes posições:

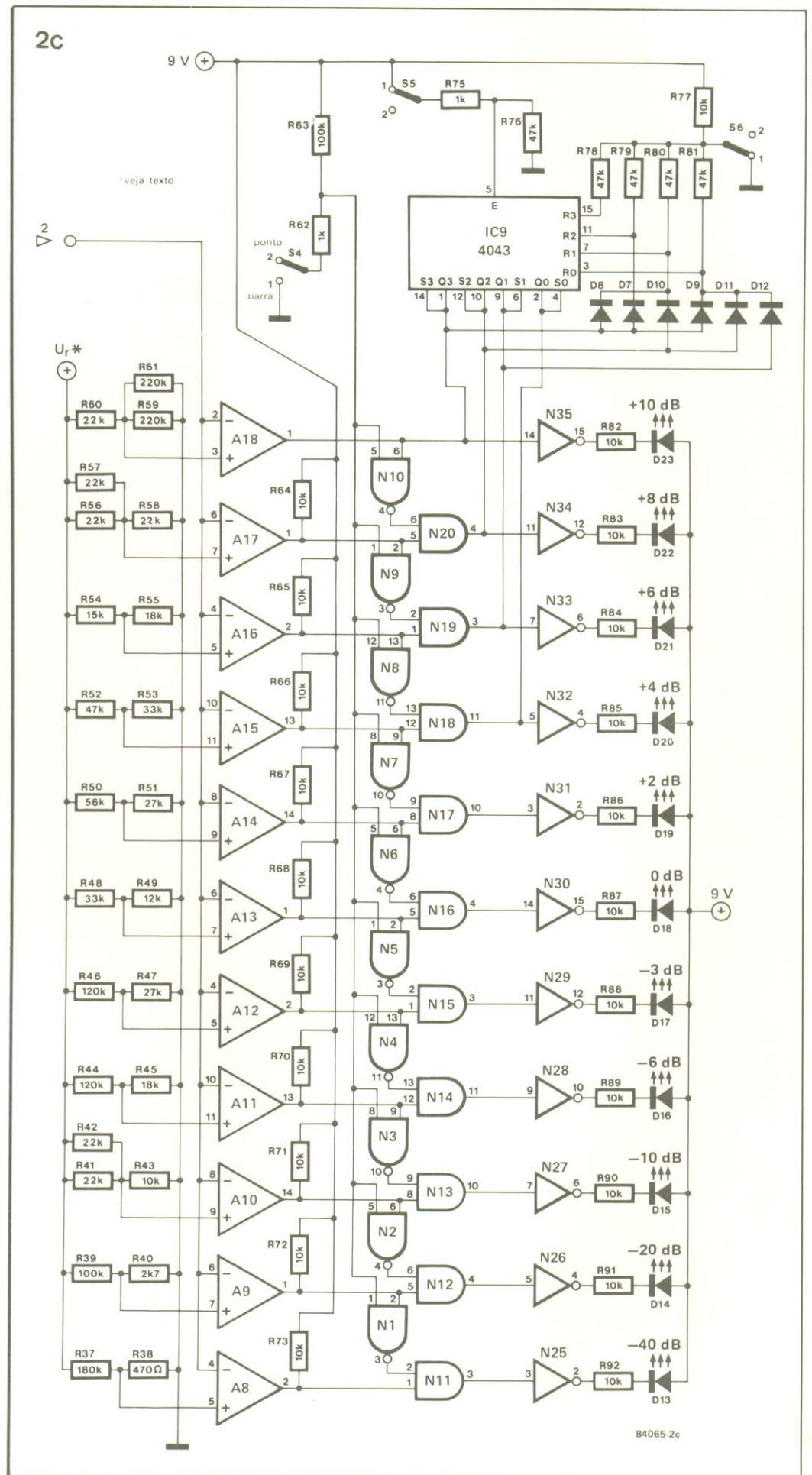
- *S1 – posição 2 (calibração)
- *S2 – posição 2 (filtro em "curto")
- *S3 – posição 2 (resposta a picos)

Ajusta-se então P2 até que seja obtida a saída correta em A7 (talvez seja necessário atuar também em P3, caso a leitura não possa ser obtida apenas com P2). A saída pode ser monitorada através de um voltímetro digital ou um visor de LEDs. Em seguida, comuta-se S3 para a posição 5 (modalidade VU) e ajusta-se P4 para obter a leitura adequada. A entrada para alto-falantes pode ser então calibrada, levando-se S1 à posição 3 e ajustando-se P2 novamente.

A calibração das várias entradas de linha é mais subjetiva. Caso uma delas vá ser usada com um gravador, por exemplo, os próprios indicadores deste poderão ser adotados como termo de comparação, particularmente se forem capazes de responder a picos de sinal. É preciso dispor, nesse caso, de um tom de áudio estável, proveniente de um disco padrão ou um oscilador – mas ele pode ser perfeitamente substituído pela gravação do chiado característico existente entre as estações de FM.

Se os indicadores do gravador não forem utilizados, o nível dessas entradas poderá ser calibrado a partir de cálculos ou de uma tensão contínua condizente com as especificações do equipamento de áudio. Poderá ser necessário, nesse caso, multiplicar os valores RMS por 1,414, a fim de se obter os valores de pico. Como referência, informamos que a tensão de linha normalmente usada para 0 dB (o nível Dolby) equivale a 500 mV de pico.

Qualquer que seja o método empregado, P1 deve ser ajustado para fornecer o nível adequado na saída de A7. A chave S1 deve ficar em uma das posições de linha (4...6), ao passo que as chaves S2 e S3 permanecem na posição 2 (filtro em "curto" e resposta a picos, respectivamente).



Como o próprio nome diz, eles têm formato de anel; mas fora isso, sabemos apenas vagamente de seu bom desempenho em certas aplicações, em especial nos circuitos de áudio. Veremos aqui, então, que apresentam vantagens elétricas, magnéticas e mecânicas reais sobre os transformadores convencionais. E que, infelizmente, o bom gosto custa sempre um pouco mais caro

Transformadores toroidais

Apesar de não serem ainda muito comuns no Brasil, os transformadores em forma de toróide são largamente aplicados em outros países e com razão: suas características de peso, metragem de fio de cobre, perdas e aquecimento são sensivelmente superiores às dos transformadores laminados tradicionais. Sua utilização mais conhecida se dá em equipamentos de áudio, mais especificamente em prês e amplificadores sofisticados, que exigem fontes eficientes e estáveis. Sua difusão talvez não tenha sido maior devido ao custo mais elevado e ao equipamento relativamente complexo

que é necessário para fazer o enrolamento do fio.

* Estrutura

O transformador toroidal utiliza um núcleo em forma de anel, formado por faixas de metal laminado firmemente unidas; os enrolamentos são feitos diretamente sobre o núcleo, dispensando formas e cobrindo toda a sua superfície. Isto tende a melhorar consideravelmente a dissipação de calor e, graças ao formato circular, ocorre uma boa concentração das linhas de fluxo magnético, reduzindo assim os campos espúrios.

Além disso, ele requer fio de cobre em menor quantidade que o transformador comum, para o mesmo número de enrolamentos, reduzindo a resistência ôhmica e a chance de sobreaquecimento.

A confecção do núcleo também difere bastante do convencional: ele forma um anel completo, sem entreferros, sendo feito com tiras de aço laminado de alta qualidade, que são empilhadas e depois compactadas e enroladas. As duas extremidades, em seguida, são soldadas uma à outra, para evitar que a estrutura "desenrole". É evidente, portanto, o trabalho e a tec-

1

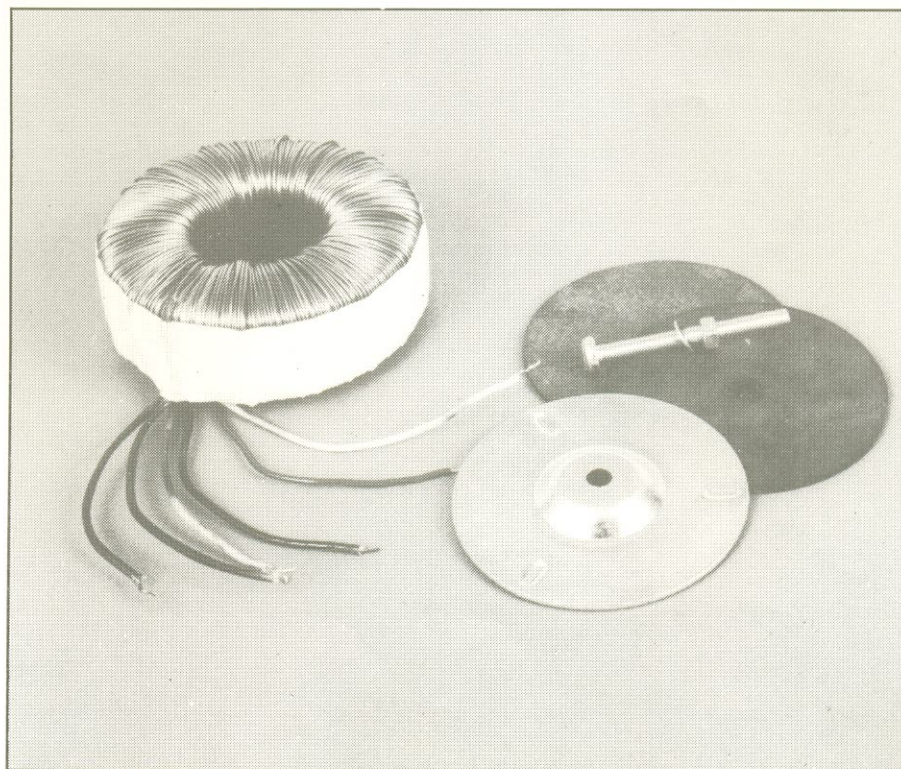


figura 1 - Aspecto de um típico transformador toroidal de pequeno porte, do tipo usado em circuitos eletrônicos.

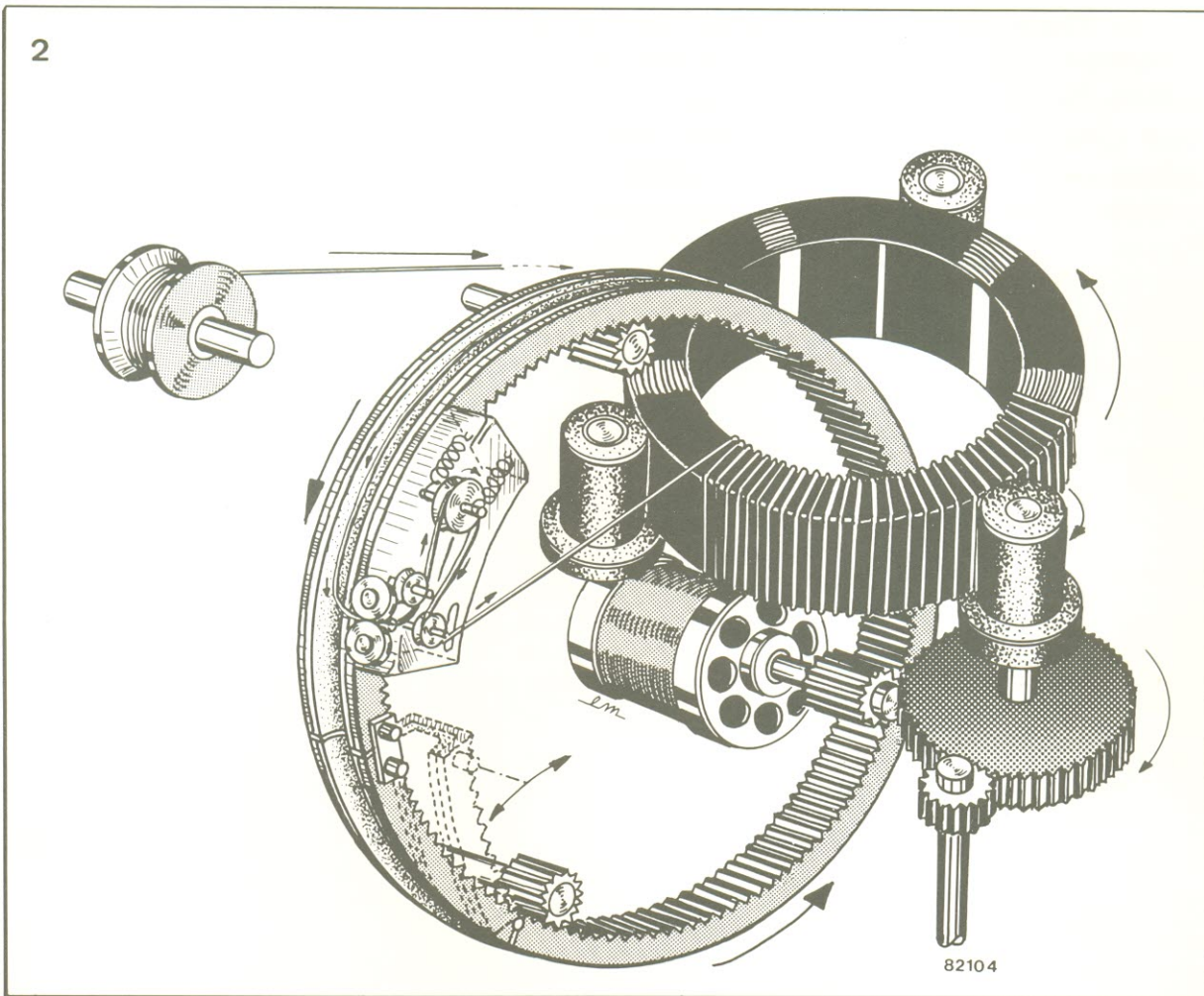


figura 2 – O engenhoso método concebido para o enrolamento automático dos transformadores toroidais.

nologia que isto envolve, e sua influência no preço final do produto.

Esse tipo de estrutura ajuda a concentrar as linhas de fluxo no núcleo, com perdas mínimas. Outra vantagem é a operação silenciosa; de fato, graças às lâminas perfeitamente compactadas e totalmente envolvidas pelos enrolamentos, fica eliminado aquele zumbido característico dos núcleos laminados comuns. Quanto aos aspectos mecânicos, os transformadores tradicionais costumam ser de 2 a 3 vezes maiores e mais pesados que os toroidais correspondentes. As perdas no ferro também são razoavelmente menores e a ausência quase total de campos espúrios reduz o risco de surgirem ruídos indesejáveis em fontes de alimentação (daí sua utilização em sistemas de som).

E o que dizer do preço e da variedade de tipos disponíveis? Usando como exemplo a Inglaterra, onde esses transformadores já estão bastante difundidos (até mesmo para kits), pode-se encontrar modelos de 15 até 680 VA – embora alguns fabricantes forneçam tipos de até 5 kVA –, a maior parte deles com dois secundários

de 6 a 60 V. Até a faixa de 200 VA, em média, eles são mais caros que os convencionais, mas entre esse valor e cerca de 500 VA a situação inverte. Como única desvantagem, além do preço, eles exigem um fusível lento com o dobro do valor usado normalmente, pois o material empregado no núcleo provoca elevados surtos iniciais de corrente.

Enrolando núcleos toroidais

A confecção desses transformadores pode representar, à primeira vista, um grande quebracabeças: como enrolar fio em um anel fechado? Como muitas outras dúvidas dessa natureza, a solução é relativamente simples – ao menos, depois que sabemos como resolvê-la. A figura 2 nos mostra a solução, através de um esquema.

O núcleo já pronto é instalado em uma máquina capaz de retê-lo e girá-lo. Ao mesmo tempo, um anel denteado com um diâmetro três vezes maior que o do núcleo é acoplado a ele, quase como dois elos de uma corrente; esse anel

também pode ser girado, enquanto recebe uma quantidade de fio esmaltado equivalente a um enrolamento.

Agora vem o “truque” que torna tudo tão simples: a extremidade do fio é enrolada cerca de 180° ao redor de um carretal-guia do anel e mantida sobre a borda exterior do núcleo; o anel muda então o sentido de rotação e enrola o fio sobre o núcleo enquanto este vai sendo girado lentamente, de forma que o enrolamento fique uniforme. A tensão mecânica sobre o fio é facilmente controlada e o processo todo não toma mais que três minutos por enrolamento.

■

**A tecnologia do silício está dando sinais de cansaço?
Será superada em breve pelo arsenieto de gálio?
A substituição será total ou apenas em determinadas áreas?
Para responder a essas questões sobre o
futuro da microeletrônica, nada melhor que um artigo sério e bem
fundamentado, que nos mostre as verdadeiras virtudes e
fraquezas de cada material.**

Os limites do silício

Pode parecer estranho, face ao atual desenvolvimento da microeletrônica, perguntar por quanto tempo o silício ainda será utilizado. De fato, recentemente foi anunciado o lançamento das primeiras RAMs dinâmicas de 1 megabit e para 1988 espera-se já ter as de 4 Mb à disposição, todas empregando tecnologia de silício – duas boas amostras da saúde que ela ainda defruta. Tais desenvolvimentos da integração em larga escala foram possíveis graças ao domínio sobre a tecnologia de processos, que permitiu também uma gradativa redução nos custos por bit dos circuitos integrados.

Esse fato está claramente demonstrado na figura 1, que ilustra a evolução dos custos por bit para as várias gerações de memórias RAM dinâmicas, sob a forma de curvas (onde aquelas referentes às RAMs de 1 e 4 Mb foram levanta-

das por estimativas). Mas antes de entrarmos na questão dos limites do silício e de sua substituição pelo arsenieto de gálio, vamos delinear rapidamente o desenvolvimento dessa tecnologia.

Pelos padrões atuais da microeletrônica, a tecnologia do silício pode ser considerada "antiga": em 1961 foi desenvolvido o primeiro circuito integrado de germânio; o de silício viria um ano mais tarde. Esse processo nos permitiu evoluir, em apenas 26 anos, da integração de alguns transistores numa pastilha para mais de um milhão deles, em dispositivos lógicos regulares, ou mais de cem mil no caso de lógica irregular. Em outras palavras, a complexidade dos circuitos aumentou mais de 100 mil vezes nesse curto espaço de tempo.

Considerando todos esses desenvolvimentos, será que existe

mesmo um concorrente na figura do arsenieto de gálio? O mercado potencial desse material foi estimado em 3,2 bilhões de dólares em 1992, uma quantia respeitável, principalmente se levarmos em conta que o mercado alemão de microeletrônica, por exemplo, foi avaliado em um bilhão de dólares em 1985. Diante dessa contrapartida, é natural que nos perguntemos quanto fôlego ainda resta ao silício; para responder a isso, devemos considerar uma série de tópicos:

- os mecanismos de substituição que resultam na troca de uma técnica ou tecnologia por outra;
- os limites do material;
- os limites das técnicas de integração;
- o comportamento do mercado em relação ao silício e ao arsenieto de gálio.

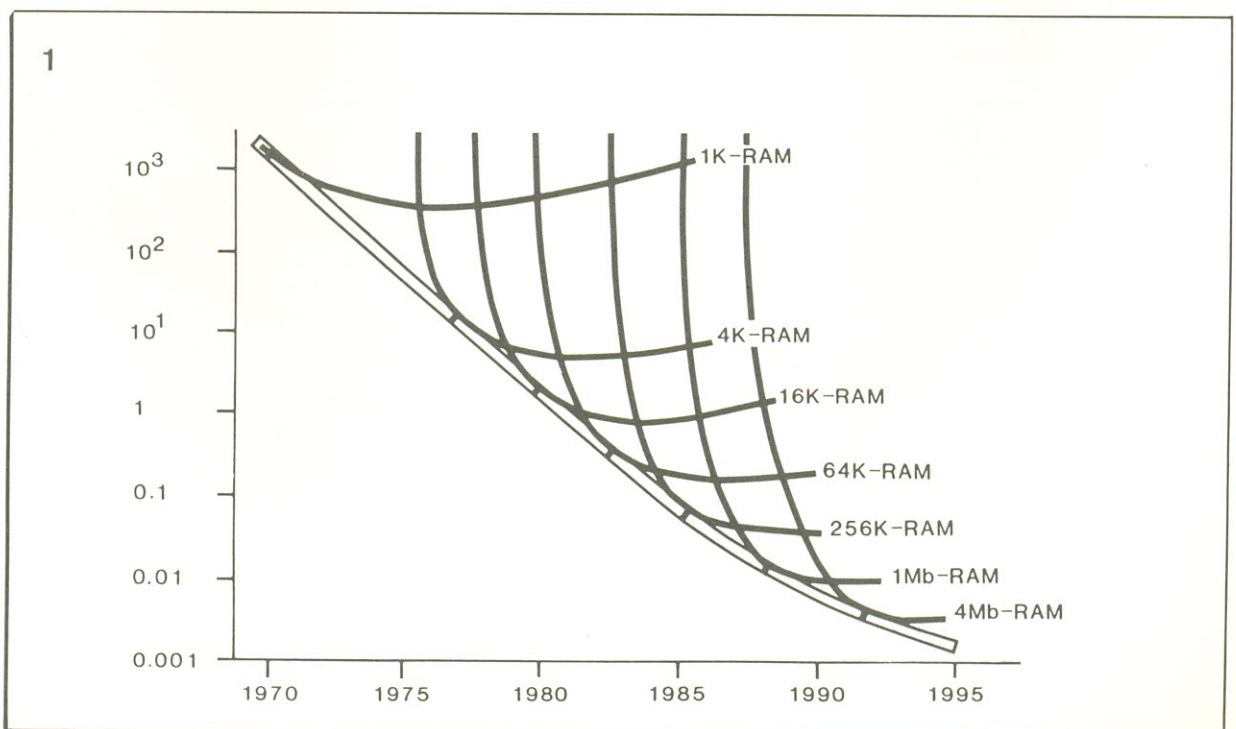


figura 1 - Evolução dos custos relativos, por bit, das memórias RAM dinâmicas CMOS.

tabela 1 - Estágio tecnológico atual

	Si	GaAs
Diâmetro da pastilha	6"	3"
Densidade de falhas	< 10 / cm ²	> 10 ⁴ / cm ²
uniformidade da pastilha pureza da pastilha uniformidade de superfície		
Área da pastilha	> 50 mm ²	10 - 15 mm ²
Componentes/CIs	10 ⁶	10 ⁴

Vejamos cada um desses itens em detalhe e separadamente.

Mecanismos de substituição

Podemos afirmar que uma técnica ou tecnologia só dá lugar a outra sob as seguintes condições:

- quando as limitações técnico-econômicas da mesma tornam-se aparentes, isto é, a substituição resulta em menor custo;
- quando se espera uma evolução mais rápida de alguma tecnologia alternativa, juntamente com a tendência a uma maior eficiência; nesse caso, a substituição é feita como investimento futuro;
- sempre que há algum potencial de inovação, com promessas de aplicações completamente novas.

Limites do material

Para avaliar até onde o silício pode ir e as possibilidades do GaAs,

antes de mais nada é preciso analisar as propriedades físicas dos dois materiais, além de seu estágio tecnológico. Fazendo uma comparação física entre ambos, chegamos a salientar três fatores distintos:

- a grande mobilidade dos elétrons no GaAs, que permite confeccionar circuitos muito mais rápidos;
- a maior estabilidade térmica do arsenieto de gálio, além de sua maior resistência à radiação - duas grandes vantagens na implementação de memórias rápidas e com grande densidade de componentes;
- ainda falando do GaAs, uma pior relação entre mobilidade de elétrons e defeitos no material - o que dificulta a utilização de sistemas complementares no arsenieto de gálio.

Mas as características físicas representam somente um dos lados da moeda; para emitir um

juízo definitivo precisamos considerar também o estágio tecnológico dos dois materiais, o que foi feito resumidamente na tabela 1.

Se observarmos essa tabela, veremos alguns dados interessantes. Em primeiro lugar, a densidade de falhas nos CIs de silício é mil vezes menor que nos de GaAs, o que deve ser creditado à maior uniformidade, pureza e regularidade de superfície; em outras palavras, o silício pode ser muito melhor controlado que o arsenieto de gálio, fornecendo assim maior eficiência. Vemos ainda que as áreas das pastilhas de silício já atingem mais que 50 mm², comparados aos meros 10...15 mm² do GaAs; trocando em miúdos, isto significa que com o silício é possível produzir integrados consideravelmente maiores e mais complexos.

Baseados nessa tabela, podemos dizer que o arsenieto de gálio tem duas gerações de atraso em

2

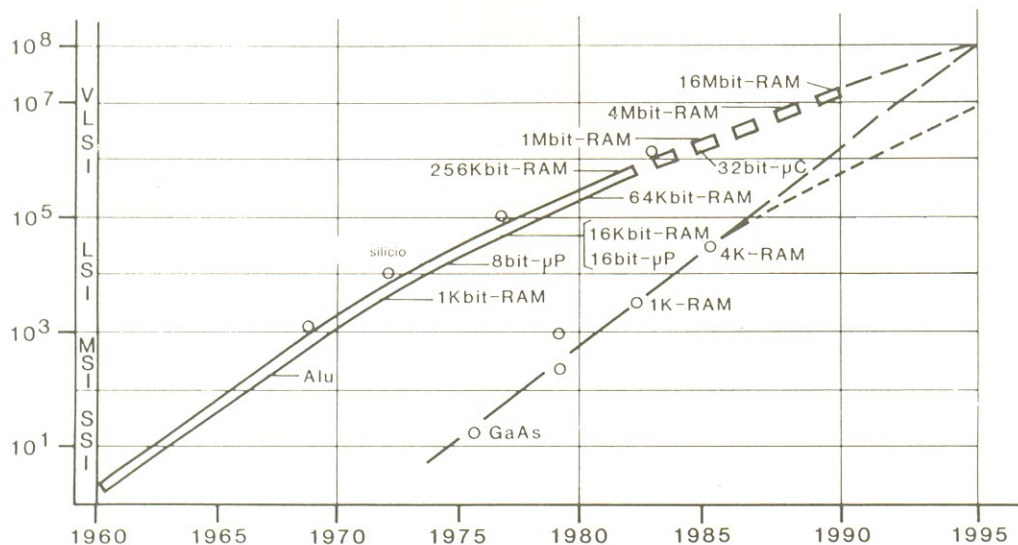


figura 2 - Evolução e complexidade dos circuitos integrados.

tabela 2 – Evolução do retardo das portas

ano	1979/80	1982	1984	1986	1988
processo	1100	700	500	300	“100”
espessura da porta de óxido (nm)	110	70	50	30	10
menor geometria (μm)	6	3.5	2.5	1.5	< 1.0
produto potência-retardo (pJ)	2.5	1.0	0.5	0.25	
retardo de porta (ns)	3.0	1.0	0.4	0.20	< 0.10

Tempo de propagação

extensão do circuito	$L = 10 \text{ mm}$
propagação do sinal	$V_s = 1 \times 10^{10} \text{ cm/s}$
tempo de propagação	$t = 0.1 \text{ ns}$

relação ao silício – ou seja, ainda possui uma tecnologia cem vezes inferior à do seu concorrente direto. Chegamos à mesma conclusão ao analisar a evolução dos circuitos integrados em complexidade, com base na figura 2, onde a linha dupla representa o comportamento dos circuitos de silício e a simples, o dos circuitos de GaAs.

É possível constatar, assim, como o silício evoluiu até as memórias RAM de 4 a 16 megabits, enquanto o GaAs encontra-se agora nos modelos de 4 quilobits (considerando a época em que os primeiros projetos foram apresentados e não o atual estágio de produção desses componentes). Mas se observarmos também as duas curvas em seu todo, teremos que concluir que, mesmo assumindo um desenvolvimento mais rápido para o arsenieto de gálio, este não irá atingir o mesmo grau de complexidade do silício antes de 1995.

Essa, no entanto, é uma estimativa um pouco irreal e os observadores da indústria preferem considerar uma evolução mais lenta para o novo material, representada pela linha com traços menores, na própria figura 2. Dessa forma, mesmo em 1995 é mais realista esperar por uma defasagem de complexidade, do GaAs para o silício, de 10 vezes. Pois bem, se no fator complexidade o arsenieto vai perder para o silício pelo menos durante os próximos 9 ou 10 anos,

o que dizer da maior velocidade de operação dos novos componentes?

Uma boa análise desse fator pode ser feita analisando-se a evolução dos retardos de portas em CIs confeccionados com a tecnologia do silício. A título de exemplo, a tabela 2 mostra como tais retardos evoluíram de 1979/80 até 1986, juntamente com as previsões para 1988, tomando por base os processos MOS da Valvo (subsidiária da Philips na Alemanha Ocidental). Juntamente com a redução das menores geometrias e a consequente diminuição dos retardos de porta, podemos notar também uma elevação simultânea na área da pastilha e no número de componentes por pastilha e por mm^2 .

Isto significa, portanto, que além de os componentes individuais do CI terem ficado mais e mais rápidos, as dimensões da pastilha e a quantidade de componentes na mesma aumentaram sensivelmente em pouco tempo. Já se produz, hoje em dia, pastilhas com $40 \dots 50 \text{ mm}^2$ de área e as de 100 mm^2 deverão ser produzidas até o final deste ano – o que significa que em 1988 os modelos situados em 50 e 100 mm^2 irão representar o padrão tecnológico. Ao mesmo tempo, a extensão dos circuitos nessas pastilhas também deverá aumentar, fazendo com que um comprimento de 10 mm, por exemplo, em pastilhas de

aproximadamente 80 mm^2 , deixe de ser excepcional.

Ainda pela tabela 2, porém, vemos que o tempo de propagação em um circuito com 10 mm de extensão é de 0,1 ns, assumindo o valor de 10^{10} cm/s para a propagação de sinais. Concluimos, assim, que nas pastilhas cuja geometria é inferior a $1 \mu\text{m}$ e cuja área é de 100 mm^2 , a velocidade dos componentes e o tempo de propagação entre eles têm a mesma ordem de grandeza. Essas observações, por fim, nos levam a deduzir que na integração em altíssima escala as características dos componentes deixem de influir sobre a velocidade de processamento e são substituídas pelo arranjo do circuito nessa influência. Desse modo, se o silício fosse trocado por GaAs em CIs de alta integração como esses, dificilmente haveria alguma alteração significativa de velocidade – já que ela é determinada principalmente pelo tempo gasto nas ligações entre componentes.

Limites da integração

A rapidez de processamento, portanto, também não é um fator determinante da substituição do silício pelo arsenieto de gálio. Assim sendo, só poderemos fazer uma previsão sobre as probabilidades dessa substituição se voltarmos ao segundo item e respondermos à questão dos limites impostos à tecnologia do silício; pre-

tabela 3 – Perspectivas para 1990/1995

nível do principal produto	memórias		lógica MOS		bipolares	
	1ª ger.	2ª ger.	1ª ger.	2ª ger.	1ª ger.	2ª ger.
largura da estrutura	0.7 μm	0.3 μm	0.7 μm	0.3 μm	0.9 μm	0.5 μm
dimensões da pastilha	100 mm ²	< 200 mm ²	100 mm ²	200 mm ²	–	–
funções transistorizadas	5×10^6	10^8 - 10^9	10^6	10^8	10^5	10^7
níveis de fiação	4	<6	<6	<10	<5	<8
frequência-limite	–	–	–	–	12 GHz	40 GHz
tempo de acesso	40 ns	<40 ns	–	–	–	–
ritmo de transmissão de dados	–	–	–	–	2.4 Gbit/s	10 Gbit/s

cisamos esclarecer, então, se esse material tem mais possibilidades de alcançar seus limites tecnológicos que o arsenieto de gálio. Essa questão, entretanto, levanta outras referentes aos limites globais das próprias técnicas de integração, que são basicamente as mesmas com ambos os materiais.

Essas técnicas dependem em grande escala das menores geometrias que podem ser usadas nos CIs e da tecnologia de processo empregada para isso. Se considerarmos, por exemplo, as perdas de rendimento em memória dinâmicas de 64 k, 70% se deve a defeitos aleatórios (isto é, falhas causadas pelos processos litográficos e de deposição); cerca de 10% delas podem ser atribuídas à estrutura (ou seja, às tolerâncias da geometria); e apenas 20%, aproximadamente, está relacionado com os parâmetros dos componentes (isto é, diretamente ligado ao processamento do silício).

Os limites físicos das estruturas vertical e lateral giram em torno de 0,05 μm para transistores bipolares de 0,1 μm no caso dos transistores MOS. Tais limites são estabelecidos pelas dimensões mínimas das regiões de cargas espaciais – que são de 0,03 μm à temperatura ambiente e com tensões de 1 V.

Quanto aos limites que podem ser atingidos na prática, podemos fazer algumas estimativas. Em termos de produção em larga escala, as técnicas de litografia e decapagem não têm possibilidade de ultrapassar a marca do 0,1 μm ; a iso-

lação, por sua vez, requer distâncias geométricas de 0,05 μm , aproximadamente; e para manter a resistência de contato dentro dos níveis toleráveis, nos componentes com menos de 100 ohms, os furos de contato devem ter igualmente um diâmetro maior que 0,3 μm . O passo, como é chamado a soma da largura de traço com o espaçamento entre eles, não poderá ser menor que 1 μm , principalmente por questões de confiabilidade.

Os limites previstos na prática são, portanto, maiores que os limites físicos; e os limites das técnicas de integração não são estabelecidas pelas propriedades físicas do silício e sim pelos próprios limites em litografia, isolamento, diâmetro de contato e passo. Como será então que a tecnologia do silício irá se desenvolver entre 1990 e 1995? A tabela 3 fornece algumas estimativas para esse período, com base nos conhecimentos tecnológicos atuais.

Vemos que em 1990 espera-se dispor de estruturas de segunda geração, com 0,3 μm de traço e áreas variando entre 100 e 200 mm². A diferença entre a primeira e a segunda geração será devida ao processo litográfico, já que estruturas de 0,3 μm não podem ser implementadas pelos métodos óticos, devendo utilizar então a litografia de raios X. Os desenvolvimentos nesse sentido estão bem avançados e deverão estar disponíveis comercialmente por volta de 1990.

Essas projeções são válidas para os componentes MOS. No

entanto, é interessante darmos uma espiada na coluna da direita, na tabela 3, onde estão resumidos os desenvolvimentos esperados para os componentes bipolares. Vemos aí que são previstas geometrias de 0,9 μm para a primeira geração e de 0,5 μm para a segunda, resultando em frequências-limite de 12 e 40 GHz, respectivamente.

Traduzindo em termos práticos, isto significa que a tecnologia bipolar do silício vai permitir a implementação de sistemas com velocidades de transmissão de 2,4 Gbits/s (na 1ª geração) e 10 Gb/s (na 2ª geração). O grau de integração, porém, será consideravelmente inferior ao obtido com os circuitos MOS, embora os componentes de silício mostrem-se adequados à confecção de sistemas bastante rápidos para o processamento de sinais.

Se voltarmos agora à questão colocada no início, ou seja, por quanto tempo ainda o silício vai ser usado, associada à questão da substituição, deveremos considerar novamente aqueles três pontos básicos:

1. Por economia – os custos por bit do silício baixaram mais de mil vezes entre 1970 e 1985;

2. Como investimento – vimos que as técnicas de integração, e não as propriedades do silício, é que deverão estabelecer tais limites;

3. Por inovação – o silício já permitiu confeccionar componentes que operam na faixa dos GHz e nova possibilidade deverão surgir entre 1990 e 1995.

Os mercados

Onde vamos encontrar, então, aplicações para o arsenieto de gálio? De imediato, nas áreas que pedem maior resistividade térmica, elevada resistência à radiação e utilizações sofisticadas em optoeletrônica – as quais exigem propriedades físicas inexistentes no silício ou em que este perde para o GaAs. Em outras palavras, esse novo material é mais indicado para aplicações militares, de aviação e aeroespaciais, que em 1984 representavam cerca de 46% da demanda por componentes de GaAs e devem atingir os 56% em 1992. Além disso, tais circuitos não deverão alcançar altas integrações, ficando no nível dos atuais componentes MSI (integração em média escala).

O arsenieto de gálio deverá encontrar aplicação também sob a forma de circuitos SSI (integração em pequena escala), como dispositivos de interface para comunicações; dificilmente chegará ao nível dos sistemas VLSI (integração em altíssima escala). Serão então confiáveis os dados comentados no início desta matéria, que estimavam um mercado de 3,2 bilhões de dólares para o GaAs, em 1992? Segundo os especialistas, eles podem ser considerados corretos com base nas informações disponíveis hoje em dia. Mas eles mostram ainda que isso representa uma pequena parcela do que será o mercado de semicondutores no futuro próximo, ao passo que o silício continuará a dominá-lo, fornecendo o material básico para a integração em larga escala.

Concluindo...

Em suma, podemos afirmar que o arsenieto de gálio jamais será um substituto do silício nos sistemas VLSI, mas antes um material que poderá desempenhar melhor certas funções específicas. Mesmo essas funções, entretanto, deverão ser analisadas criticamente, já que envolvem o uso de interfaces. Assim, por exemplo, a posição das interfaces entre circuitos de silício e GaAs, em sistemas de comunicações, vai determinar o sucesso ou fracasso do projeto.

Mas não serão apenas as propriedades físicas, necessariamente, a desempenhar um papel decisivo nessa escolha; a viabilidade tecnológica de todo o sistema também é de grande importância. De fato, a transição de uma tecnologia já dominada há bastante tempo para outra relativamente nova e "difícil" sempre envolve uma série de riscos técnicos. Pode-se chegar à conclusão que é mais seguro, portanto, usar uma tecnologia familiar e aperfeiçoada, mesmo às custas da "elegância técnica", e apelar para a outra somente quando for absolutamente necessário, pela rapidez e eficiência.

Assim sendo, a escolha criteriosa de uma tecnologia e a questão das interfaces entre tecnologias serão vitais para o sucesso dos sistemas mais complexos. Devemos ter em mente, além disso, que implementar funções com o GaAs que não podem ser implementadas com o silício não representa uma substituição; não faz sentido, portanto, incluir tais questões em qualquer discussão desse tipo. ■

Extraído do *Philips Report* nº 10.759E (a partir de uma palestra do Dr Peter Draheim, Valvo, Philips GmbH, Alemanha Ocidental).

Limitador de dissipação

O elemento estabilizador de uma fonte de alimentação pode esquentar perigosamente quando a diferença entre as tensões de entrada e saída é muito elevada, já que cabe a ele dissipar toda essa diferença. Isto pode ser remediado pela redução da tensão no secundário do transformador, antes do estabilizador. Algumas fontes dispõem de uma chave com essa função, de modo que o estabilizador não precise arcar com tanta potência desnecessariamente.

O circuito aqui proposto (figura 1a) faz a mesma coisa, mas de uma forma especial: empregando um transformador com derivação central no secundário, permite que a tensão entregue pelo conjunto retificador caia pela metade, comutando-o de onda completa em ponte para onda completa simples. Essa comutação, porém, dispensa cha-

ves mecânicas; deve-se apenas fornecer a instrução correta ao circuito – o que também pode ser automatizado!

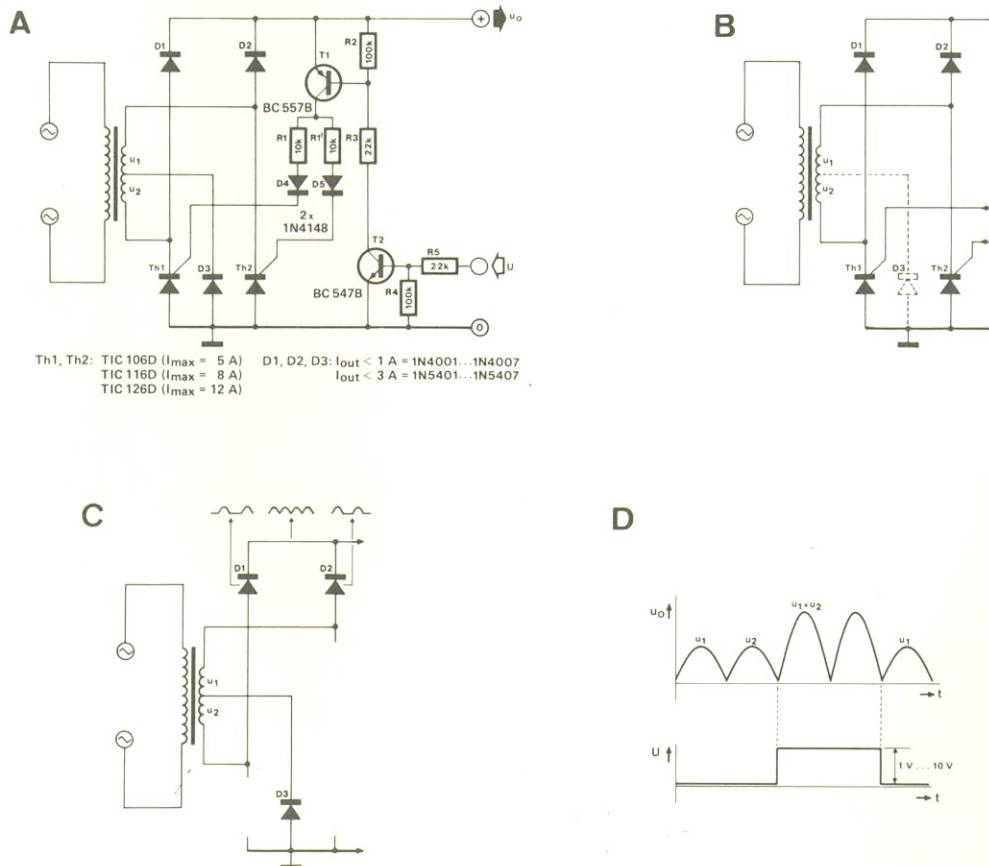
De quatro para dois diodos (e vice-versa)

As duas metades do enrolamento secundário devem ficar em série para fornecer $u_s = u_1 + u_2$; basta então aplicar uma tensão entre 1 e 10 V à base de T2. Os dois transistores passam a conduzir, disparando os SCRs Th1 e Th2 através de R1, R1', D4 e D5. Nessas condições, os tiristores formam um retificador em ponte, tipo circuito de Graetz, juntamente com D1 e D2 (figura 1b). O diodo D3 evita, nessa configuração, que os enrolamentos secundários sejam curto-circuitados através da derivação central e um dos SCRs.

Sempre que for preciso reduzir a tensão à metade ($u_1 = u_2 = u_s/2$), o potencial deverá ser nulo na base de T2 – o que tem o efeito de desativar o tiristores e deixar a retificação a cargo de D1 e D2, somente (figura 1c). Como se vê, continuaremos a ter onda completa, mas retificada a partir de metade do enrolamento secundário; esse processo está ilustrado graficamente na figura 1d, em relação ao nível aplicado na base de T2.

Com exceção do estágio sensor, o circuito não recebeu valores, já que isso vai depender de cada caso, de acordo com o tipo de fonte envolvida. Assim, tais valores, particularmente os de D1 e D2, deverão ser determinados para satisfazer as aplicações da fonte. O mesmo podemos dizer quanto à forma de aplicar a tensão de controle a T2.

1



Sonda lógica

Como se vê no diagrama, o transistor T1 forma, juntamente com R3, R4, D5 e D6, uma fonte de corrente para os LEDs D3 e D4. Dessa forma, a corrente por eles será sempre de 12 mA, independentemente da tensão de alimentação. Para que um dos dois acenda, é preciso que seja aterrado por meio de N1 ou N2.

Sabemos, então, que os LEDs têm uma fonte de corrente constante e estão sempre prontos a acender. Isso, por outro lado, vai depender da tensão aplicada ao terminal aberto de R1. Assim, por exemplo, se um nível relativamente elevado (em relação à terra) for aplicado a esse ponto, N1 vai invertê-lo, ativando D3 – que irá indicar, portanto, o nível lógico “1”. O Outro LED, porém, permanecerá apagado, pois seu catodo não terá sido aterrado.

Mas se uma tensão inferior a 1/3 da alimentação for aplicada a R1, ela também será invertida duas vezes, deixando D3 apagado e acendendo D4; é a indicação de nível “0”. A rede formada por R1, D1 e D2 tem a função de proteger o circuito contra sobrecargas na entrada, ao passo que a alta impedância de entrada, oferecida por R2 (10 megohms), visa sobrecarregar ao mínimo o circuito sob teste. Esse resistor também “inutiliza” a entrada do primeiro inversor sempre que a entrada está em aberto, evitando que a sonda fique maluca.

Temos, em suma, uma simples e eficiente ponta de prova lógica para circuitos TTL e CMOS (embora nos primeiros os níveis mostrados não corres-

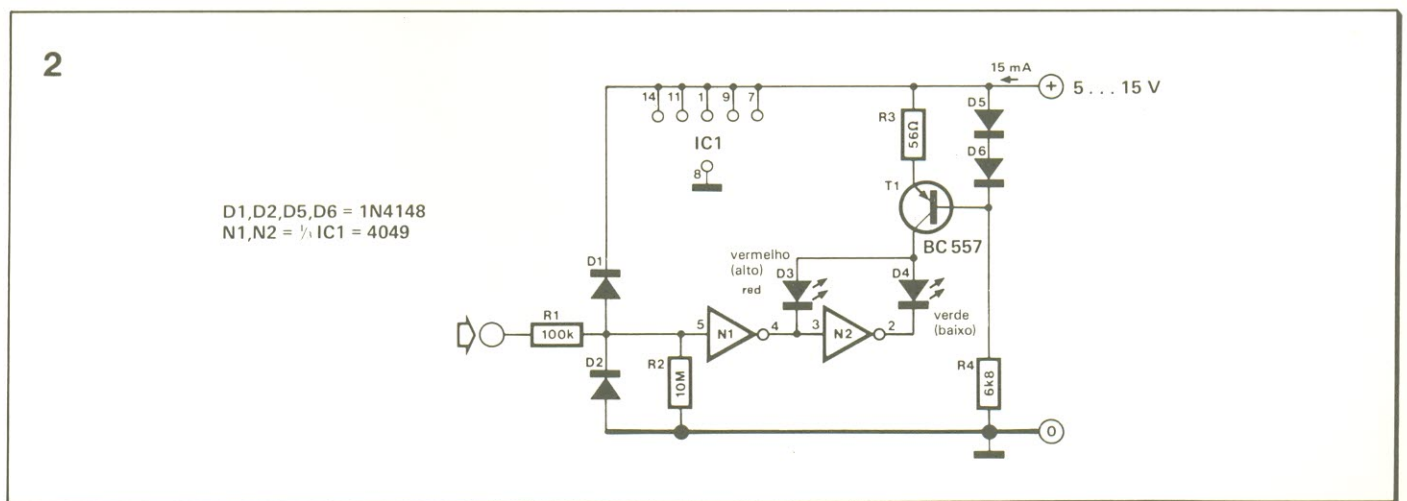
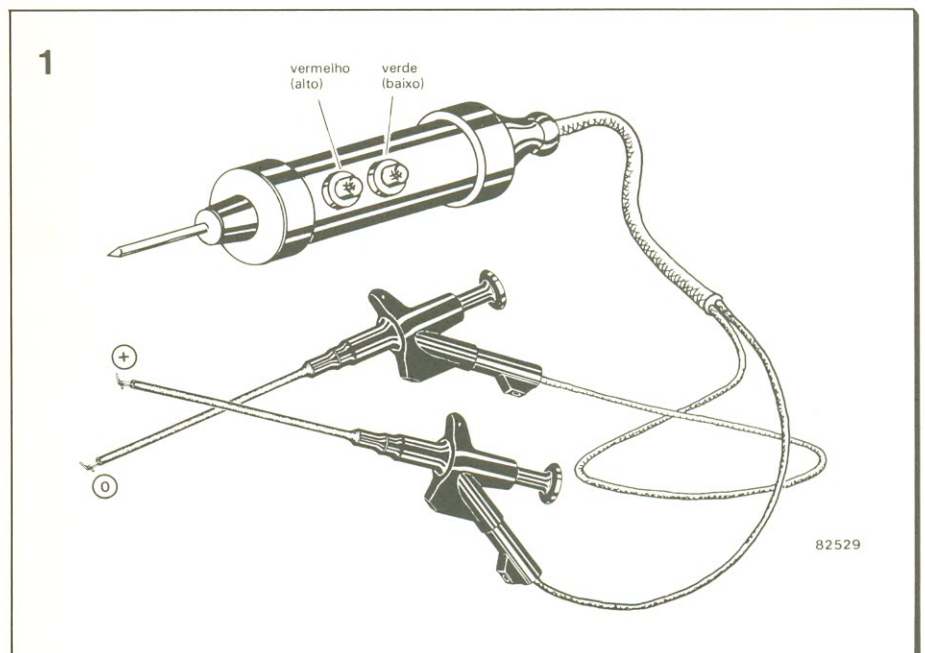
com indicação instantânea

pondam exatamente à definição teórica; a indicação serve, no entanto, para fazer estimativas). No caso de trens de pulsos, os dois LEDs vão acender simultaneamente, não importando sua frequência.

A sonda dispensa alimentação própria, pois trabalha pelo sistema de “casamento automático de nível” – o que soa complicado, mas consiste simplesmente em alimentá-la com a tensão do próprio circuito em teste. Como resultado, a sonda vai sempre responder

corretamente aos níveis em jogo, a qualquer momento.

O circuito inteiro pode ser alojado em um tubo plástico (veja ilustração) ou mesmo no corpo de uma caneta esferográfica, com um pedaço de fio de cobre grosso servindo como ponta de prova. Na outra extremidade poderão ficar, então, os fios de alimentação com algum tipo de garra nas extremidades; uma vez ligados esses fios ao sistema sob teste, bastará tocar qualquer ponto do mesmo para termos instantaneamente seu nível lógico.



Indutores na prática

(fevereiro 87, pág. 52)

Devido a um problema de impressão, a listagem do programa para o cálculo de bobinas saiu muito apagado em certos pontos. Repetimos então o programa, agora bem mais contrastado. Como o verso desta parte da folha está em branco, ele pode ser recortado e colado sobre a listagem original.

```

10 PRINT CHR$(26):REM clear screen kaypro
20 A$="JAN"
30 PRINT"          Inductance Calculations"
40 PRINT"          -----"
50 FOR X=0 TO 5:PRINT:NEXT
60 PRINT CHR$(11);:PRINT CHR$(7);
70 INPUT "circular or square coil formen (c/s)";Q$
80 IF Q$="c" OR Q$="C" OR Q$="s" OR Q$="S" THEN 100
90 IF A$="JAN" THEN 10 ELSE 60
100 IF Q$="S" OR Q$="s" THEN 190
110 INPUT "coil diameter (mm) =";A
120 A=A/2
130 GOSUB 260
140 N=SQR(L/(.0000004*PI*A*(LOG(1+PI*U)+1/(2.3+1.6/U+.44/(U*U))))))
150 IF S<1 THEN 330
160 GOSUB 450
170 IF Z<0 THEN 140
180 GOTO 330
190 INPUT "side of the square (mm) =";A
200 GOSUB 260
210 N=SQR(L*PI/(.0000004*PI*A*(LOG(1+PI*U)+1/(3.64+2/U+.51/(U*U))))))
220 IF S<1 THEN 330
230 GOSUB 450
240 IF Z<0 THEN 210
250 GOTO 330
260 INPUT "Space between turns (Y/N)";S$
270 S=S$
280 IF S$="N" OR S$="n" THEN B=A:S=1:INPUT "wire diameter (mm) =";D:D=D/1000:GOTO 300
290 INPUT "coil length (mm) =";B
300 INPUT "L (uH) =";L
310 B=B/1000:A=A/1000:L=L/1E+06:U=A*B:PI=3.14159
320 RETURN
330 R=N-INT(N)
340 IF R<.5 THEN N=INT(N) ELSE N=INT(N)+1
350 PRINT "number of turns =";N
360 IF S=1 THEN 380
370 PRINT "maximum wire diameter =";1000*(B/N);"mm"
380 FOR X=0 TO 79:PRINT "-";NEXT
390 INPUT "More (Y/N)";A$
400 PRINT CHR$(11);
410 FOR X=0 TO 79:PRINT " ";NEXT
420 FOR X=0 TO 2:PRINT CHR$(11);:NEXT:REM KAYPRO CURSOR UP
430 IF A$="Y" OR A$="y" THEN 70
440 END
450 Z=1:K=N*D:IF ABS((K-B)/B)<.00003 THEN Z=0:RETURN
460 B=(K+B)/2:U=A/B:RETURN

```

Traçador de curvas para transistores

(abril 87, pág. 20)

Por descuido na revisão, a lista de materiais ficou desfalcada. Eis os valores já corrigidos:

R1,R4- 4,7 k

T1...T4, T6-

BC107, BC108,

BC109 ou equivalentes

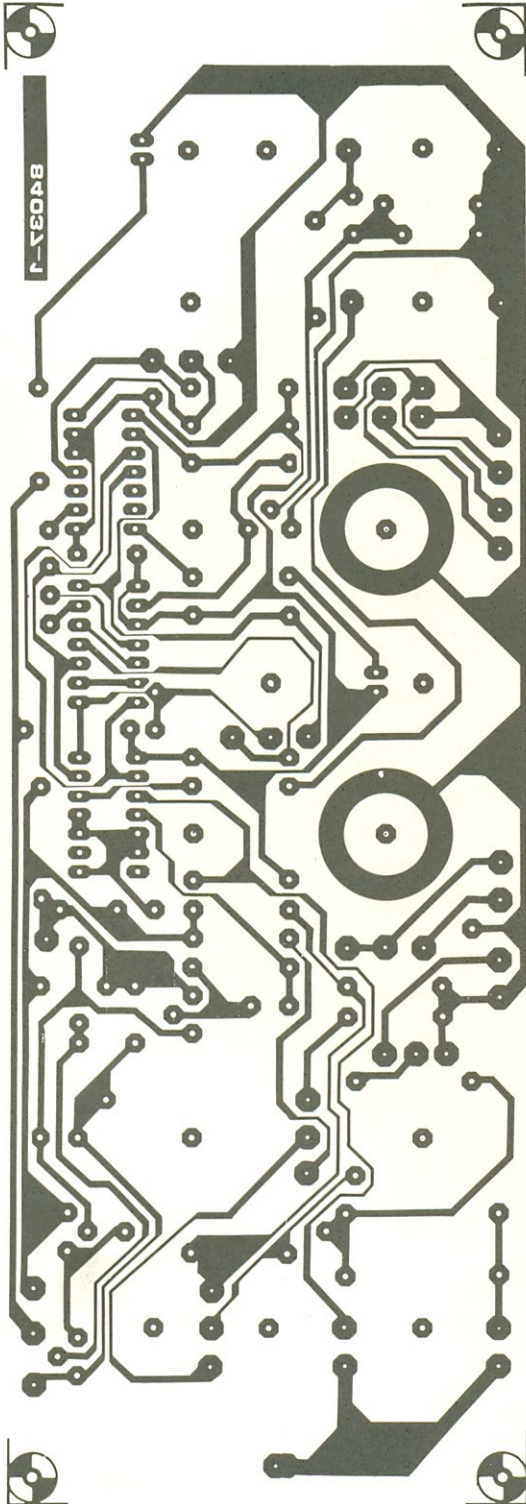
T5- BC177 ou

equivalente

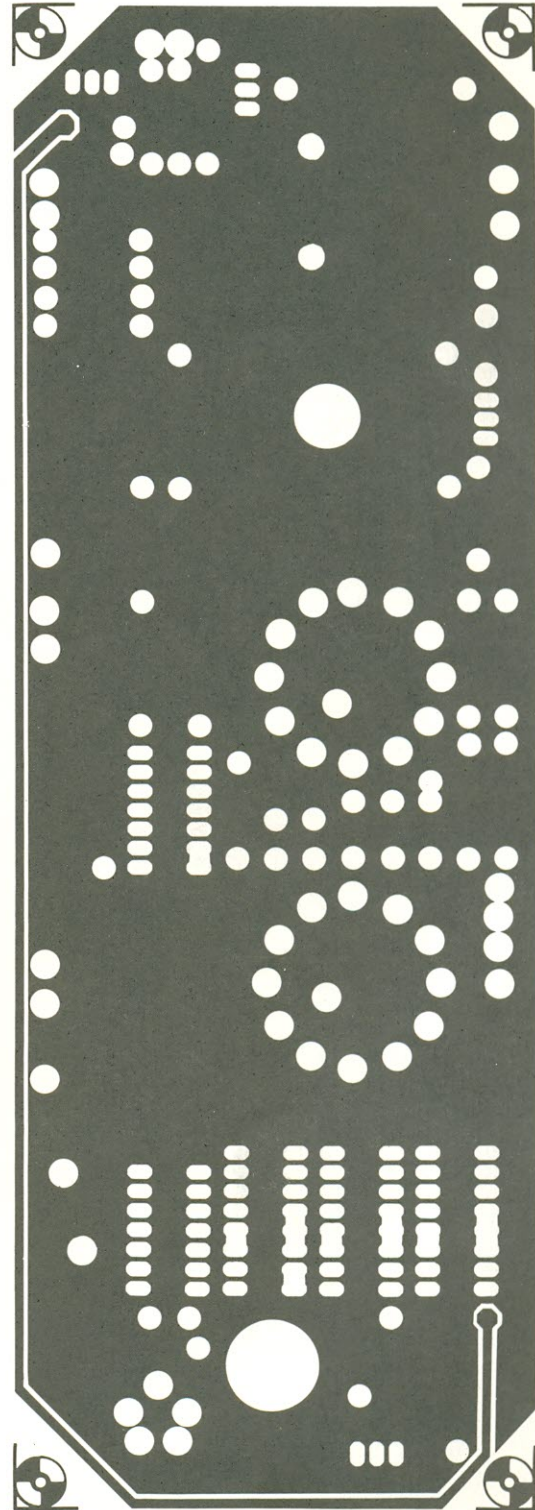
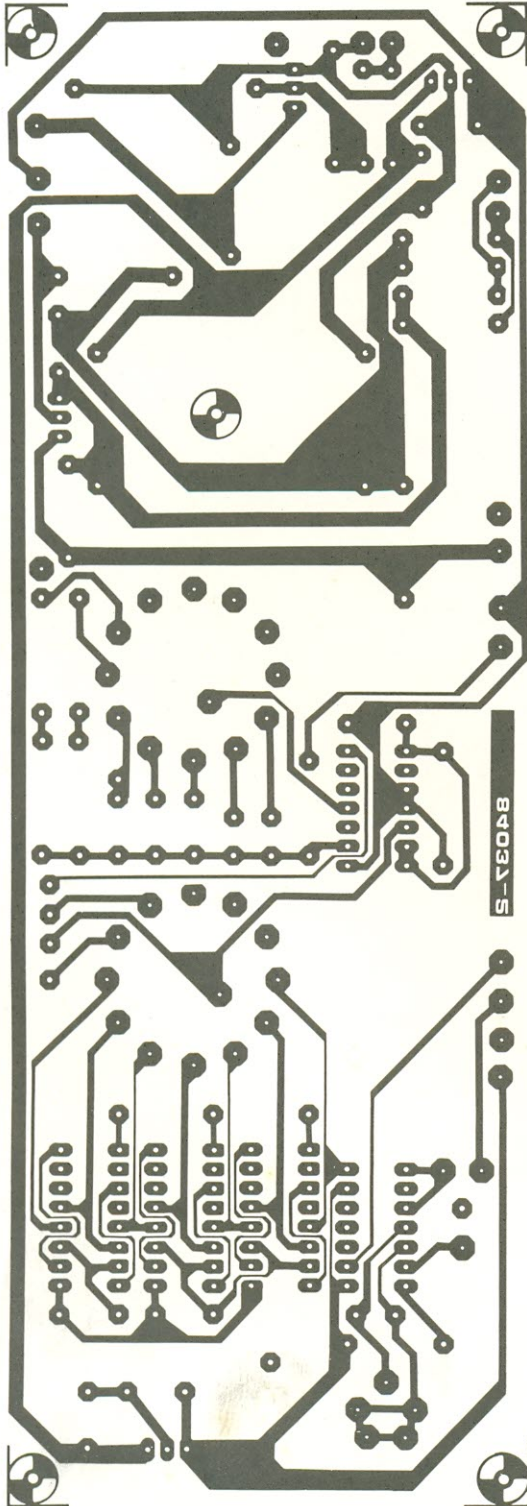
D1- AA119, OA95

ou equivalente

*gerador
de pulsos
s sofisticado*



gerador
de pulsos
sofisticado



Os métodos de controle para luzes estroboscópicas variam desde o acoplamento direto a amplificadores até sistemas computadorizados. Este circuito propõe-se a ser um meio termo, capaz de operar com segurança e de proporcionar efeitos variáveis, com até quatro fontes de luz independentes. Além disso, permite adaptar estrobos já instaladas, representando assim uma grande economia.

Controle múltiplo para estrobo

Estritamente falando, a luz da lâmpada "estrobo" é gerada de uma forma similar à da lâmpada "neon", pois ambas envolvem um bulbo preenchido com gás inerte e ionizável. Aplicando-se uma tensão entre o anodo e o catodo desse bulbo, haverá um ponto em que ele subitamente vai emitir luz (em outras palavras, sofre "ignição"). Colocando da forma mais simples possível, a lâmpada recebe energia sob a forma de um campo elétrico intenso e reproduz essa energia emitindo um forte lampejo. As interações físicas são, na verdade, bem mais complexas do que isso.

Mas não é preciso que nos preocupemos com tais detalhes; para os fins desta aplicação, basta saber que a lâmpada contém gás xenônio e que pode ser ativada por eletricidade. É óbvio que uma boa quantidade de energia lhe deverá ser fornecida para que emita lampejos suficientemente fortes – que fica normalmente armazenada em um capacitor ligado entre o anodo e o catodo da lâmpada, atuando como uma verdadeira fonte de energia. Apenas essa tensão, porém, não é suficiente para ativar a lâmpada "xenon"; é preciso uma outra, de vários quilovolts, aplicada à grade da mesma, que atua

como disparo e provoca a descarga do capacitor de armazenagem.

Essas lâmpadas podem ser obtidas no comércio especializado em vários tipos, juntamente com seus transformadores de ignição (dois quais falaremos adiante, com mais detalhes). Em princípio, quase todos eles podem ser usados no circuito da figura 1, que consiste em um estágio de potência. Deixamos claro, desde já, que ele foi projetado para redes de 220 V; no caso de 110 V, será preciso trocar o dobrador de entrada por um quadruplicador de tensão, ou então aproveitar estro-

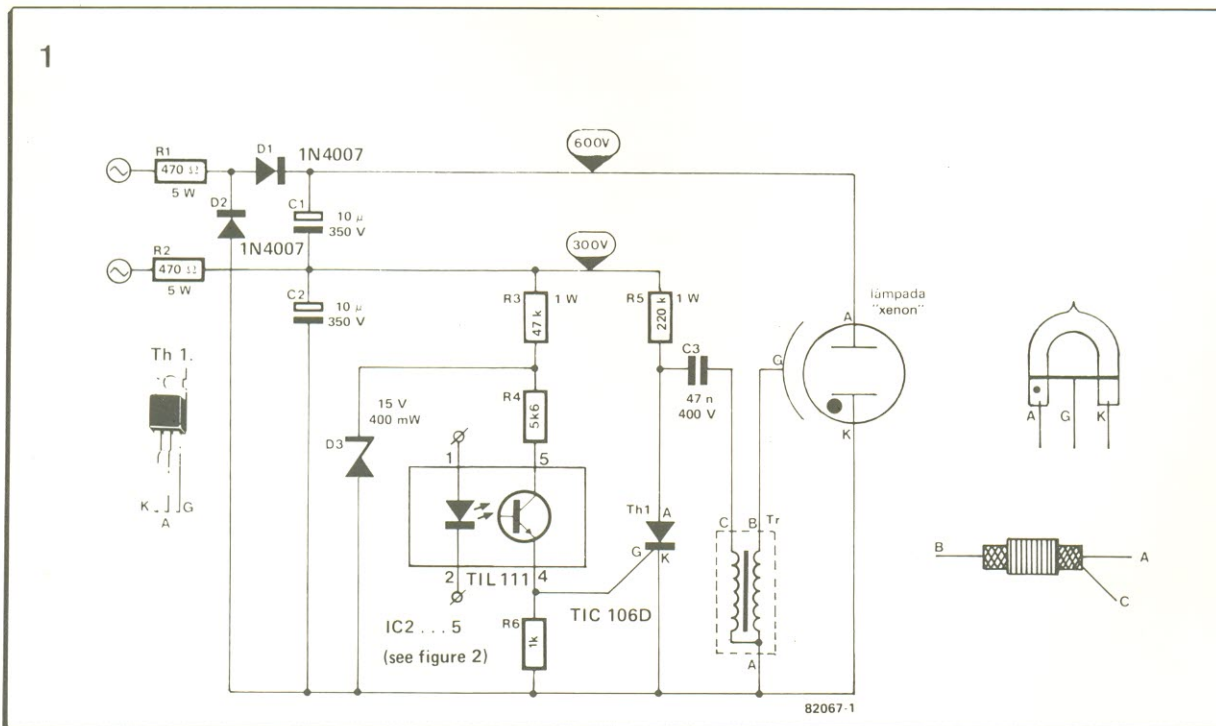


figura 1 – Circuito de controle para uma lâmpada de xenônio, versão 220 V. Os eletrolíticos devem exibir uma elavada tolerância ao ripple e Tr não passa de uma tradicional bobina de ignição para essas lâmpadas.

2

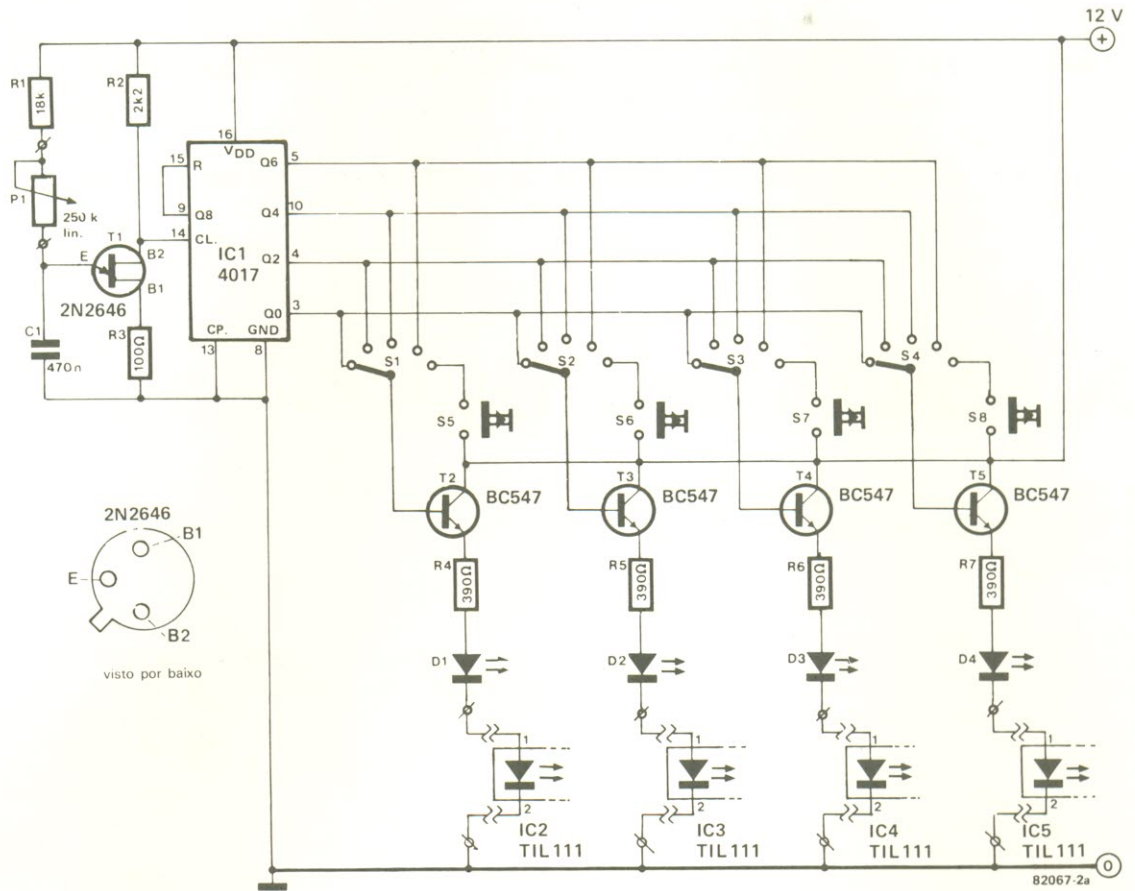
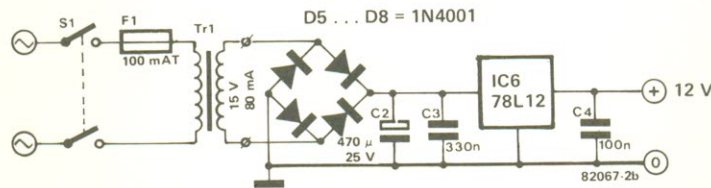


figura 2 – Esta etapa de comando é capaz de acionar quatro luzes simultaneamente. Observe que cada ramo fica isolado da etapa de potência (fig. 1) através de um fotoacoplador.



3

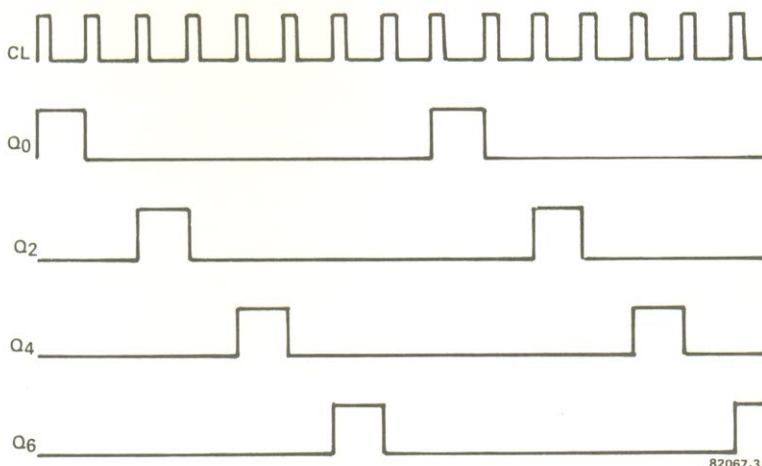


figura 3 – Diagrama de pulsos ilustrando os sinais de disparo que acionam as luzes; por meio das chaves S1...S4 obtém-se os mais variados efeitos luminosos.

bos comerciais para essa tensão, modificando-as de acordo com as dicas que daremos no final do artigo.

O estágio de potência foi projetado visando, a grosso modo, as lâmpadas de 60 watts/segundo; os cálculos, no entanto, exigiram alguns cuidados, pois não basta simplesmente usar esse parâmetro como base. Vamos começar pela razão que nos levou a selecionar esses valores específicos para os capacitores de entrada e para a tensão de alimentação; na verdade, bastou aplicarmos a seguinte fórmula:

$$E = \frac{1}{2} C \cdot U^2$$

onde "E" é a energia, "C" a capacitância e "U" a tensão CC.

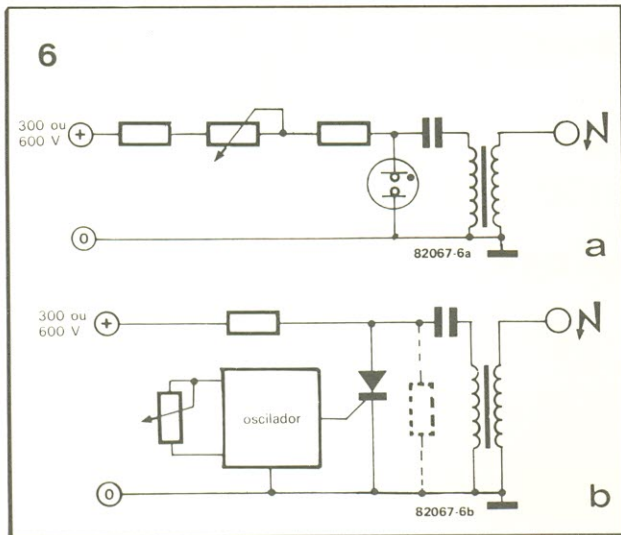


figura 6 – Duas versões de circuitos de ignição para lâmpadas “xenon”; em nosso caso foi utilizada a versão mais sofisticada (b).

pada estará pronta para um novo pulso de ignição. O estágio ativador recebe os pulsos através de um fotoacoplador, que assegura uma perfeita isolamento elétrica entre as etapas de controle e potência; sua alimentação é obtida a partir dos 300 V de C2, sendo reduzida para 15 V por R3 e estabilizada por D3.

A etapa de controle

Vista a maneira de fazer a lâmpada emitir luz, resta saber como provocar esse acendimento de forma rítmica. A etapa de controle múltiplo está representada na figura 2; ela é capaz de comandar 4 lâmpadas ao mesmo tempo, como uma frequência de repetição limitada a 20 Hz.

O transistor unijunção T1 atua como base da geração de pulsos; foi incluído em um estágio que possibilita variar a frequência desses pulsos “primários” entre 8 e 160 Hz, por intermédio de P1. O sinal que deixa esse oscilador é entregue à entrada de *clock* do contador decimal IC1, que libera então quatro sinais distintos, de acordo com o diagrama da figura 3.

Esses sinais podem variar de 1 a 20 Hz em frequência e vão ativar quatro etapas de potência, seguindo o padrão determinado pelas chaves S1 . . . S4 – que permitem às luzes moverem-se sequencialmente ou todas ao mesmo tempo, da esquerda para a direita ou vice-versa e assim por diante. A última posição da direita, em cada chave, desliga o “automático” e permite que as lâmpadas sejam acionadas manualmente, através das chaves S5 . . . S8. Os sinais de controle da fig. 3 acioñam os LEDs dos fotoacopladores por meio dos

transistores T2 . . . T5, enquanto os LEDs externos D1 . . . D4 funcionam como pilotos das luzes estroboscópicas.

A etapa de controle pode ser checada facilmente, bastando aterrar os catodos de D1 . . . D4; eles indicarão de imediato se o circuito está operacional ou não. Na figura 4 podemos ver uma boa sugestão para o painel do aparelho, mostrando uma disposição racional para os vários controles. Apenas a título de exemplo, as chaves foram posicionadas de modo a criar o seguinte padrão: lâmpadas A e D piscando simultaneamente, lâmpada B disparando dois ciclos de *clock* depois e lâmpada C operando manualmente.

Modificando estrobos comerciais

Em muitos casos será preferível utilizar luzes estroboscópicas já montadas, seja por maior comodidade, seja por estarem à mão. Quase todas podem ser facilmente alteradas para aceitar o circuito de controle aqui descrito, juntamente com uma parte da etapa de potência. Nesses casos, a primeira coisa a fazer é identificar a modalidade de circuito adotada no equipamento, tomando o máximo cuidado com os capacitores de armazenagem, pois podem estar carregados.

A tensão maior costuma ser produzida por uma das formas ilustradas na figura 5 (lembre-se que são circuitos básicos, que podem ter outras versões). Qualquer um deles deve gerar uma tensão entre 300 e 600 V, dependendo da lâmpada “xenon” utilizada; o capacitor de armazenagem é quase sempre de um tipo especial, devido às elevadas correntes de descarga envolvidas.

A figura 6 mostra, por sua vez, os circuitos de disparo comumente usados em aparelhos comerciais. Em “a” vemos uma versão mais simples, onde o capacitor é carregado através de um resistor ajustável; a resistência interna da pequena lâmpada é então reduzida a um nível baixo o suficiente para dispará-la. Assim sendo, o capacitor fica ligado em paralelo com o primário da bobina e toda a energia armazenada passa por ele. O secundário fornece uma tensão bastante elevada, necessária ao disparo da lâmpada principal.

Na figura 6b a lâmpada é disparada como na figura 1. Um pulso de controle, vindo do oscilador, vai disparar o tiristor, que por sua vez libera o pulso de ignição. O poten-

ciômetro poderá estar ou não presente, dependendo de a frequência ser ou não variável no aparelho original. O resistor representado com linha tracejada só é incluído no caso de tensões próximas a 600 V e tem o mesmo valor do resistor ligado ao anodo do tiristor; isto faz com que somente metade da tensão total esteja presente sobre esse componente, permitindo adotar modelos de 400 V, sem problemas. Optando por tiristores com tensão reversa superior a 600 V, pode-se omitir esse resistor.

Voltando à análise das luzes estroboscópicas, qualquer que seja o equipamento comercial disponível, ele deve ser “reformado” para ficar igual ao da figura 1. Caso a maioria dos componentes já esteja no circuito original, será preciso acrescentar apenas o fotoacoplador e a fonte composta por D3, R3 e R6. O estágio de ignição, formado por Th1, Tr, R5 e C3, não precisa ser modificado, mesmo se os valores dos componentes não coincidirem com os do projeto. Se ele for alimentado por 600 V, porém, será preciso trocar R3 por outro de 100 k/1 W. E um resistor com o mesmo valor de R5 deverá ser ligado entre o anodo de Th1 e a terra, a não ser que já tenha sido incluído; com isso, o aparelho está pronto para ser usado com o circuito de controle descrito.

Montagem

As duas etapas do controle múltiplo não oferecem grandes dificuldades de montagem, podendo ser facilmente alojadas em pequenas placas padronizadas. Atenção para a qualidade de C1 e C2, que deve ser a melhor possível; tipos “normais” correm o risco de ir para o espaço. Os tiristores não exigem dissipadores, mas os fios de ligação com a lâmpada devem ser de boa bitola, já que vai depender deles a duração do lampejo (juntamente com o valor do capacitor de armazenagem, é claro).

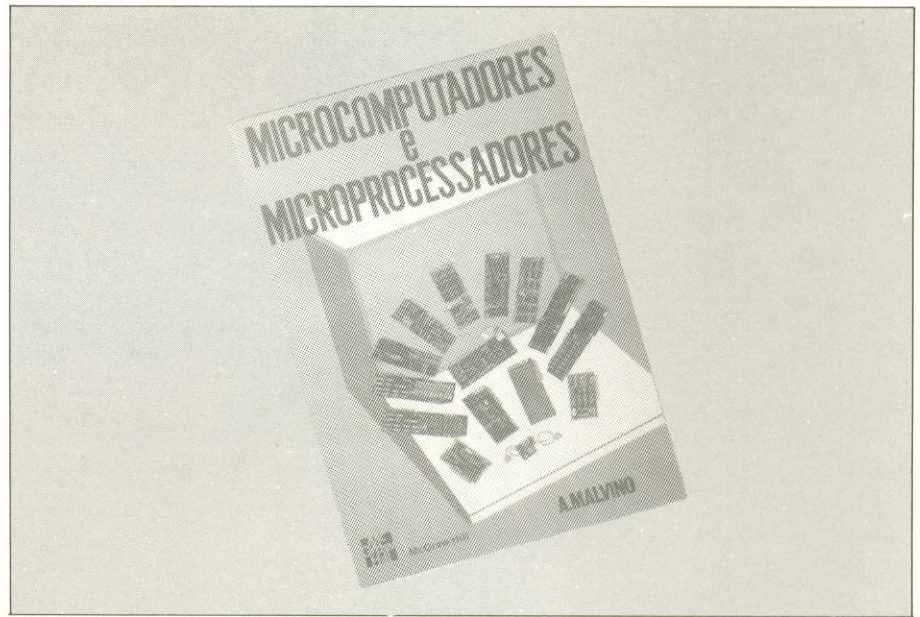
O transformador de ignição é normalmente vendido juntamente com a lâmpada “xenon”. O refletor dessa lâmpada pode ser confeccionado com papelão revestido de papel aluminizado ou aproveitado de um velho farol de automóvel. Quanto ao circuito da figura 2, lembre-se de ligar a linha de terra apenas aos catodos dos LEDs, nos fotoacopladores. No estágio de potência, por fim, tome todas as providências para que a caixa do aparelho não entre em contato com as tensões internas, o que poderia ser no mínimo desagradável.

Um arsenal para entender os microprocessadores

Enfim podemos dispor de literatura de peso na base da informática. São dois livros que surgem em boa hora no Brasil, porque ajudam a ver os CIs processadores de fora para dentro, desfazendo o mistério que paira em torno deles

Introdução aos microprocessadores
Roger L. Tokheim
Editora McGraw-Hill
431 páginas
(coleção Schaum)

Microcomputadores e microprocessadores
Albert P. Malvino
Editora McGraw-Hill
578 páginas



Embora tenham o mesmo objetivo e uma série de pontos em comum, as duas obras são diferentes na forma de apresentar o assunto e, portanto, no público-alvo. Uma delas faz parte da coleção Schaum, a já tradicional biblioteca dos cursos técnicos superiores, tendo sido por isso preparada como livro-texto para faculdades de engenharia. A outra, ao contrário, pode ser chamada de paradidática, pois faz uma abordagem mais gradual e “mastigada” (daí também o maior número de páginas); torna assim o tema acessível a um maior número de interessados – tais como técnicos, autodidatas esforçados ou primeiranistas de engenharia eletrônica – exigindo apenas conhecimentos básicos (diodos e transistores, nas palavras do próprio autor).

Ambas estão muito bem estruturadas, desenvolvendo praticamente a mesma sequência lógica de assuntos (sistemas de numeração, circuitos lógicos, processadores, computadores). Albert Malvino, porém, detém-se nos sistemas lógicos por vários capítulos, “destrinchando” portas, biestáveis, contadores, registradores e memórias. Essa primeira parte é a sustentação da se-

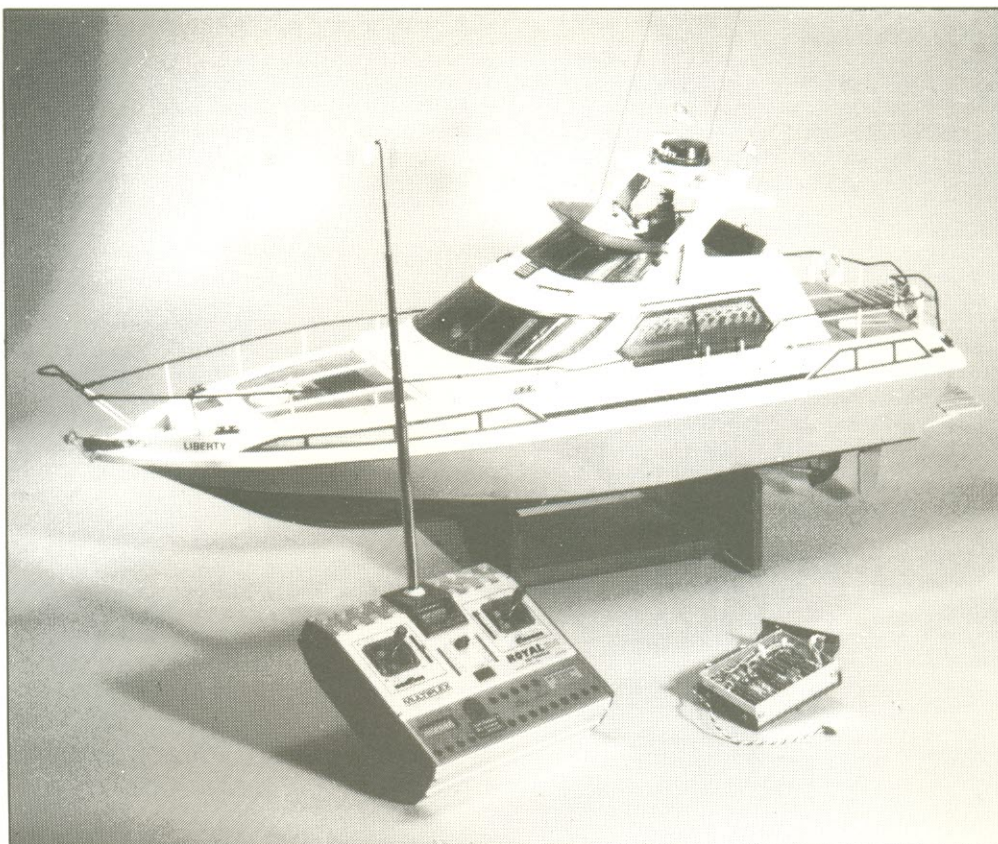
gunda – onde ele se serve desses circuitos básicos para criar uma família de computadores didáticos, os SAP 1, 2 e 3. SAP significa “*simple as possible*” (o mais simples possível), um nome que se justifica quando se lê essa parte do livro: os três sistemas empregam apenas integrados comuns, da linha TTL, ajudando a compreender o funcionamento básico não só dos microprocessadores, mas também dos próprios microcomputadores.

São fornecidos os esquemas de todos os estágios da família SAP, o que permite ao leitor analisá-los teoricamente, apenas acompanhando o texto, ou então montando-os em placas de circuito impresso (que deverão ser projetadas, pois não foram incluídas no livro). A complexidade e as possibilidades de processamento vão aumentando à medida que se passa do SAP-1 para o 2 e deste para o 3, de modo que ao entender este último, o leitor terá condições de “digerir” bem melhor o 8085 e sua família, que fecham o livro.

O texto de Roger Tokheim é mais direto e enxuto, passando rapidamente pelos sistemas digitais básicos (naturalmente considerando que já

tenham sido vistos em uma das matérias anteriores do curso) e atacando logo os microprocessadores comerciais 8080, 8085 e 6800. Ele teve o cuidado, porém, de iniciar essa parte usando o que chamou de “microprocessador básico”, um pouco mais simples que os reais, mas contendo todas as suas funções principais. Em seguida, esses componentes são analisados não só em sua operação, como também na programação, adotando um método passo a passo.

Diferenças à parte, os dois livros prestam-se perfeitamente aos objetivos propostos, preenchendo lacunas sérias em nossa literatura técnica – um pela forma “profissional” e outro seguindo um caminho, digamos, mais “doméstico”. Podem ser considerados até mesmo complementares e constar lado a lado da biblioteca do eletrônico. Mas antes de encerrar o comentário, queremos destacar mais dois aspectos que ambos têm em comum: a excelente qualidade gráfica, essencial nesse tipo de obra, e a tradução impecável, coisa infelizmente rara em nosso país (e não só na área técnica).



G. Seegers

Um comutador para radiocontrole

Se você é apaixonado simultaneamente por eletrônica e modelos radiocontrolados, esta pode ser uma boa sugestão para aperfeiçoar sistemas proporcionais mais simples, utilizando apenas um canal: com ela, o receptor comuta até 7 funções diferentes, num projeto totalmente digital e sem alterações no transmissor.

sete canais, liga/desliga, operados por um único joystick

Grande parte dos transmissores de radiocomando tem pelo menos uma coisa em comum: utilizam manetes (ou *joysticks*, se preferirem) para controlar proporcionalmente as várias funções do modelo, tal como ailerons, posição do leme ou abertura de válvulas no motor. Os modelos mais sofisticados incluem ainda algumas funções comutadas (do tipo liga-desliga), que tornam mais realista o comportamento do modelo, permitindo que o controlador acenda e apague luzes, baixe e recolha trens de aterrissagem e até faça bombardeios ou dispare torpedos. Embora muito atraentes, essas funções secundárias são encontradas apenas em transmissores que

estão fora do alcance de muitos modelistas.

Uma das soluções muito comuns, na prática, consiste em acrescentar microchaves ao modelo, ativadas por servos; dessa forma, é preciso dispor de um canal de servo para cada função adicional. Outros métodos exigem alterações no transmissor original. Como nenhum desses nos pareceu interessante, resolvemos atacar o problema por um ângulo totalmente diferente. O projeto resultante tem diversas vantagens: o transmissor não precisa ser modificado, um só canal proporcional é capaz de comutar até 7 funções e a operação é bastante simples.

Para comutar as funções, basta usar o próprio manete: para diante é "liga", para trás, "desliga"; o número de vezes (até o total de sete) que a alavanca é movida para frente ou para trás vai determinar a função que deve ser ativada ou desativada. Assim, por exemplo, movendo o manete quatro vezes para a frente ativa-se a função ligada ao "canal" nº 4, ao passo que três vezes para trás representa o código para desativar a função controlada pelo "canal" nº 3, e assim por diante. Outra vantagem é que ele "lembra" o último movimento do manete, de forma que a função selecionada seja mantida, mesmo após a alavanca ter voltado à sua posição neutra.

Um pulso de entrada, sete canais de saída

Na maioria dos casos, cada canal proporcional em um receptor PWM para radiocontrole produz continuamente pulsos com largura variando entre 1 e 2 ms. Esses pulsos surgem 50 vezes por segundo e sua largura vai sempre depender da posição, no transmissor, da alavanca do manete. Isto pode ser observado na figura 1a: a posição central ou neutra do manete corresponde a um pulso de 1,5 ms no receptor, enquanto um dos extremos fornece pulsos de 2 ms e o outro, de 1 ms.

Para que não haja mal-entendidos, vamos esclarecer o que entendemos por um "pulso" do manete. Na verdade, são trens de pulsos, nos quais todos os pulsos têm a mesma largura. Em nosso caso, os únicos que interessam são os que estão localizados em duas faixas distintas: 1...1,2 ms e 1,8...2 ms (como se vê na figura 1b).

O diagrama de blocos da figura 2a e a carta de tempos da figura 2b nos fornecem uma prévia sobre a operação do circuito. Para começar, os pulsos que deixam o receptor devem ser detectados; aqueles com mais de 1,8 ms são detectados pelo 1º monoestável (MMV1) e os menores que 1,2 ms, por MMV2. O biestável RS, que vem a seguir, pode sofrer um *set* ou um *reset*, dependendo de qual das duas condições é satisfeita. Em ambos os casos, porém, MMV3 é ativado e seu pulso de saída vai servir simultaneamente de *clock* para o contador e disparo para MMV4.

O contador registra o número de pulsos produzidos por MMV3, que equivale sempre à quantidade de pulsos emitidos pelo manete. Ao mesmo tempo, cada pulso aplicado a MMV4 provoca seu disparo, fazendo sua saída permanecer ativa durante cerca de 2,5 segundos depois do último pulso enviado por MMV3. Como resultado, 2,5 s após o último movimento do manete a trava de 8 vias (IC6) é habilitada por MMV4.

Logo que isto ocorre, a informação recebida pelo biestável é colocada na trava selecionada; essa seleção, aliás, depende da saída do contador (que por sua vez é determinada, como vimos, pelos números de pulsos do manete). Os dados contidos na trava são então levados à saída, por meio do reforçador, ativando ou desativando

uma das 7 linhas. O contador, por fim, é zerado por MMV4.

Do manete à comutação

O esquema completo do comutador pode ser visto na figura 3. Sempre que o manete é deslocado de um extremo a outro de seu percurso, os pulsos liberados pelo re-

ceptor variam, como sabemos, de 1 a 2 ms. Sabemos também que o transmissor não precisa ser modificado, embora o circuito vá monopolizar todo um canal (ou manete), inutilizando um dos servos originais do modelo.

Os pulsos com menos de 1,2 ms de largura são detectados por MMV2, que leva para "1" a saída do biestável formado por N5/N6;

comutador
para
radiocontrole

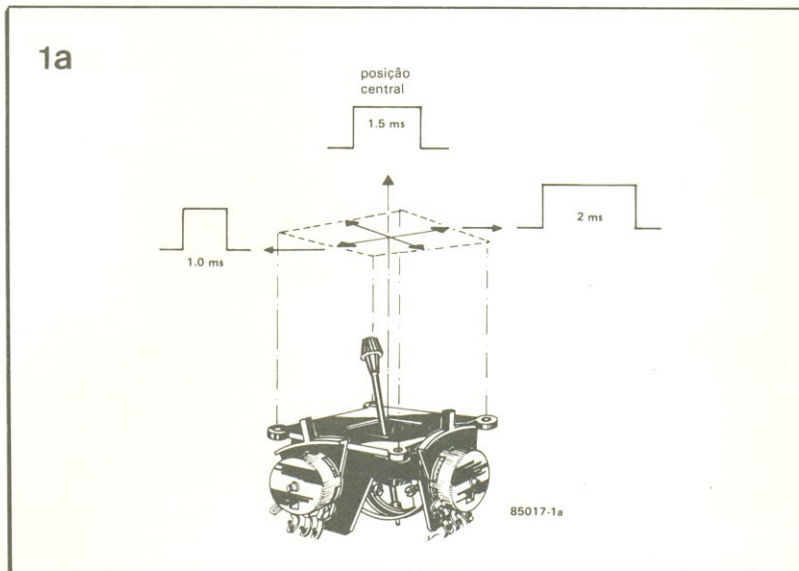


figura 1a – Quando o manete é deslocado de uma extremidade a outra de seu percurso, a largura dos pulsos correspondentes, na saída do receptor, aumenta de 1 para 2 ms.

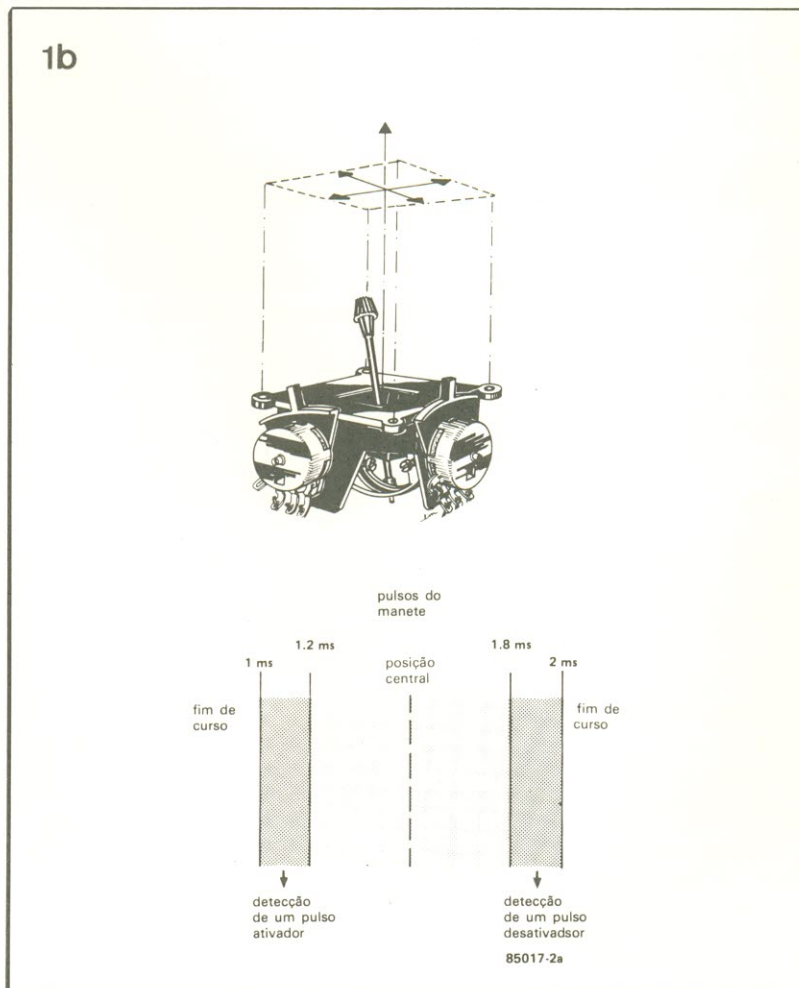
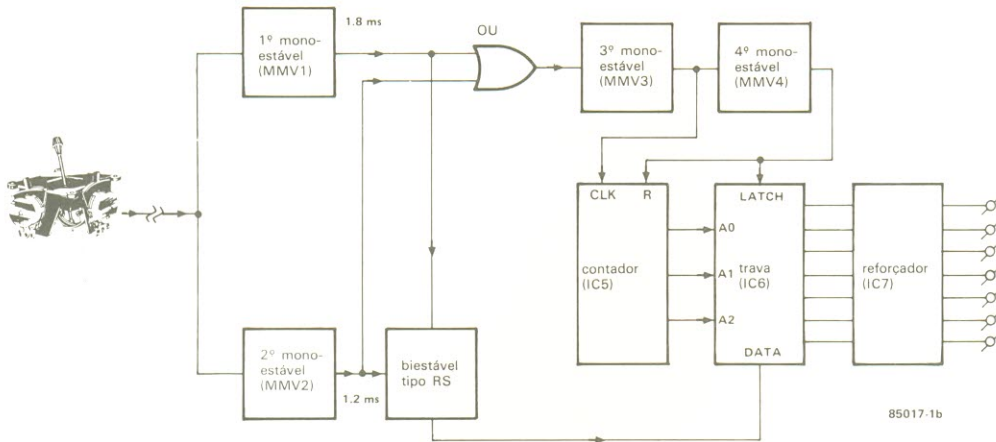


figura 1b – Os pulsos que nos interessam neste circuito estão localizados em duas faixas: 1...1,2 ms e 1,8...2 ms; uma delas é usada para ativar e a outra para desativar as funções.

2a



2b

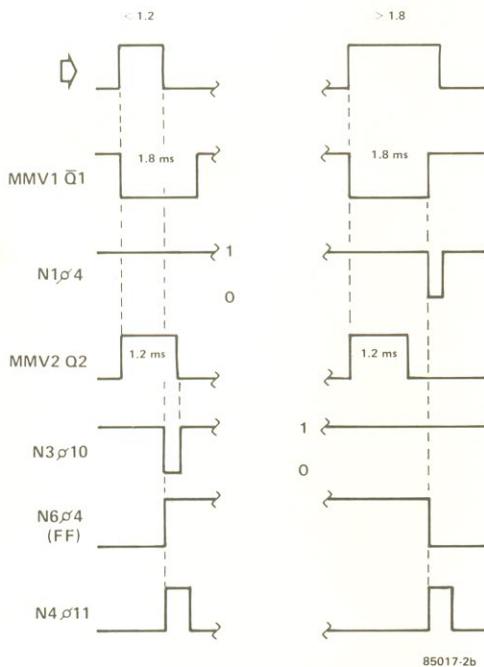


figura 2a – Os pulsos provocados pelo manete, a partir do transmissor, são aplicados ao circuito, que aqui aparece simplificado. No receptor, ele toma o lugar de um dos servos.

figura 2b – Como várias partes do circuito reagem à aplicação dos pulsos.

em última análise, isto significa que um nível alto é aplicado ao conjunto de travas IC6. Por outro lado, os pulsos maiores que 1,8 ms fazem com que a saída Q1 de MMV1 force um nível baixo no pino 4 de N6, de modo que IC6 receba um nível "0". Todo e qualquer ruído que poderia estar presente nos sinais é removido pelas malhas R3/C3 e R4/C4, para que não deteriorem os dados no biestável e venham a disparar MMV3.

Vejamos agora como IC5 faz a contagem do número de pulsos enviados pelo manete. Assim que a saída de N4 vai para "0", MMV3

é disparado e o flanco ascendente dos pulsos gerados por esse monoestável serve de *clock* para o contador, fazendo-o avançar um passo a cada movimento do manete; ao mesmo tempo, MMV4 sofre repetidos disparos.

Quando o "canal" desejado é atingido, o manete já está imóvel e, portanto, MMV4 não recebe mais pulsos de disparo. Passados mais 2,5 segundos, esse monoestável muda de estado e sua saída Q2 leva a "0" a entrada habilitadora de IC6 (pino 4). Esse integrado, que contém oito travas de um tipo especial, transfere então o dado presente em seu pino 3 para uma dessas travas internas, mediante a seleção feita pelas entradas de endereço (A0...A2). Em nosso caso, a trava menos significativa nunca será selecionada, já que está sendo usada como nível básico, para onde volta o CI na condição de *reset* (todas as travas desse integrado sofrem um *reset* sempre que a alimentação é ligada, por meio de C8 e R9).

Ao mesmo tempo em que MMV4 habilita IC6, sua saída Q2 volta para "1", provocando o *reset* do contador IC5 (após um breve retardo introduzido por N7 e N8). As saídas Q1...Q7 do 4099 ficam diretamente acopladas com o reforçador IC7, cujas saídas têm uma configuração darlington, a fim de comutar as mais variadas funções. A configuração básica das saídas aparece em um detalhe da própria figura 3; cada uma delas é capaz de manipular 500 mA, no máximo, com uma tensão de 30 V.

Caso as saídas devam alimentar cargas indutivas, tal como relés ou solenóides, é conveniente utilizar

os diodos internos do ULN2003, para suprimir os transientes indutivos; para isso, basta ligar o pino 9 à linha de alimentação positiva.

Montagem e calibração

Para montar este circuito não é preciso grande experiência; todos os componentes podem ser facilmente alojados em uma pequena placa padronizada, dispensando assim um projeto específico (veja foto). Sua entrada pode então ser acoplada à saída do receptor, no lugar de um dos servos, e as saídas aos dispositivos que vão chavear as várias funções. Antes, porém, é necessário calibrá-lo; para isso, leva-se o trimpot P1 à posição de máxima resistência e P2 à de mínima resistência, ao mesmo tempo em que um voltímetro (na faixa de 10 Vcc) deve estar ligado entre o pino 6 de IC4 e a terra. Liga-se então o transmissor e logo depois o receptor; como o nível no pino 6 é baixo, nessa condição, o instrumento deve indicar tensão nula.

Pode-se agora passar à calibração, obedecendo a esta seqüência:

- Desloca-se o manete até que atinja meio curso entre a posição de repouso e tudo à frente; gira-se então P2 até que o voltímetro indique um nível alto no pino 6;

- Soltando-se o manete, ele volta à posição neutra e o voltímetro deve voltar a indicar tensão nula;

- Desloca-se novamente o manete até meio curso, mas agora para trás; atua-se então sobre o cursor de P1, fazendo o instrumento assinalar o nível "1" no pino 6;

- Libera-se o manete mais uma vez, ele retorna ao centro e o voltímetro volta a dar leitura nula; a calibração está feita.

Na prática

Basta usar o comutador para comprovar sua utilidade. Admitimos que não é exatamente o meio mais rápido de se chavear funções por radiocontrole, mas é veloz o suficiente para inúmeras aplicações pouco críticas. Salientamos, no entanto, que nenhuma função que exija controle proporcional pode ser comandada por este ou qualquer outro circuito que trabalhe simplesmente pelo sistema de liga-desliga; este comutador tem como objetivo acrescentar alguns refinamentos a radiocontroles já existentes.

Esta matéria segue abordando o caso dos satélites europeus, para todos os que têm a curiosidade de saber o que se passa lá fora, nessa área. Veja, logo a seguir, uma completa versão nacional sobre o assunto, englobando teoria e prática.

J. & R. v. Terborgh

Recepção de TV via satélite

conclusão

Veremos aqui mais uma série de dados e cálculos referentes à captação de satélites na Europa (embora uma parte das informações possa ser considerada universal, isto é, válida para qualquer local do planeta). Esta segunda parte é composta principalmente de cálculos que permitem determinar a viabilidade e a eficiência de sistemas de recepção de sinais.

Ruído do sistema

Para avaliar a qualidade final de som e imagem de um sistema típico, como o descrito na tabela 1, é preciso especificar o que se costuma chamar de *downlink budget*, ou um relatório completo sobre o sistema receptor. Para começar, os dados fornecidos pela tabela 1 são suficientes para se considerar o compromisso entre ruído do sistema e intensidade do sinal. Em outras palavras, como saber se os sinais que percorrem milhares de quilômetros serão satisfatórios?

A potência equivalente de ruído produzida na entrada de qualquer receptor pode ser calculada por

$$P_{n(r)} = kT_r BW \text{ [W]} \quad (1)$$

e o ruído total do sistema por

$$P_{n(sys)} = k(T_r + T_a) BW \text{ [W]} \quad (2)$$

onde "k" é a constante de Boltzman ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K); "T_r", a temperatura de ruído equivalente do receptor (K); "T_a", a temperatura de ruído equivalente da antena (K); e "BW", a largura de faixa do receptor (Hz).

Com base nos cálculos e no gráfico da figura 2, conclui-se que o LNB do exemplo possui uma T_r de aproximadamente 300 K, a uma temperatura ambiente (T₀) de 290 K. Quanto à antena, a T_a da equação (2) é composta pela soma de um grande número de fatores, incluindo a temperatura de

ruído equivalente das interferências galácticas, atmosféricas e humanas, na frequência de recepção. Mas é claro que a antena também exerce grande influência sobre esse parâmetro, dependendo da uniformidade da parábola, de seu fator de forma, eficiência de reflexão, estrebismo do feixe, razão f/D (veja a figura 1a da primeira parte), eficiência global de "iluminação", formato dos lobos laterais e altura relativa acima do solo. De modo geral, as antenas comerciais, se instaladas corretamente, costumam exibir uma T_a de 40 a 50 K (quanto menor essa temperatura, tanto melhor será a antena).

Considerando como parâmetros do sistema T_r = 300 K, BW = 36 MHz e T_a = 45 k (como estimativa), as fórmulas (1) e (2) vão dar:

$$P_{n(r)} = 14.904 \times 10^{-14} \text{ W} \hat{=} \\ -128.27 \text{ dBW} = \\ -98.27 \text{ dBm}$$

$$P_{n(sys)} = 17.1396 \times 10^{-14} \text{ W} \hat{=} \\ -127.66 \text{ dBW} = \\ -97.66 \text{ dBm}$$

Ao mesmo tempo, a tensão teórica de limiar que esse receptor pode detectar (apenas o LNB e não todo o sistema) é dada por:

$$U_{min} = \sqrt{R P_{n(r)}} \text{ [V]} \quad (3)$$

a qual, com R = R_{in} = 50 ohms, vai nos fornecer:

$$U_{min} = \sqrt{50 \times 14.904 \times 10^{-14}} = \\ 2.73 \text{ } \mu\text{V.}$$

Uma vez determinados os valores presentes no lado negativo do processo, vamos prosseguir calculando até onde o sinal enviado pelo satélite é capaz de contrabalançar o ruído do sistema.

Sendo o "T" um símbolo internacional que designa período e temperatura termodinâmica, ele é usado para representar esses dois parâmetros, respectivamente, nas fórmulas 1 da primeira parte e 2 da segunda parte. Da mesma forma, o termo "a" representa altitude na fórmula 1 da primeira parte e soma de perdas na fórmula 10 da segunda parte.

1

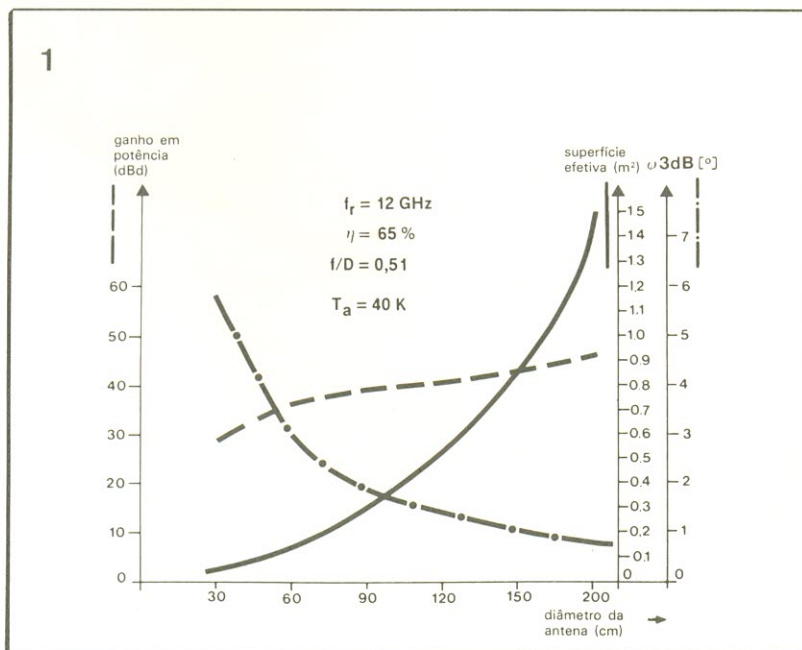


figura 1 - Esta combinação de curvas permite fazer estimativas rápidas sobre as características das antenas de foco primário.

Captando picowatts

As perdas teóricas de percurso, relativas a um enlace por linha de visão entre duas estações separadas por "d" quilômetros e operando a 11 GHz, podem ser calculadas por:

$$/ \approx 114 + 20 \log_{10} d \text{ [dB]} \quad (4)$$

A constante 114 foi determinada empiricamente e de forma suficientemente conservadora; não leva em conta, porém, certas influências atenuadoras adicionais, tais como chuvas fortes, neve, neblina, granizo, passagem de aviões ou distúrbios súbitos na camada relevante da atmosfera. O acréscimo de atenuação provocado por clima adverso pode alcançar 0,6 dB/km, enquanto chuvas de meteoritos e erros de posicionamento do satélite causam atenuações ainda mais drásticas. Assim, mesmo que a fórmula (4) forneça uma perda de

$$/ \approx 114 + 20 \log_{10} 38800 = 205 \text{ dB}$$

na recepção do Intelsat V F-4, costuma-se adotar o valor prático de 210 dB, bem mais realista, levando-se em conta as condições climáticas que prevalecem na maioria dos países da Europa Ocidental.

Continuando, ao considerar uma EIRP de +44 dBW para o Intelsat V F-4 e $l=205$ dB, a chamada "antena isotrópica" – que é um dispositivo hipotético de referência com ganho unitário – iria receber um nível de potência equivalente a

$$\text{EIRP} - / = (44 - 205) = -161 \text{ dBW} \quad (5)$$

caso estivesse localizada bem no centro do feixe transmissor do satélite, na superfície da Terra. Admitindo que a antena isotrópica possui uma superfície efetiva de

$$S_{iso} = \lambda^2 / 4\pi \text{ [m}^2\text{]} \quad (6)$$

em 11,5 GHz (com $\lambda \approx 0,025$ m ou 2,5 cm) tem-se

$$S_{iso} = 4,97 \times 10^{-5} \text{ m}^2.$$

Como essa superfície isotrópica oferece ganho unitário, uma antena real, com uma área efetiva de

1 m² deve apresentar um ganho de potência de

$$G_i = 10 \log_{10}(l / S_{iso}) \text{ [dBi]} \quad (7)$$

– o que, no presente caso, fornece

$$G_i = 10 \log_{10} 20107 \hat{=} +43 \text{ dBi}$$

Observando a figura 1, pode-se notar a diferença entre G_i e G_{dBd} ; essa figura foi incluída para mostrar como, em relação a um dipolo, o ganho das parabólicas aumenta enquanto sua largura de feixe a meia potência ($\varphi_{3 \text{ dB}}$) diminui com o aumento do diâmetro da parábola. Na prática, podemos considerar que $G_{dBd} = G_i + 2,15$.

Assim sendo, em uma área efetiva de 1 m² o satélite produz uma

densidade de fluxo de potência (PFD) equivalente a

$$\text{PFD} = G_i + \text{EIRP} - / \text{ [dB(W/m}^2\text{)]} \quad (8)$$

Em nosso caso, temos então:

$$\text{PFD} = +43 + 44 - 205 = -118 \text{ dB(W/m}^2\text{)}.$$

A PFD constitui uma medida de intensidade relativa do sinal na tecnologia e planejamento de sistemas para recepção via satélite. A título de exemplo, nos mapas da figura 4 foram representados os contornos de PFD (ou contornos de cobertura) dos feixes elípticos produzidos pelo Eutelsat 1 e pelo Intelsat V F-4.

recepção
de TV via
satélite

2

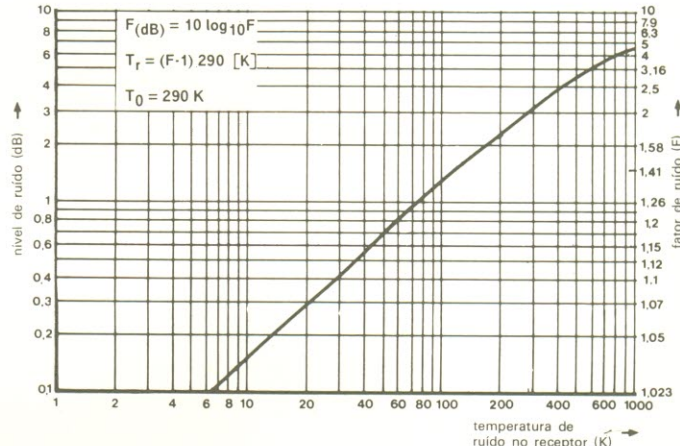


figura 2 – Eis como a temperatura de ruído equivalente do receptor pode ser calculada e plotada em função de FdB ou F.

3

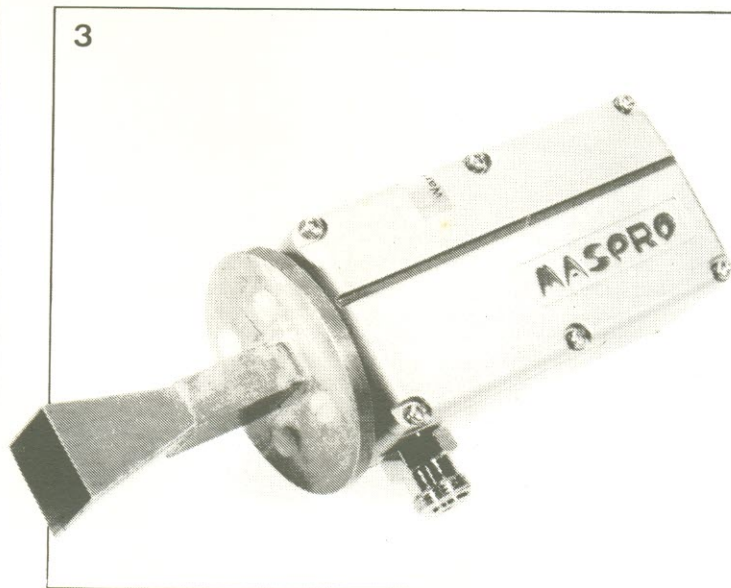


figura 3 – Exemplo de um LNB equipado com uma corneta, a fim de assegurar a correta "iluminação" de uma parábola dimensionada para $f/D=0,5$.

434

Percebe-se de imediato que aumentar a área efetiva da antena é a única forma de compensar os baixos valores de PFD nas regiões 1 a 6. Os usuários que moram "dentro" de PFD-6, por exemplo, precisam dispor de 6 dB a mais de ganho na antena para obter a mesma qualidade de recepção da área central de cobertura (usando

o mesmo receptor, é claro). A figura 1 permite determinar, mais uma vez, que um acréscimo no diâmetro da parábola poderia possibilitar esse aumento de ganho.

Relação C/n e fator de mérito

Este item aborda outros dois importantes parâmetros para a recepção

via satélite. O primeiro é a relação portadora/ruído, dada pela fórmula

$$C/n = PFD - (P_{n(sys)}) \text{ [dB]} \quad (9)$$

No exemplo fornecido, tem-se

$$C/n = -118 - (-127.66) = +9.66 \text{ dB}$$

o que é considerado um valor razoável. Na prática, uma C/n em torno de 10 dB provou ser satisfatória para instalação particulares.

Para introduzir o segundo parâmetro, devemos lembrar que U_{min} e C/n têm influência sobre a entrada de RF do sistema; mas nenhum dos dois proporciona uma medida direta ou uma informação conclusiva a respeito do que ocorre na saída do sintonizador do sistema – ou seja, no receptor de TV em cores.

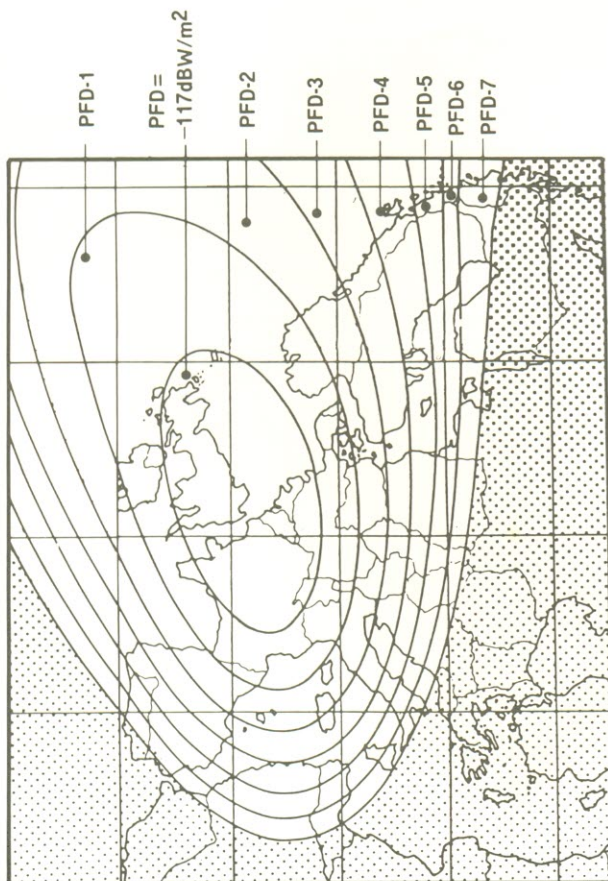
Desse modo, os fabricantes de equipamentos receptores para TV via satélite costumam empregar o termo "fator de mérito", representado como a razão entre ganho e

tabela 1 – Sistema típico de recepção

– satélite visado:	Intelsat V F-4 (27,5° W; f = 11,5 GHz; EIRP = + 44 dBW)
– antena:	foco primário, diâmetro de 1,5 m
– parâmetros do LNB:	F = 3 dB (máx); perdas de entrada = 1 dB (polarizador); ganho de conversão maior que 50 dB
– largura de faixa do receptor:	36 MHz
– temperatura ambiente:	290 K (+17°C)
– FI do sistema:	950... 1750 MHz
– ganho total:	80 dB
– atenuação do cabo de descida:	menor que 4 dB
– assume-se uma visão desobstruída do satélite	

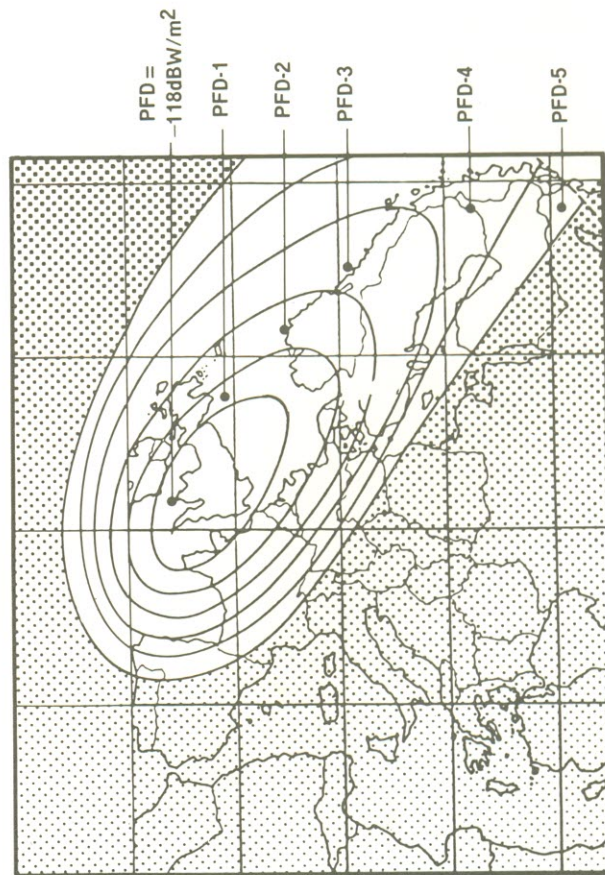
figura 4 – Contornos de cobertura do Eutelsat 1 (ECS-1) e Intelsat V-F4; note que a área coberta pelo primeiro é bem maior.

4a



ECS-1 West Spot

b



Intelsat V-F4

tabela 2a – Características do Intelsat V F-4

Intelsat V F-4

posição orbital: 27,5° W

EIRP: +44 dBW

largura de faixa dos canais: 70 MHz

nº do transponder, feixe, polarização	programa	país(es)	frequência (GHz)	sistema de scrambling	largura de faixa total (MHz)	pré-ênfase	dispersão (MHz _{pp}), (fd)	sistema de TV
1 W —	—	—	10.975	—	—	—	—	—
2 W H	Premiere/ The Children's Channel	UK	11.015	nenhum	30	CCIR 405	2 (25 Hz)	PAL
3 W H			11.135	nenhum	30	CCIR 405	2 (25 Hz)	PAL
4 W H	Sport/Arts Channel/ Lifestyle test chart	—	11.175	nenhum	30	CCIR 405	2 (25 Hz)	PAL
5 W —	—	—	11.515	—	—	—	—	—
6 W —	—	—	11.565	—	—	—	—	—
1 E —	—	—	10.995	—	—	—	—	—
2 E V	CNN	USA	11.155	nenhum	30	CCIR 405	2 (25 Hz)	PAL
3 E —	—	—	11.475	—	—	—	—	—

tabela 2b – Características do Eutelsat 1 F-1

Eutelsat 1 F-1 (ECS 1)

posição orbital: 13°E

EIRP: +45 dBW

largura de faixa dos canais: 72 MHz

nº do transponder, feixe, polarização	programa	país(es)	frequência (GHz)	sistema de scrambling	largura de faixa total (MHz)	pré-ênfase	dispersão (MHz _{pp}), (fd)	sistema de TV
1 W H	RAI-1	Itália	11.005	nenhum	36			PAL
2 E H	3-SAT	Alemanha Áustria Suíça	11.055	nenhum	36			PAL
3 W H	Europe TV (EBU)	Holanda	11.170	nenhum	36			PAL (D2-MAC)
4 W H	TV-5 ou Worldnet	França ou EUA	11.470	nenhum	36	CCIR 405	2 (25 Hz)	SECAM PAL
5 — —	—	—	—	—	—	—	—	—
6 W H	Sky Channel	Reino Unido	11.650	OAK- RACAL	27			PAL
7 W V	Teleclub	Suíça	10.985	nenhum	36	CCIR 405	4 (25 Hz)	PAL
8 E V	RTL plus	Luxemburgo	11.085	nenhum	36			PAL
9 W V	ATN - Filmnet	Holanda e Belgica	11.138	nenhum ou expe- rimental	30			PAL
10 W V	SAT-1	Alemanha	11.507		36			PAL
11 — —	—	—	—	—	—	—	—	—
12 W V	Music Box	Reino Unido	11.674	nenhum	36/30			PAL

Todos os dados sujeitos a alterações

figura 5 - Distribuição aprovada na WARC 77 para as posições orbitais de satélites DBS, para vários países (BRZ, no esquema, refere-se ao Brasil). Não estão representados os satélites tradicionais, que congestionam o espaço disponível acima do equador.

figura 6 - Outra distribuição aprovada durante a WARC 77, desta vez de canais na faixa DBS com o padrão de polarização associado. Note que uma mesma frequência pode ser ocupada por dois transponders, desde que empreguem sentidos diferentes de polarização.

temperatura, para especificar a qualidade de seus sistemas:

$$G/T = 10 \log_{10} \left[\frac{G_a}{\alpha T_a + (1-\alpha) 290 + T_r} \right] \quad [10] \quad [\text{dB/K}]$$

onde "G" é o ganho da antena (não em dB, mas como fator de potên-

cia) e "a" é a soma das perdas entre a entrada do pré-amplificador (LNB) e o ponto de máxima PFD no sistema da antena (novamente como fator de potência).

Em nosso conjunto hipotético, utilizando os parâmetros da tabela 1, vamos ter

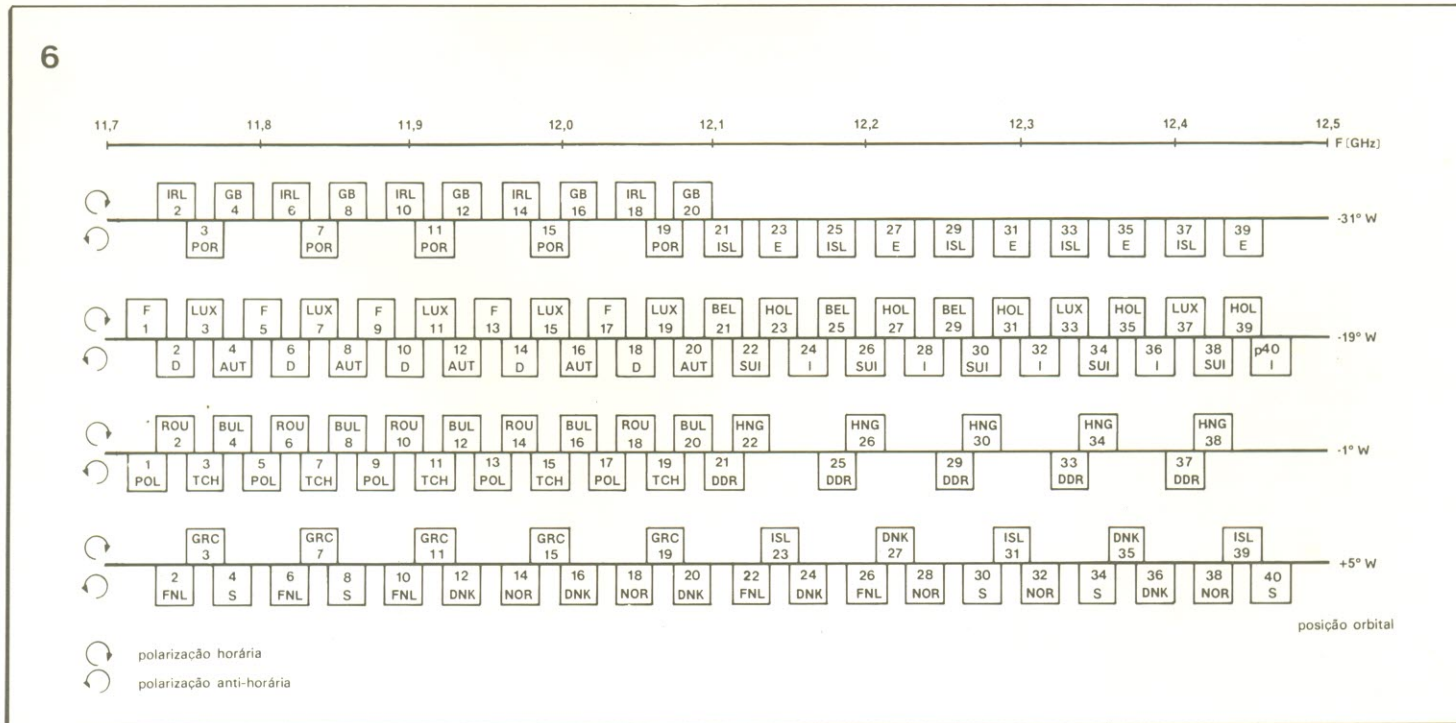
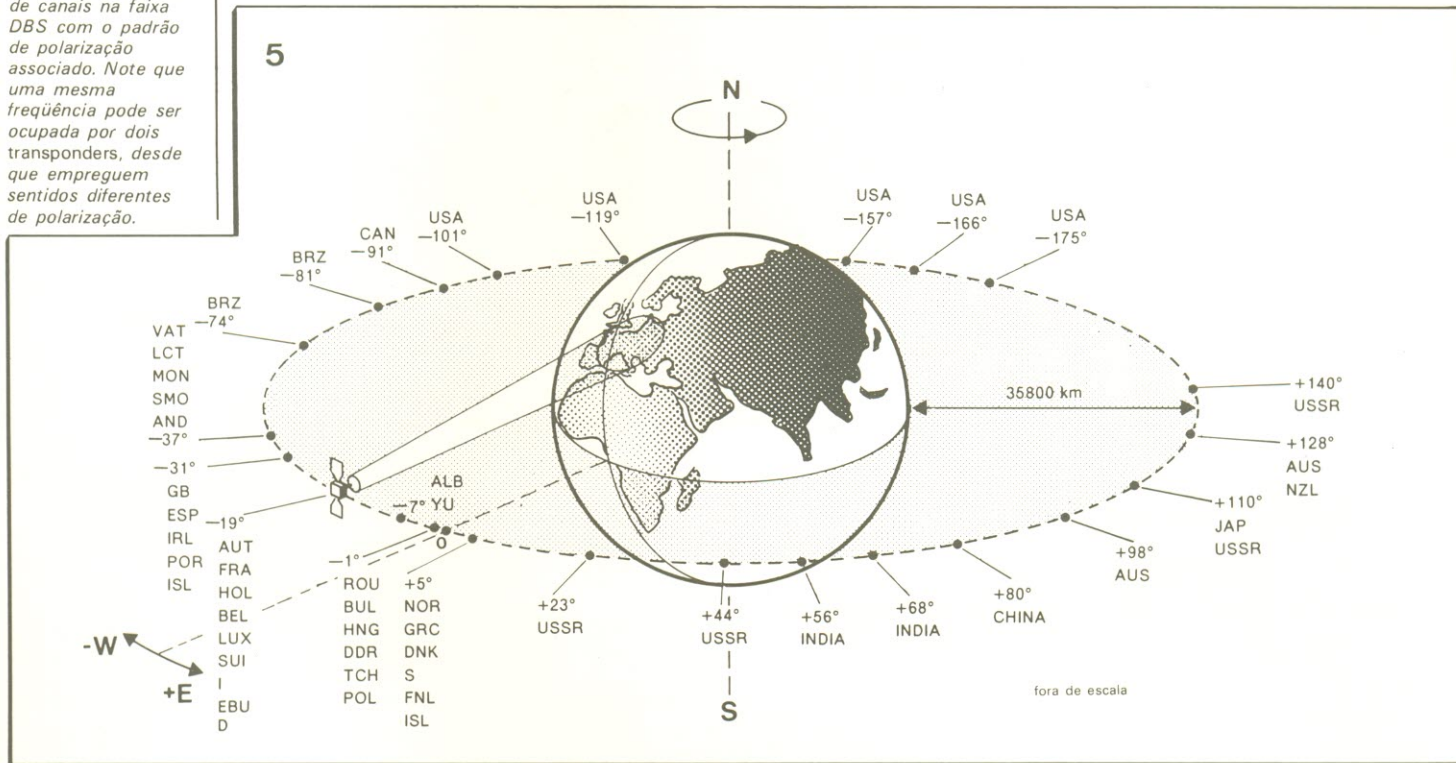
$$G/T = 10 \log_{10} \left[\frac{20,000 \times 0.8}{0.8 \times 45 + (1-0.8) 290 + 300} \right]$$

$$= 10 \log_{10}(16,000/394) \text{ dB/K} =$$

$$16.1 \text{ dB/K}$$

Isto, desde que ganho global de conversão seja suficientemente elevado (condição que é satisfeita com $G_c = 80 \text{ dB}$) e que o ruído de entrada do receptor não seja superior ao triplo do verificado no LNB.

Os cálculos da G/T mostram conclusivamente que as perdas pré-LNB ("a") são capazes de de-



440

gradar severamente o desempenho total do sistema; assim, toda e qualquer atenuação sob a forma de filtros, polarizadores ou pedaços de guias de onda acoplados ao LNB podem agir negativamente sobre a sensibilidade do sistema, da mesma forma que uma mariposa abrigando-se da chuva na corneta desse dispositivo (figura 3).

Um terceiro e último parâmetro, a relação sinal/ruído, indica a qualidade de imagem na saída do receptor:

$$S/N = PFD + G/T + x \text{ [dB]}$$

Nessa fórmula, a constante "x" é normalmente considerada equivalente a 147,3 dB para os sistemas que trabalham com uma largura da faixa de 36 MHz. Nosso equipamento, portanto, vai oferecer uma relação de

$$S/N = (-118) + 16.1 + 147.3 = 45.4 \text{ dB}$$

o que pode ser considerado excelente para os padrões europeus.

DBS, o transponder de alta potência

Embora estejam sendo planejados desde 1972 e tenham suas posições orbitais definidas desde a WARC 77, os satélites de transmissão direta (ou DBS) tornaram-se objeto de acalorados debates – nos quais as discussões técnicas foram logo substituídas por insanas especulações sobre o conteúdo da programação, sobrecarga do enlace de descida e sistemas exóticos de modulação, destinados a tornar a recepção tão cara quanto possível.

Todas essas especulações, porém, são um tanto prematuras, pois o primeiro par de DBS europeus já pronto ainda não foi lançado (Japão e União Soviética já possuem tais satélites em operação); mesmo após o lançamento, contudo, os centros de controle e enlace de subida deverão demorar mais 6 meses, ao menos, para completar os testes operacionais.

Quanto ao nível mínimo de PFD que esses satélites devem produzir na área central de cobertura, ele foi alterado recentemente pela conferência regional das Américas (RARC 83) de -103 para -107 dB (W/m²) – o que veio reconhecer assim o rápido progresso da tecnologia voltada aos semicondutores de SHF. Nessa mesma ocasião chegou-se a um acordo de que

uma razão C/n de 14 dB e um fator de mérito equivalente a 10 dB/K deveriam ser padrão no projeto de receptores.

As figuras 5 e 6 resumem uma parte do que foi aprovado durante a WARC 77, embora seja bom lembrar que não passam de recomendações a cada país – dos quais apenas a França (TDF-1) e a Alemanha (TV-Sat) estão prestes a ter seus DBS em órbita. Por outro lado, a EBU (União Européia de Teledifusão) pretende lançar em breve um DBS chamado *Olympus*, que deverá ter um feixe bastante amplo, cobrindo praticamente toda a Europa. O satélite escandinavo Tele-X talvez seja o seguinte, pela ordem de lançamento, enquanto Itália, Irlanda, Luxemburgo e Suíça ainda se encontram na fase de projeto.

Para compreender porque os satélites de transmissão direta podem ser captados por antenas de diâmetro bem menor (60 a 90 cm) e LNBs de baixo custo, da faixa de 11,7 . . . 12,5 GHz, basta simplesmente interpretar todos os cálculos anteriores sabendo que os níveis EIRP desses *transponders* serão da ordem de 60 a 65 dBW (1 a 7 MW, Po = 275 W), assegurando uma excelente intensidade de sinal dentro da área coberta. De fato, com esses níveis de PFD e EIRP, e adotando uma parábola de 1,5 m, os parâmetros S/N e C/n de nosso receptor hipotético (apenas ligeiramente modificado para se adequar a frequências um pouco mais elevadas) iriam melhorar em nada menos que 15 dB. A antena, portanto, poderia ser reduzida para 75 cm e ainda fornecer sinais per-

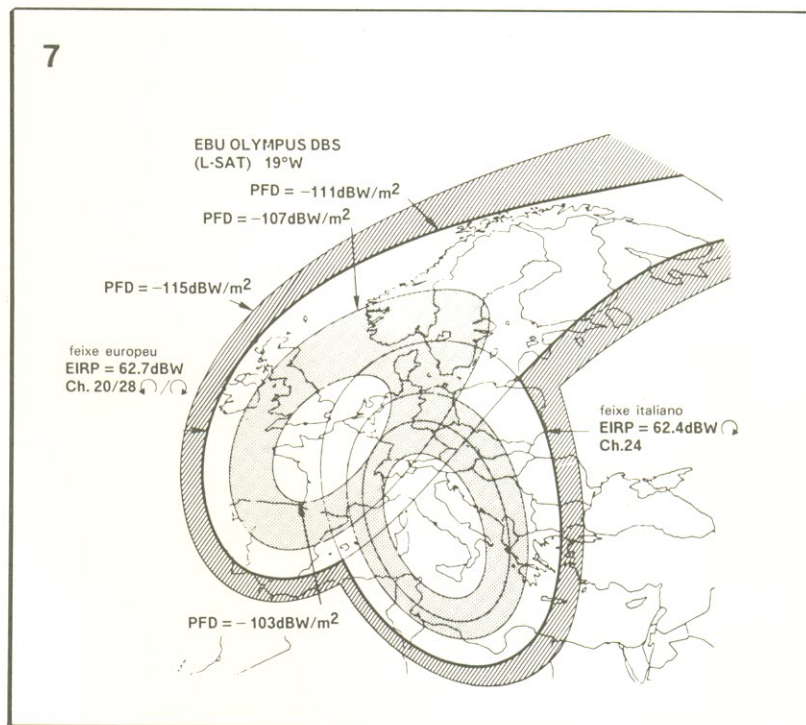


figura 7 – Cobertura prevista para o DBS da EBU, que será um satélite pan-europeu.

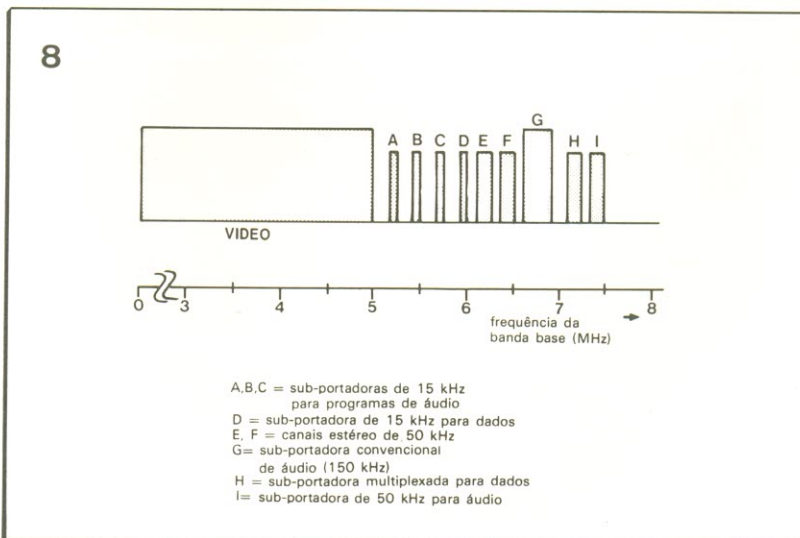


figura 8 – Exemplo de um sinal de banda base para satélites DBS (ou seja, o espectro de frequência, sem filtragem, na saída do demodulador de FM do sistema).

9

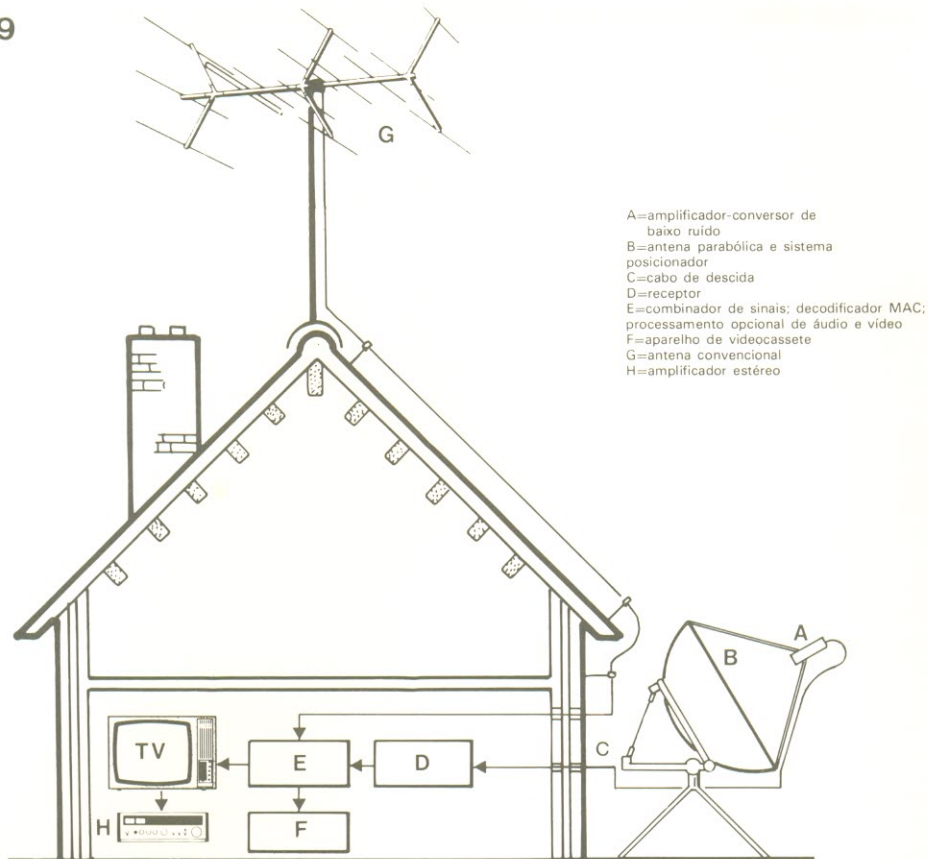


figura 9 - Equipamento que será provavelmente necessário para a recepção de futuras transmissões DBS, desde que o usuário esteja dentro da área de cobertura do satélite.

10

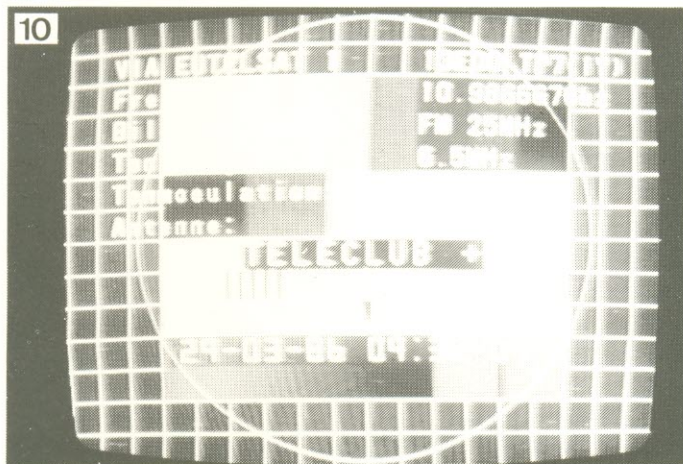


figura 10 - Exemplo de imagem recebida na Europa, a partir do Eutelsat 1.

feitamente adequados, com imagem e som de alta qualidade.

Referências bibliográficas

1. Lenz R, DL3WR: *Noise in receiver systems*; VHF Communications 4-75.
2. *Aerial Amplifiers*, Elektor Electronics, fev. 80.
3. Kernot, R.J: *The use of the European communication satellites for television transmission*; fonte: veja nº 4.
4. Scott, J M C e Neusten, M: *Experience of accessing Eutelsat transponders from transportable earth-stations*; colóquio da divisão de eletrônica do IEEE, resumo nº 1986/32.
5. Evans, D S e Jessop, G R: *VHF-UHF Manual*, 3ª edição; The Radio Society of Great Britain (RSGB).
6. EBU review: vários artigos nas edições nº 200, 202 e 215.
7. Kathrein Haus & Antenne, edição inglesa, 1985.
8. *Satellite TV receiving equipment*; Elektor Electronics, fev. 86.



TV por satélite no Brasil

Esta matéria retoma parte do que foi visto no artigo europeu sobre satélites e antenas, mas está voltada exclusivamente para a realidade brasileira. Dirige-se tanto àqueles que têm apenas curiosidade sobre o assunto, como aos que desejam mais informações concretas, antes de se decidir pela instalação de um sistema receptor em casa.

De repente, a recepção de sinais via satélite tornou-se acessível a muita gente; mas não vem acontecendo o mesmo, porém, com os dados que fundamentam essa tecnologia, tais como: Por que receber sinais de TV através de satélites e não simplesmente pelos transmissores comuns de VHF e UHF? Que sinais, exatamente, um sistema pode receber no Brasil? Por que são necessárias antenas tão grandes? Qual a legislação que regulamenta a recepção desses sinais? Como é feita a instalação e como localizar o satélite? Neste artigo procuraremos responder a essas e outras questões, além de apresentar noções teóricas e dicas práticas sobre o assunto.

O sistema básico

Na longitude 65° ocidental, a 35800 km de altitude, na linha do equador, encontra-se um corpo celeste artificial: o Brasilsat I, satélite de comunicações brasileiro. É a partir desse sofisticado produto tecnológico, sumamente importante para o progresso das comunicações em nosso país, que começaremos nosso artigo. Como já vimos, os satélites nada mais são que estações repetidoras, que recebem sinais vindos de uma estação geradora terrestre, realizam os processos de conversão de frequência e amplificação e depois transmitem de volta, rumo às estações receptoras terrestres — entre as quais estão as domésticas.

Para receber tais sinais, que são transmitidos na faixa de 3,7 a 4,2 GHz, é preciso dispor de antenas parabólicas, que ganharam esse nome porque seu formato lembra uma parábola. Uma das primeiras dúvidas a respeito desses sistemas é o porquê dessas antenas serem tão

grandes. Bem, é que os satélites transmitem em microondas, com apenas 5...8 watts de potência; os sinais, então, chegam extremamente fracos, após percorrer quase 36 mil quilômetros e se espalhar por todo o território nacional. Claro que esse problema poderia ser solucionado elevando a potência de transmissão dos satélites, mas isso iria implicar numa redução de sua vida útil, devido ao maior consumo das baterias; além disso, um aumento de potência poderia também causar interferências nos diversos enlaces terrestres já existentes.

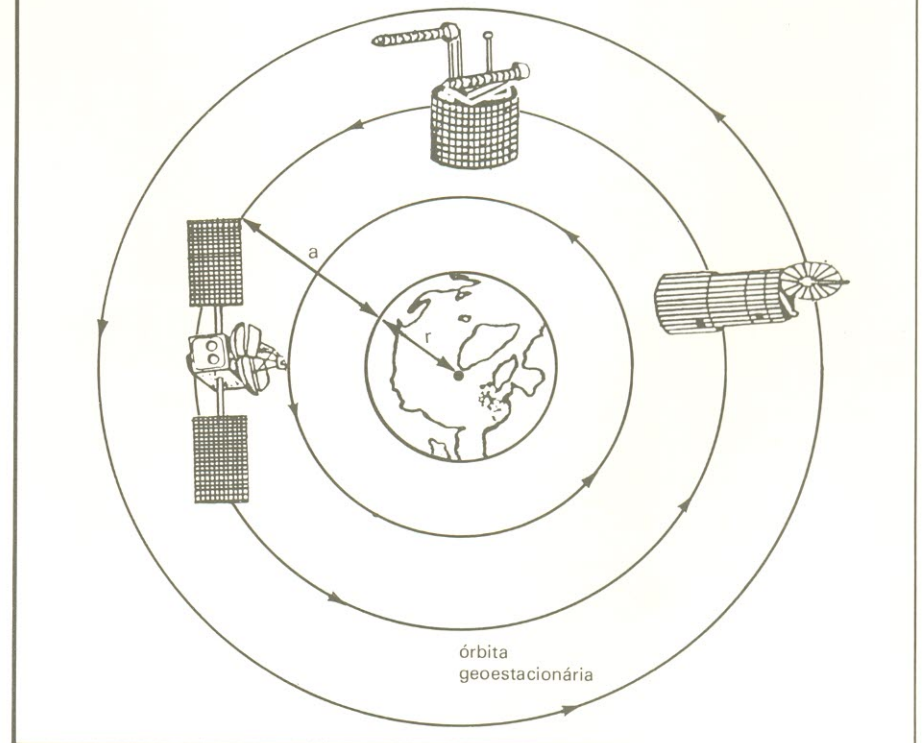
A antena parabólica é formada por dois elementos principais: o disco ou refletor parabólico, que é o "olho" do sistema de recepção e sem dúvida um componente crítico no bom desempenho do conjunto; e o alimentador, um dispositivo colocado no foco da parábola e atua como captador do sinal refletido

por ela. Acoplado ao alimentador há outro dispositivo, conhecido por LNA (*low noise amplifier* ou amplificador de baixo ruído), que confere um certo ganho ao sinal e mantém em níveis aceitáveis a relação sinal/ruído.

Para completar o sistema e dar uma idéia inicial de conjunto, não podemos esquecer do chamado "down converter" (conversor de frequência) e do próprio receptor de TV. O primeiro efetua a conversão do sinal de microondas (3,7 a 4,2 GHz) para a frequência intermediária de 70 MHz ou para a faixa de VHF situada entre 450 e 950 MHz (sendo chamado, nesse caso, de BDC ou *block down converter*).

Por fim, os sinais entregues pelo DC ou BDC, selecionados de acordo com a complexidade requerida (recepção com sinais simultâneos ou não, em uma ou duas polaridades), são enviados a um recep-

figura 1 — Princípio da órbita geoestacionária.



tor. Nesse ponto surgem mais dúvidas: Para quê existe esse receptor? Por quê não aplicar a saída de FI do DC diretamente na entrada de RF do televisor? Ou, então, a saída do BDC num aparelho de videocassete, por exemplo, e a saída de áudio e vídeo num modulador de canal? A resposta é simples: o sinal de vídeo transmitido pelo satélite é modulado em FM e não em AM, como acontece nas transmissões terrestres; logo, o receptor atua como demodulador de FM e remodulador de AM, no caso do sinal de vídeo.

A tabela 1 traz uma série de informações que caracterizam um sistema típico de recepção via satélite no Brasil, as quais poderão facilitar nossa análise daqui para a frente.

Parênteses . . .

Duas questões devem ser consideradas a esta altura de nossa con-

versa. A primeira delas diz respeito à legislação sobre a recepção, por particulares, de sinais provenientes de satélites. Podemos dizer que a imagem e o som de um programa de TV constituem o "produto" das emissoras comerciais, que o vendem juntamente com as inserções publicitárias. Na recepção doméstica via satélite, porém, não existem anúncios, pois são inseridos pela estação terrestre; conclusão: a programação torna-se um produto que é consumido sem ser pago.

Nosso código de comunicações não prevê nada a respeito e as próprias emissoras não parecem muito preocupadas com o fato; ademais, é pública a produção e a venda de componentes integrantes dos sistemas de recepção doméstica. De qualquer forma, deve-se considerar os dois princípios básicos do direito, ou seja, de que não há crime sem uma lei anterior que o previna,

e de que não há pena sem sua prévia regularização.

A segunda questão refere-se ao custo de uma instalação desse tipo. Como se pode imaginar, devido à alta tecnologia envolvida no sistema, os preços são razoavelmente elevados (um sistema básico é composto por uma antena com diâmetro de 3 m, LNA, rotor polar, que é um alimentador com motor para ajustar a polarização no próprio receptor, conversor e receptor). O *block down converter* e a parte de distribuição coletiva costumam ser cotados separadamente.

Diante de tudo isso, poderíamos nos perguntar por quê adotar a recepção via satélite em casa. As vantagens são muitas e entre elas podemos destacar:

1. Para os usuários que moram no interior do país, em locais distantes das estações geradoras ou retransmissoras de VHF ou UHF, significa o fim da imagem mal definida ou com "chuveisco";

2. Os moradores dos grandes centros urbanos têm a possibilidade de "limpar" suas imagens de TV das imperfeições e perturbações causadas por reflexões, inerentes ao sistema VHF/UHF;

3. Em qualquer ponto do país os sinais podem ser recebidos diretamente de um satélite, seja ele o Brasilsat ou um satélite internacional com potência suficiente (e localização adequada) para nos enviar suas programações;

4. Na era dos satélites, torna-se cada vez mais dispendioso às grandes redes de televisão instalar sistemas de retransmissão (enlaces terrestres) por microondas para atingir áreas remotas de um país como o nosso; assim, a resposta ao custo proibitivo desses sistemas são os satélites de telecomunicações;

5. Por último, o próprio fato de o satélite operar com microondas representava uma vantagem — já que elas não se mostram suscetíveis a ruídos provocados por distúrbios atmosféricos ou por transmissões de menor frequência; além disso, o que é mais importante, elas atravessam facilmente a atmosfera terrestre (frequências até 30 MHz são refletidas pela ionosfera, mas ultrapassado esse limite pouca coisa detém as microondas).

tabela 1 — Características de um sistema de recepção via satélite

— <i>satélite-alvo:</i>	Brasilsat I — 65° longitude ocidental, frequência = 4,2 GHz, EIRP = 38 dBW
— <i>antena:</i>	parabólica de tela, modelo <i>Black Spider</i> ou <i>Amplisat</i> (fibra de vidro), 3 m de diâmetro, com alimentador tipo rotor polar
— <i>LNA:</i>	ganho de 50 dB, T = 75 K
— <i>down converter:</i>	junto à antena, frequência de operação entre 3,7 e 4,2 GHz, onda estacionária = 1,3, frequência de saída = 70 MHz, Z _{saída} = 75 ohms
— <i>receptor:</i>	fornece alimentação para o LNA, proteção e alarme; demodulador tipo detector de fase, com linha de atraso pela menor distorção no vídeo; sintonia variável para sub-portadora de som, entre 5 e 8 MHz; CAF; saída para o canal 2; 45,75 MHz para retransmissão; saída também em vídeo e áudio (veja a figura 7)

tabela 2 — Relação ganho/diâmetro nas antenas parabólicas

diâmetro (m)	2,4	3,0	3,6	4,0	5,0	6,0
ganho (dBi)	37,8	39,8	41,4	42,3	44,2	45,5

tabela 3 — Perda de eficiência da parábola pela distorção de superfície

distorção média da superfície (mm)	0,254	1,270	2,540	6,350
perda de eficiência (%)	0,2	1,7	4,4	28,8

Localizando e caracterizando o satélite

Os satélites podem percorrer as mais variadas órbitas, cobrindo nosso planeta de pólo a pólo. Entre as inúmeras possibilidades, contudo, destaca-se uma bastante singular: é a chamada "órbita geoestacionária", na qual o satélite deve permanecer paralelo ao equador e a uma altitude precisa de 35.822 km. Observando a figura 1, vamos admitir que qualquer corpo móvel presente na órbita A deve desenvolver uma velocidade superior ao movimento de rotação da terra para manter-se estacionário em relação a ela. Por outro lado, um corpo na órbita C, onde a força gravitacional é menor, pode desenvolver uma velocidade menor que o movimento de rotação terrestre para obter o mesmo resultado.

Mas é justamente na órbita intermediária (B) que vai existir um equilíbrio entre as forças gravitacionais e centrífugas, permitindo que o satélite possa desenvolver uma velocidade equivalente à de rotação da Terra. Nesses casos, o tempo de rotação para corpos em órbita (tais como os satélites x, y e z da figura 1) é dado por:

$$T_r = 1,40818333 (a/r + 1)^{3/2}$$

onde "a" é a altitude do corpo acima do equador, "r" é o raio da Terra (= 6371 km) e "T_r" é o tempo de rotação. Substituindo nessa fórmula os dois termos conhecidos, vamos obter o valor do "a", que é de 35822 km.

Nessa órbita, no céu do Brasil, existem dois satélites que nos interessam: o Brasilsat I (65° W) e o Brasilsat II (70° W), formando o

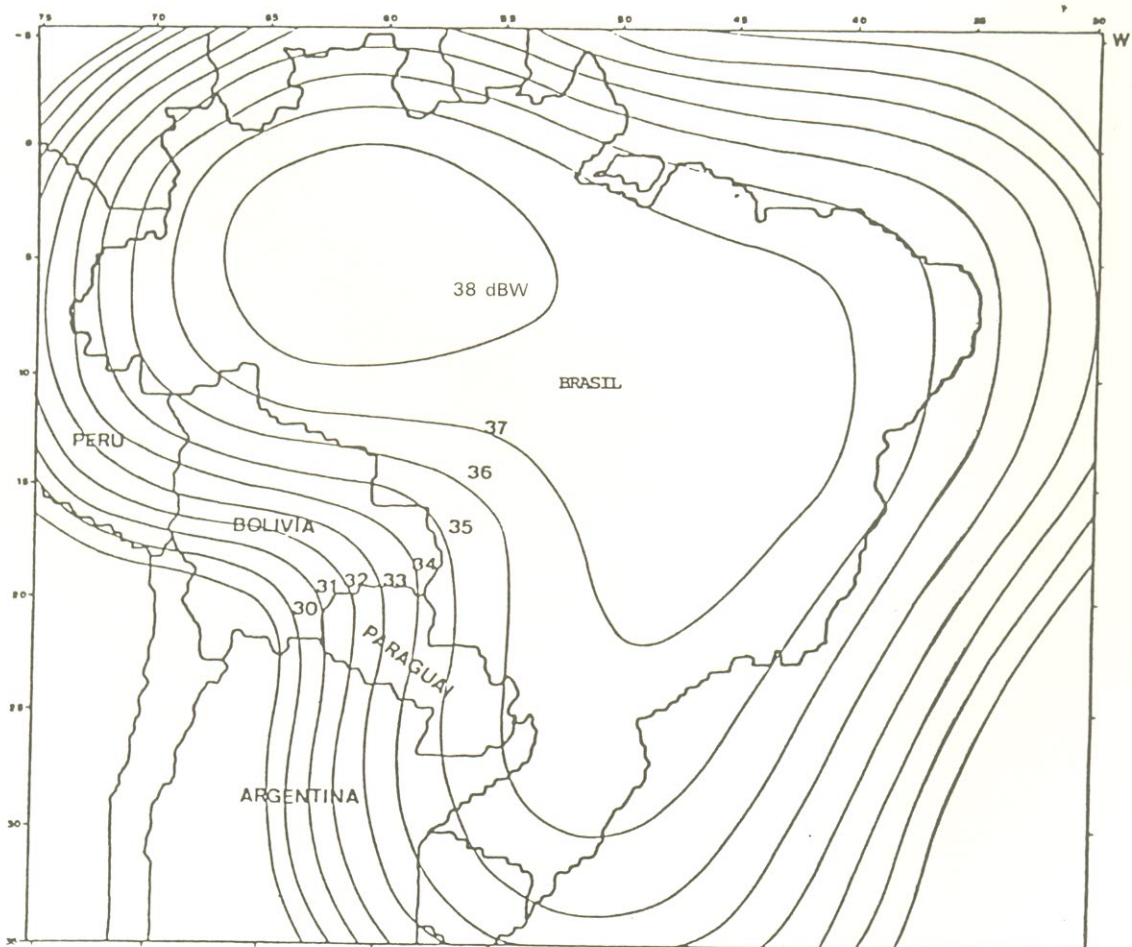
segmento espacial do SBTS – Sistema Brasileiro de Telecomunicações via Satélite. Tais satélites e seus lançadores foram fornecidos, respectivamente, pela empresa canadense Spar Aerospace e pela europeia Arianespace.

Para caracterizar um satélite é preciso determinar sua EIRP (effective isotropic radiated power ou potência equivalente isotropicamente irradiada). Exprimindo esse parâmetro matematicamente, teremos:

$$EIRP = 10 \log (P_o \times G_a) \text{ (dBW)},$$

onde P_o é a potência transmitida e G_a, o ganho da antena. Sua unidade é o dBW, que pode ser definida como a medida, em decibéis, de uma potência absoluta, tomando 1 W como referência. Na figura 2 podemos ver o diagrama de cobertura

figura 2 – Mapa de cobertura (footprint) do Brasilsat I.



do Brasilsat I, com os respectivos valores de EIRP.

Mais sobre o Brasilsat

Em síntese, todo satélite consiste de dois sistemas principais: um sistema de comunicações, que atua como repetidor, recebendo, amplificando e retransmitindo os sinais de TV; e um sistema responsável pelo controle da sua posição orbital e atitude, além de efetuar as funções de controle, comando e telemetria. Entende-se por "atitude" de um satélite como a orientação de seus eixos em relação à sua órbita e à Terra; num caso ideal, isto é, um local isento de campos perturbadores, bastaria corrigir inicialmente a posição do satélite, para que ele permanecesse orientado indefinidamente.

Nosso satélite possui 24 canais de radiofrequência (normalmente co-

nhecidos por "transponders"), cada qual com 36 MHz de largura de faixa. O espectro entre 5,925 e 6,425 GHz é usado para o enlace Terra-satélite, enquanto o situado entre 3,7 e 4,2 GHz serve ao enlace satélite-Terra. Na figura 3 estão reunidos todos os transponders do Brasilsat, tanto para os enlaces de subida como de descida.

Nota-se, nessa mesma figura, que os sinais podem chegar até nós em duas polarizações distintas, um artifício utilizado para permitir que dois canais trabalhem com a mesma frequência, sem causar interferências na estação receptora. Nosso satélite opera somente com a polarização linear, que se divide em horizontal e vertical (há também a polarização circular, que não será abordada por nós). A polarização de um sinal pode ser definida como "a orientação pela qual oscila, no tempo, o vetor campo elétrico"; a

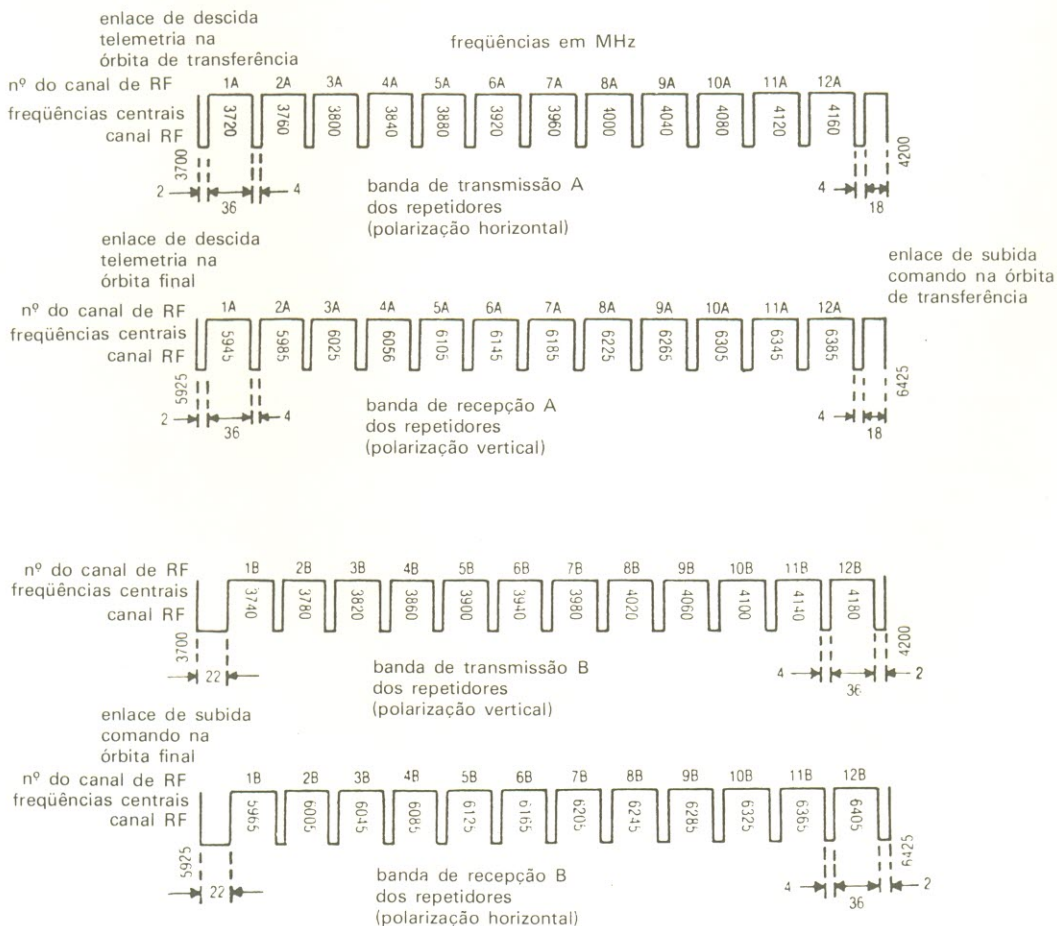
figura 4 ilustra, graficamente, a diferença entre as polarizações horizontal e vertical. No caso brasileiro, a TV Globo e a rede Bandeirantes costumam transmitir os sinais polarizados horizontalmente, ao passo que o SBT, a rede Manchete e a TV Educativa utilizam a polarização vertical.

O sistema receptor em partes

O componente mais importante da recepção via satélite talvez seja o refletor parabólico, cujo desempenho é determinado por vários fatores, tais como ganho, eficiência, largura do feixe, lóbulos laterais, temperatura de ruído e relação F/D (ponto focal/diâmetro). Vejamos alguns deles mais de perto.

O ganho de qualquer antena depende da área receptora, a qual está diretamente relacionada com seu diâmetro. A tabela 2 mostra a típica

figura 3 – Plano de frequência e polarização do Brasilsat I. O sinal é formado pela multiplexação em frequência de dois grupos de 12 canais de RF, com uma largura de faixa de 36 MHz cada, transmitidos em polarização vertical e horizontal.



relação ganho x diâmetro, supondo que a superfície refletora seja confeccionada com precisão. Quanto à eficiência, que é a relação entre direcionalidade e a área geométrica da antena, pode ser considerada aceitável em níveis ao redor dos 60%, no caso de antenas parabólicas. Superfícies "pobres" reduzem a eficiência para 50...55%, enquanto superfícies precisas e iluminação otimizada chegam a 65...70%.

A comparação entre antenas de procedências diferentes só é válida confrontando-se o diagrama de irradiação; ou, no fim das contas, a imagem obtida, mantendo inalterados os demais componentes. Não é de estranhar, portanto, que uma boa e rígida antena de 2,4 metros, com uma superfície perfeita, supere em desempenho uma similar deficiente de 3 metros. Conclui-se, então, que a eficiência das antenas parabólicas é bastante influenciada pela qualidade da superfície, pois mesmo pequenas distorções podem causar perdas substanciais. Na tabela 3 temos um exemplo dessa característica.

As antenas parabólicas, como já sabemos, podem ser encontradas atualmente em três tipos básicos. A mais comum e mais barata delas é a de ponto focal, assim chamada porque seu alimentador fica localizado exatamente no ponto focal da parábola. Mais sofisticada, a antena

Cassegrain concentra o feixe de microondas no alimentador por intermédio de uma segunda superfície, o sub-refletor hiperbólico; esse tipo de antena alcança eficiências próximas a 80%, sendo mais utilizada em

transmissão, uma vez que é bem mais cara que a anterior. Por último, temos a antena *offset* em seus vários modelos, que tem uma série de vantagens sobre a ponto focal.

figura 4 – Distinção entre as polarizações horizontal e vertical. A posição do alimentador deve coincidir com a polarização dos sinais.

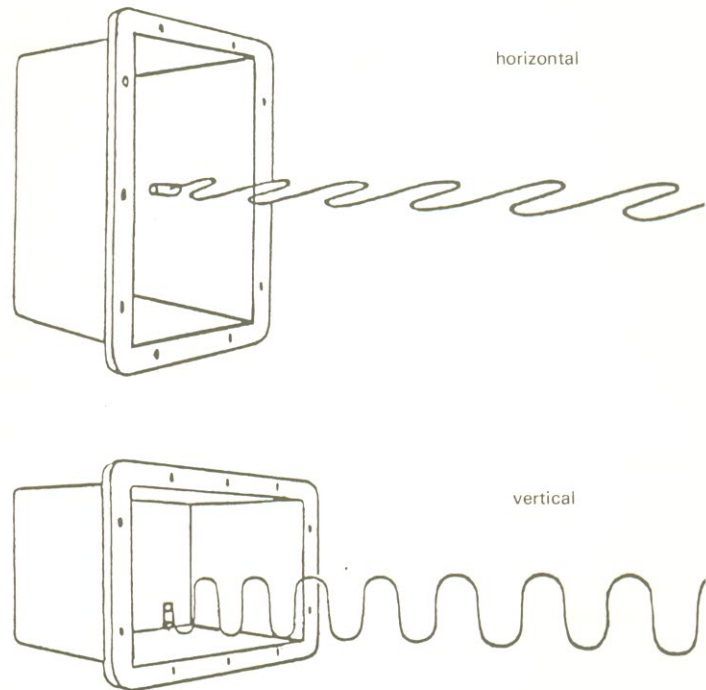
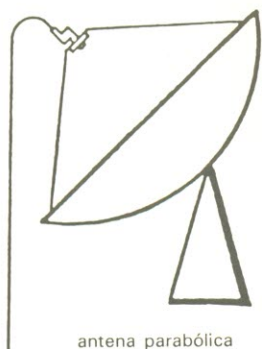
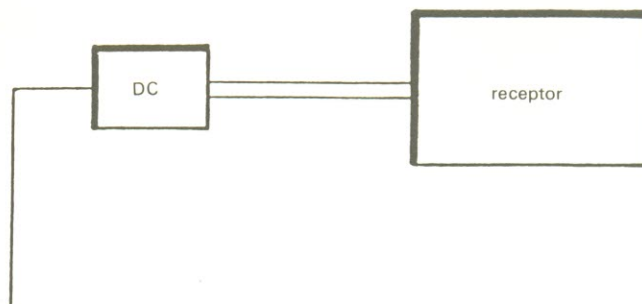


figura 5 – Sistema básico de recepção via satélite.

LNA + rotor polar



antena parabólica



O próximo elemento a ser considerado, segundo a tabela 1, é o LNA ou amplificador de baixo ruído. Trata-se de um dispositivo eletrônico que proporciona uma amplificação de 100 mil vezes (50 dB) no sinal entregue pelo alimentador e fica mecanicamente acoplado à saída do mesmo.

Todo ruído gerado em um sistema desses é proporcional à temperatura ambiente (T), à largura de faixa do sinal processado (B) e à constante de Boltzman (K), que equivale a $1,38 \times 10^{23}$:

$$\text{Ruído} = K.T.B$$

Por outro lado, o chamado fator de ruído é resultado da razão entre o ruído de saída e o de entrada de um componente eletrônico; ele também pode ser representado da seguinte forma:

$$\text{fator de ruído} = \frac{\text{ruído ideal} + \text{ruído interno}}{\text{ruído ideal}}$$

$$= \frac{KBT_{\text{ideal}} + KBT}{KBT_{\text{ideal}}}$$

$$\frac{T_{\text{ideal}} + T}{T_{\text{ideal}}} = 1 + \frac{T}{T_{\text{ideal}}}$$

onde T é a chamada temperatura de ruído equivalente e T_{ideal} pode ser considerada como 290 K.

Para calcular então a figura de ruído, basta fazer

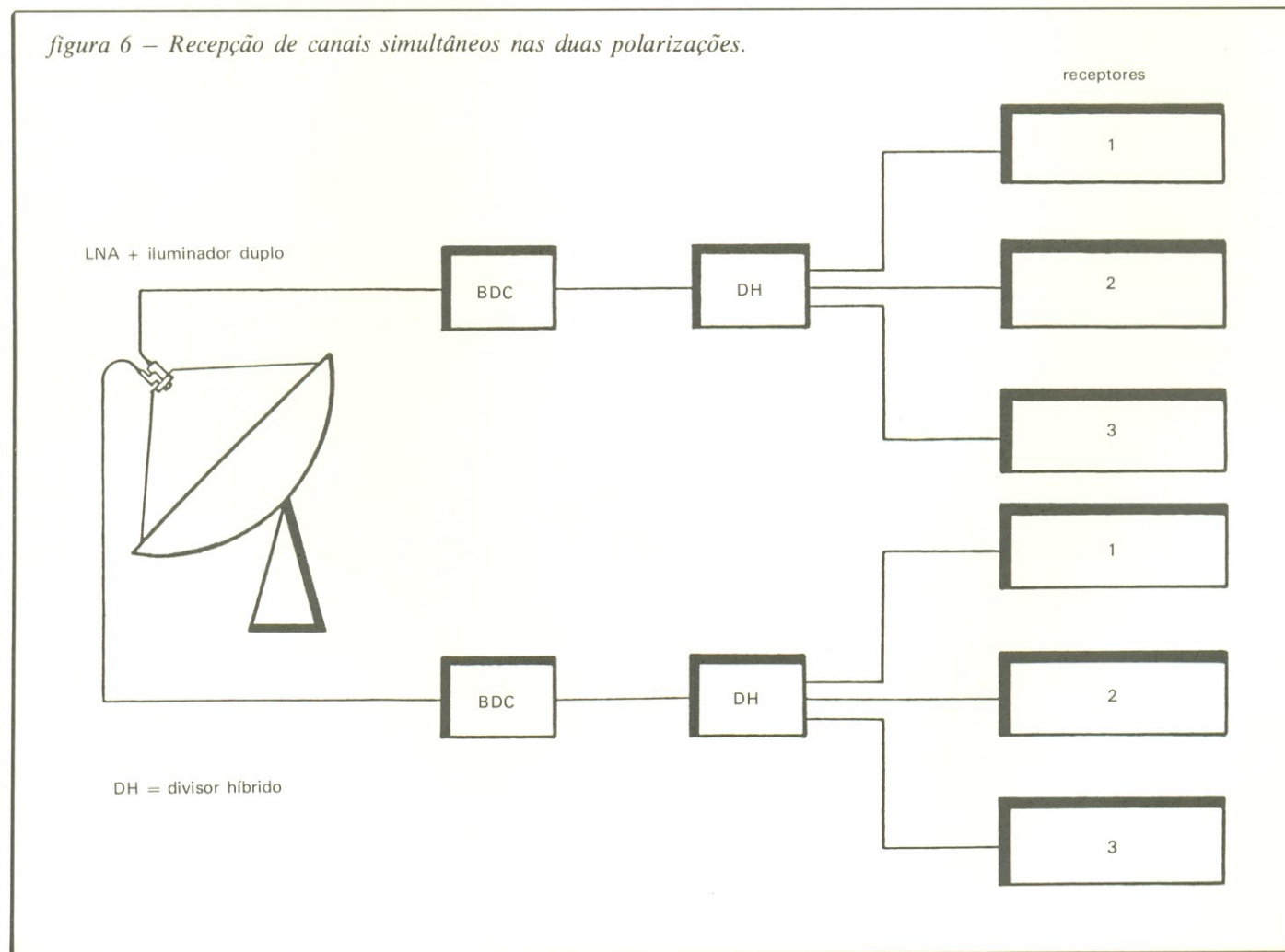
$$\begin{aligned} \text{fig. de ruído} &= 10 \log (\text{fator de ruído}) \\ &= 10 \log (1 + T/290) \end{aligned}$$

Todo LNA, normalmente, vem com sua temperatura de ruído impressa em seu gabinete. A tabela 4 de-

monstra a relação existente entre o fator C/n (portadora/ruído), o diâmetro da parábola, a temperatura de ruído do LNA e a EIRP do satélite; os valores são práticos e podem ser adotados sem problemas para determinar o tamanho da antena a ser usada, de acordo com o local da instalação (em conjunto com a fig. 2 e admitindo C/n igual ou superior a 10).

O sinal amplificado pelo LNA é então conduzido ao receptor propriamente dito, do qual faz parte o conversor de frequência intermediária (DC ou *down converter*), mas não fisicamente integrado a ele. O DC transforma assim a faixa de 3,7..4,2 GHz para uma frequência intermediária de 70 MHz, usando como referência o sinal de sintonia que vem do receptor (figura 5). Sempre que for desejada toda uma faixa de frequências como entrada no receptor, ao invés da FI de 70 MHz – com o intuito de sintonizar

figura 6 – Recepção de canais simultâneos nas duas polarizações.



programações diferentes em vários televisores ou sinais de polarizações diversas – emprega-se o BDC ou conversor em bloco (veja a figura 6).

O conversor, embora fazendo parte do sub-sistema receptor, deve ser instalado junto à antena, evitando assim eventuais perdas de sinal antes do receptor, já que a faixa passa a ser de VHF e não mais microondas. Na figura 7 vemos um típico receptor doméstico para TV via satélite; possui saídas separadas para áudio e vídeo, além de uma saída de RF para o canal 3 (ou qualquer outro canal, opcionalmente), pois inclui um modulador interno de VHF. Pode ser fornecido também com modulador de FI, para retransmissão de sinais.

Apontando a antena

Direcionar a parábola em relação ao feixe de microondas enviado pelo satélite não é tarefa fácil. Mesmo antes do “apontamento”, porém, é preciso tomar alguns cui-

dados na instalação da antena. Em primeiro lugar, deve-se verificar o local da instalação, antes de fazer qualquer obra civil, procurando evitar obstáculos como árvores, prédios, etc., que poderiam obstruir a passagem do feixe. Duas ferramentas são importantes nesse estágio da instalação: uma bússola, que indica o azimute, ou seja, a direção para onde vai apontar a antena; e

um inclinômetro, que assinala o ângulo de elevação da antena.

Caso o local escolhido esteja livre de obstáculos, na direção e elevação desejadas, pode-se dar início à construção da base para a sustentação do pedestal. Entretanto em algumas regiões existe um tipo de obstáculo especial: as chamadas interferências terrestres, que são provocadas por enlaces terrestres de

figura 7 – Receptor nacional de TV via satélite.



tabela 4 – Relação entre C/n, diâmetro da antena, temperatura de ruído do LNA e EIRP do satélite

Parábola - Ø (m)	1,8			2,4			3,6			4,0			5,0			6,0			
	LNA (°K)	100	80	60	100	80	60	100	80	60	100	80	60	100	80	60	100	80	60
EIRP (dBW) G/T (dB)	12,8	13,4	14,1	15,8	16,4	17,2	19,8	20,6	21,5	20,7	21,8	22,4	22,7	23,4	24,4	24,4	25,1	26,1	
38	8,9	9,5	10,2	11,9	12,5	13,3	15,9	16,7	17,6	16,8	17,6	18,5	18,8	19,5	20,6	20,5	21,2	22,2	
37		8,5	9,2	10,9	11,5	12,3	14,9	15,7	16,6	15,8	16,6	17,5	17,8	18,5	19,6	19,5	20,2	21,2	
36			8,2	9,9	10,5	11,3	13,9	14,7	15,6	14,8	15,6	16,5	16,8	17,5	18,6	18,5	19,2	20,2	
35				8,9	9,5	10,3	12,9	13,7	14,6	13,8	14,6	15,5	15,8	16,5	17,6	17,5	18,2	19,2	
34					8,5	9,3	11,9	12,7	13,6	12,8	13,6	14,5	14,8	15,5	16,6	16,5	17,2	18,2	
33						8,3	10,9	11,7	12,6	11,8	12,6	13,5	13,8	14,5	15,6	15,5	16,2	17,2	
32							9,9	10,7	11,6	10,8	11,6	12,5	12,8	13,5	14,6	14,5	15,2	16,2	
31							8,9	9,7	10,6	9,8	10,6	11,5	11,8	12,5	13,6	13,5	14,2	15,2	
30								8,7	9,6	8,8	9,6	10,5	10,8	11,5	12,6	12,5	13,2	14,2	
29									8,6		8,6	9,5	9,8	10,5	11,6	11,5	12,2	13,2	
28												8,5	8,8	9,5	10,6	10,5	11,2	12,2	
27													8,5	9,6	9,5	10,2	11,2		
26														8,6	8,5	9,2	10,2		
25																8,2	9,2		
24																		8,2	

- Hipóteses: a) distância do local ao satélite = 37.000 km
 b) faixa do FI do receptor: 30 MHz
 c) ângulo de elevação: 30°
 d) frequência de recepção: 3,95 GHz
 e) iluminação da parábola: -10 dB nas bordas em relação ao centro.

microondas, bem na faixa de frequências utilizada pelo satélite. Nesses casos, deve-se fazer uma prospecção do local, com um analisador de espectro, a fim de detectar a presença e a direção dessas interferências.

Uma vez instalada a antena, é preciso direcioná-la, ou seja, fazer com que aponte para o satélite visado. Para isso, deve-se conhecer os valores de azimute e elevação da mesma em relação a esse satélite; o primeiro é o valor de determinado ângulo, contado no sentido horário a partir do norte verdadeiro, enquanto o segundo é o ângulo medido do horizonte até o ponto desejado.

Para calcular esses dois parâmetros é necessário dispor dos seguintes dados:

S = longitude do satélite
A = latitude do local
B = longitude do local

A partir daí, monta-se estas expressões:

$L = B - S$
 $D = \cos^{-1}(\cos A \cdot \cos L)$
 $C = \cos^{-1}(-\operatorname{tg} A / \operatorname{tg} D)$

Calcula-se então o azimute (AZ):

-se $L > 0$, então $AZ = C$ (latitude norte)
ou $AZ = 180 - C$ (latitude sul)
-se $L < 0$, então $AZ = 360 - C$ (latitude norte)
ou $AZ = 180 + C$ (latitude sul)

E agora, a elevação (EL):

$$EL = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\cos D - 0,1513}{\sqrt{1 - \cos^2 D}} \right)$$

O processo de apontamento pode ser efetuado também através de gráficos, que fornecem valores aproximados de azimute e elevação. É preciso lembrar, no entanto, que qualquer azimute (calculado ou achado em gráfico) é medido em relação ao norte verdadeiro, ao passo que no apontamento prático usa-

mos uma bússola, que indica sempre o norte magnético. A diferença entre ambos deve-se à deformações sofridas pelo campo magnético terrestre, as quais introduzem um erro na bússola. Para compensá-lo utiliza-se mapas de correções magnéticas, que variam de uma região para outra; o valor obtido nos mapas deve ser somado ao de azimute encontrado.

Os procedimentos para se apontar uma antena estão diretamente relacionados com o tipo de pedestal adotado para sua sustentação. Existem, basicamente, dois tipos de pedestal: o polar e o azimute/elevação. O primeiro permite que a antena percorra todo o arco polar (órbita geoestacionária dos satélites) com apenas um movimento; já o segundo exige ajustes distintos em duas direções (azimute e elevação). A grande vantagem do pedestal polar reside na possibilidade de se implantar atuadores por controle remoto.

Sinais de outros satélites

A nível doméstico, é comum que todo usuário em potencial pergunte se com uma antena parabólica poderá receber qualquer sinal, de qualquer parte do mundo, muitas vezes estimulado por anúncios enganosos em jornais e revistas. Obviamente, isso não é possível, pois se estamos no hemisfério sul/ocidental, como receber sinais, por exemplo, de um satélite situado no hemisfério norte/oriental? Em outras palavras, não existe qualquer possibilidade de assistirmos à programação das TVs japonesas via satélite.

Para saber se é possível a recepção de um determinado satélite, deve-se conhecer seu mapa de cobertura, com os respectivos valores de EIRP. Em nosso caso, temos os *Brasilsat I e II* (este como satélite-reserva), que retransmitem os pro-

gramas das principais redes de televisão. Mas além dos satélites domésticos de cada país, existem também os de cobertura continental, em geral pertencentes a consórcios formados por mais de 150 países, tais como os da linha "Intelsat". Entre eles, o *Intelsat IV-F*, especificamente, inclui o Brasil em seu mapa de cobertura (veja a figura 8), por estar situado acima do oceano Atlântico.

O Brasil, antes de lançar a série *Brasilsat*, alugava *transponders* desse satélite, através dos quais recebíamos imagens das redes *Globo* e *Bandeirantes*. Mas para este ano, ainda, está previsto o lançamento do *Pan-Am Sat* (satélite panamericano), que fará a cobertura no hemisfério ocidental.

É óbvio que para receber sinais de satélites internacionais as antenas devem ser especialmente dimensionadas. O fator de mérito (razão entre ganho e temperatura de ruído) da antena e do LNA cumpre um importante papel nesses casos, pois quanto maior o G/T, melhor a capacidade de receber esses sinais mais fracos. E, de acordo com a tabela 4, fatores de mérito elevados requerem parábolas de maior diâmetro.

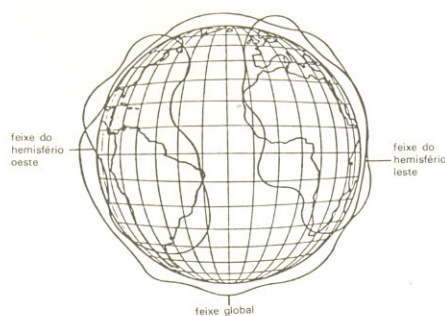
Portanto, ao instalar uma antena parabólica, o usuário não deve se ater a modismos, e sim preocupar-se com suas reais necessidades — ou seja, decidir se deseja um sistema para melhorar a qualidade de recepção de seu TV ou se está mesmo interessado em programas internacionais. Esse é um ponto fundamental de uma estação para recepção de sinais via satélite no Brasil.

Bibliografia

- *The Home Satellite TV Installation and Troubleshooting Manual*; Frank Baylin e Brent Gale, Baylin & Gale Productions, 1986.
- *SBTS — Sistema Brasileiro de Telecomunicações Via Satélite*; documento preparado pelo departamento de comunicações domésticas via satélite da Embratel, 1985.
- *Uma introdução à recepção de TV via satélite*; publicação interna do departamento de engenharia de pesquisas da Amplimatic Telecomunicações S/A.
- *Satellite TV reception*; Elektor nº 135, setembro 1986.

O texto e as ilustrações deste artigo foram gentilmente cedidos pela *Amplimatic Telecomunicações S/A*.

figura 8 — Mapa de cobertura do *Intelsat IV-F*.



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

Vocês sempre nos perguntam como é feita uma revista, qual o trabalho, as etapas e os problemas envolvidos em sua confecção. Pois bem, vamos satisfazer essa curiosidade usando a Elektor como exemplo — pois, além de tudo, é mais do que justo que vocês conheçam “por dentro” a revista que ajudam a manter.

A Elektor Eletrônica é uma revista mensal, edição brasileira de uma publicação já famosa em todo o mundo e com várias co-irmãs espalhadas por 4 continentes. Tudo começa com a seleção do material a ser publicado a cada mês, pelo qual são pagos os devidos direitos aos proprietários, na Holanda. Esses artigos e mais o material nacional passam primeiramente pela redação, onde são devidamente “tratados” (traduzidos, copidescados ou compilados, conforme a origem).

Depois de datilografados em laudas, passam para a fotocomposição, um processo que transforma o texto datilografado em colunas perfeitamente alinhadas, com letra de imprensa, como se vê na revista. Ele emprega computadores que alinham automaticamente o texto e um papel fotográfico especial — tudo bem mais caro que a composição comum, mas com uma qualidade incomparavelmente superior.

Os textos compostos são enviados ao departamento de arte, juntamente com as ilustrações correspon-

dentas, para serem diagramados e montados; depois de passar por essa fase, cada página tem o aspecto definitivo, exatamente como será impresso na revista. Parece simples, mas não é: cada desenho, cada legenda, cada pequeno texto devem ser cuidadosamente colados no lugar, a fim de resistir à etapa seguinte, que é a de fotolito; além disso, uma vez montados os artigos, eles exigem mais uma revisão.

As matérias, montadas sobre cartão grosso, vão em seguida ser fotolitadas. É outro processo caro, pois o que chamamos de fotolito é um filme transparente à base de poliéster, para o qual devemos passar fotograficamente, da maneira mais fiel possível, todas as páginas montadas da revista. As páginas de miolo, que são em preto e branco, pedem um fotolito cada uma; já as capas, que são a 4 cores, exigem quatro fotolitos, sendo um para cada cor primária e um para o preto, o que contribui para encarecer o produto.

Feitos os fotolitos, é preciso entregá-los à gráfica — o que envolve não só os custos de impressão, mas também os do papel, cujo fornecimento sempre foi um problema no Brasil (quase como o dos componentes eletrônicos, respeitadas as proporções). Terminado o processo? Não, pois ainda é preciso recorrer a um distribuidor, que faça as revistas chegar às bancas de forma rápida e racional, devolva o que não foi vendido e forneça relatórios periódicos de vendas e distribuição: e isto, é claro, também custa dinheiro.

Não podemos esquecer, porém, de um estágio muito importante da publicação da Elektor, que muitas vezes antecede todos os outros: a montagem e teste dos circuitos que serão publicados, a fim de verificar sua viabilidade com os componentes disponíveis em nosso mercado e também eventuais problemas, para que possamos informar melhor nossos leitores, em caso de dúvida. Como não podia deixar de ser, isto envolve um laboratório completo, pessoal especializado, compra de componentes e confecção de placas impressas.

Para compensar esses gastos todos, contamos primeiramente com a venda em bancas; em segundo lugar, com as assinaturas; e por último, com a publicidade, que se nas revistas de informação geral ou lazer

chega a pagar toda uma edição, no caso das publicações técnicas representa uma receita ainda bastante pequena. A título de comparação, enquanto a edição inglesa de Elektor traz, em média, 18 páginas de anúncios, a brasileira vem tentando se manter, atualmente, com 7 ou 8, para o mesmo número de páginas internas.

Agora misturem tudo isso com hiperinflação, escassez de papel, aumentos em todos os serviços, matérias-primas e em nossos salários, e vocês terão uma idéia das dificuldades que envolvem a confecção de uma revista em nosso país. O resultado só poderia ser o que vem ocorrendo: aumento do preço de capa e opção por outro tipo de papel, mais barato, mas que não compromete a qualidade gráfica da Elektor. Aliás, observando a revista impressa, notamos que o novo papel é ainda mais branco que o couchê que vínhamos utilizando, melhorando o contraste com o texto e principalmente com as fotos; além disso, nos pareceu que a falta de brilho permite ler melhor sob luz forte, já que evita reflexos.

Por outro lado, jamais abriremos mão do nível e da qualidade técnica da revista, que são sua marca registrada em todos os países em que é editada, independentemente de sua apresentação. Bem, aí está, então, tudo o que pudemos condensar sobre a Elektor em alguns parágrafos; acreditamos, no entanto, que tenha contribuído para que vocês a conhecessem um pouco melhor vista do lado de cá.

COMENTÁRIOS

Em primeiro lugar, quero felicitá-los pela realização dessa grande idéia, que é o lançamento da revista Elektor no Brasil. Não me parece coisa fácil, com tantas publicações técnicas já à disposição dos interessados. Mas Elektor é sempre Elektor! Uma revista sempre bem-vinda e já aguardada há muito, pela seriedade de seus artigos. Além disso, diga-se de passagem, jamais se poderia imaginá-la com uma qualidade gráfica inferior à que está sendo utilizada...

Entretanto, quero observar (pois nada é perfeito) que em todas as páginas encontra-se pelo menos um

erro, seja de tipografia ou coisa parecida, para o que se poderia prestar mais atenção, no controle da edição (...) Aproveitando o ensejo, um pequeno exemplo é a falta da definição do transistor T5 na lista de componentes referente ao Traçador de Curvas para Transistores, no nº 9. É claro que não tem tanta importância, mas poderia vir sem esse esquecimento...

Como resposta à carta do leitor Marcos Assis, de Curitiba (Elektor nº 9), entre as centenas de anúncios do jornal Baleão, descobri, por acaso, que a firma Datalógica Informática Ltda., está comercializando uma placa de expansão para 80 colunas em MSX. O endereço é Rua Uruguaiana, 118, gr. 810, CEP 20050, RJ, fone (021) 242-2628 (...)

Para finalizar (e infelizmente também faz parte do contexto) gostaria de pedir para publicar, em um próximo número, numa impressão clara e inteligível, a listagem de Indutores na Prática (nº 7, pág. 54). É um programa bem simples e muito prático, mas qualquer diferença ou omissão faz com que se torne completamente inútil, todos sabemos disso.

*Pèter Juhász
Petrópolis — RJ*

Seu pedido e o de vários outros leitores já foi atendido, Pèter; veja, no "Correktor" desta edição, o programa para cálculo de indutores, agora bem legível. Junto com ele está a errata referente à relação de componentes do traçador de curvas — pela qual nos desculpamos, assim como por outros eventuais erros de revisão; estamos nos esforçando para banir as erratas das páginas da Elektor.

CONSULTAS

Sou assíduo leitor de Elektor desde o primeiro número e tenho encontrado nessa revista o apoio e a dedicação que nos faltavam em matérias editoriais. Sou hobista, posuo um videocassete e pretendo absorver todos os recursos possíveis e disponíveis que venham a me oferecer e transformar a minha sala de TV. Para tanto já está em meus planos a construção do divisor de fre-

quência publicado por Elektor e transformar meu televisor em monitor, também já publicado.

Aguardo ansioso que a revista não pare por aí e que nos dê oportunidade de montar outros aparelhos, para incrementarmos ainda mais nosso vídeo/TV, como, por exemplo: um amplificador de sinais VHF, pois como sabemos a maioria das pessoas reside em apartamentos, onde a manutenção desses sistemas é alheia à sua vontade, ou mora em pontos longínquos, onde a captação do sinal é precária: um aparelho para ser colocado entre dois vídeos, que permita fazer cópias de melhor qualidade, pois os que estão à venda têm preços exorbitantes; e outros aparelhos que venham realmente preencher lacuna nessa área(...)

Mas o verdadeiro motivo desta é que, estudando as páginas da Elektor nº 2, para a possível montagem do versátil Amplificador de Vídeo, não consegui descobrir a conexão do equipamento com o circuito do meu televisor, um Sharp modelo C2006A. Envio-lhes então uma xerox do esquema do TV e das páginas da revista Elektor, para que vocês me auxiliem a resolver esse problema (...)

*Eliezer Santana Filho
Santos — SP*

Você deve estar se referindo, na verdade, Eliezer, ao artigo "Transforme seu TV num monitor", também publicado na revista nº 2. Observe que na matéria foram fornecidos alguns exemplos de conexão entre o circuito e o televisor, visando facilitar o serviço ao máximo, devido ao grande número de aparelhos existentes, com as mais diversas configurações. Isto não quer dizer, porém, que a ligação não exija um certo conhecimento de TV: se você não está seguro de como fazer a ligação, sugerimos que procure uma oficina de confiança — no seu caso, uma autorizada Sharp, de preferência.

No se si está bien dirigirme a ustedes o a otra persona. Pero mi intención es saber algo más al respecto del Juego de Luces Programables, publicado en la revista Elektor Electrónica, número 6, dezembro/86 - janeiro/87(...).

Ahora bien, si ustedes son los encargados quisiera saber, por intermedio de algún dibujo, de la distribución de luces o cuales son las combinaciones o formas en que pueden distribuirse dichas luces para una mejor apreciación del juego.

Mi intención es saber algo más al respecto de este circuito para fines de un trabajo de titulación que me gustaria mucho presentarlo en mi universidad Federico Santa Maria. Si ustedes además me sugieren otros consejos a cerca de este circuito se los agradecería enormemente.

*Octavio Maillard Hidalgo
Viña del Mar — Chile*

Primeiramente parabeno-os pelo conteúdo e qualidade dessa nova revista do mercado nacional, ultrapassando, a meu ver, todas as outras publicações do ramo desde o nº1. Sendo eu um audiófilo, vejo que vocês escolheram o áudio como uma das principais seções dessa publicação, o que pede meu maior incentivo, já que essa matéria é um tanto parca de informações técnicas avançadas, no Brasil. Aliás, essa seção é que me fez ser, desde o nº 4, mais um assinante dessa excelente revista.

Tenho algumas perguntas a fazer sobre o Equalizador Paramétrico:

— Até quando posso aumentar o Q desse equalizador? E o ganho, sem prejudicar a resposta em frequência?

— Qual é a faixa de passagem (em Hz) desse equalizador com os controles no mínimo e sua relação sinal/ruído?

Agora uma sugestão: publiquem um analisador espectral, baseado em um osciloscópio, com etapa de FI e tudo o mais (...)

*Ronaldo F. Tavares
Santos — SP*

Bevindo ao clube Elektor, Octavio. O circuito das Luzes Programáveis, do qual você pede informações, tem infinitas possibilidades de disposição das lâmpadas — seja para efeitos visuais ou painéis (que parece ser o seu caso). O problema é que o arranjo de luzes está sempre diretamente relacionado com o tipo de programação feita no painel do aparelho, através das chaves. E, embora o artigo forneça uma expli-

cação completa desse procedimento, sabemos por experiência própria que só é possível saber como operá-lo em sua plentiude quando já montado e funcionando. Temos um protótipo em nosso laboratório, que nos permitiu chegar a essa conclusão.

Assim sendo, nossa sugestão é que você monte o aparelho e vá ganhando experiência na prática, utilizando-o e testando-o com as mais variadas programações; au-

mente a capacidade de memória sempre que achar necessário, até poder formar pequenos painéis com letras e números. Sabemos que é um método que exige paciência e determinação, mas no final você poderá realmente dominar o aparelho.

O equalizador paramétrico também foi montado em forma de protótipo em nosso laboratório, Ronaldo, e podemos afirmar que não é absolutamente necessário alterar qualquer

parâmetro do mesmo. Seu fator de mérito e ganho são mais que suficientes para os objetivos do circuito (o que comprovamos através de testes práticos). Infelizmente, também não dispomos, em números, dos gráficos das figuras 2 e 3 (pág. 20 e 21, Elektor nº3) podem lhe dar muitas informações sobre o comportamento do equalizador.

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, trazendo de contato com outros leitores, confecção artesanal de circuitos e placas e compra, troca ou venda de material eletro-eletrônico e publicações da área;

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

Compro, troco e vendo cartuchos para o videogame Atari 2600 e seus compatíveis e programas para o CP200S — Hemerson Vieira Barros; R. Fortaleza, 234, Quirinópolis, GO, CEP 76260.

Desejo me corresponder com interessados em áudio e música eletrônica, para troca de informações e circuitos — Manoel Eduardo da Silva; R. Barão do Triunfo, 47, Salvador, BA, CEP 40030.

Vendo programa para calcular e apresentar graficamente a FFT (Transformada Rápida de Fourier) em micros da linha MSX — Roberval Lira; R. Tiradentes, 369, caixa postal 132, Campina Grande, PB, CEP 58100.

Vendo apostilas datilografadas sobre o método fotográfico para confecção de circuitos impressos; pedidos pelo correio — Eddie Murray; Av. Gal. Olimpio da Silveira, 327, apto. 52, S. Paulo, SP, CEP 01150.

Vendo TK-85, 5 fitas gravadas com jogos e utilitários, 1 livro de programação, 1 CPU Z-80A, 3 memórias RAM 2116N, 3 memórias EPROM 2732A, 1 interface paralela 8255 — Dalva; fone (011) 215-6426, no horário comercial.

Compro osciloscópio e gerador de áudio; ou troco por TV Color KL 7 Philips (volto diferença) — João Leite da Silva Neto; Praça D. Pedro II, 3-59, Bauru, SP, CEP 17015.

Desejo fundar um clube dos eletrônicos e monto fontes de alimentação — Dalcio C. Momeso; R. Amaral Gurgel, 837, Jaú, SP, CEP 17200.

Confeciono lay-out de circuito impressos para instrumentação e informática; sou técnico eletrônico especializado — Carlos; Rua Duran, 67, São Paulo, SP, CEP 04660, fone (011) 533-6465.

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

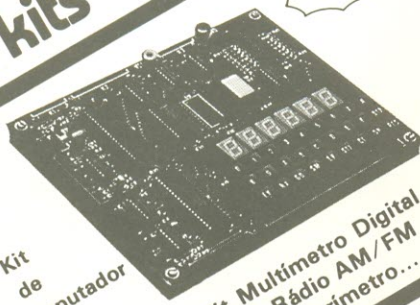
Compro: integrados SDA 2101, TDA 1022, MM 5871N, MM 5837N, SN 76477 (grande); xerox do esquema do transceptor Cobra 19GTL; núcleos toroidais T-50-2, T-65-2, T-68-2, T-37-2 e outros; bobinas de TV Crow (5 TV 201) AM-LI 99, AM-LI 100, AM-LI 101; gostaria de entrar em contato com interessados em trocar informações, compra de componentes (Rio-SP), esquemas, etc. — Antonio Carlos Munhoz; R. Barão de Ubá, 82, Rio de Janeiro, RJ, CEP 20260.

Cursos técnicos!

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

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...

Cursos 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

Desseja receber, gratuitamente, o catálogo ilustrado do

Curso de: _____ indicar o curso desejado

Nome _____ nº _____

Endereço _____

Bairro _____

Cidade _____

Estado _____

CEP _____

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: _____ Ek11

Endereço: _____

Cidade _____ Estado _____ CEP _____

Empresa _____

Cargo _____ Tel: _____

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 potência
- * Fornecemos modelos especiais em pequena quantidade de, mediante desenho ou amostra
- * Prestamos serviços de: zincagem branca, zincagem preta, bicromatização e pintura.
- * PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

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

ACABAMOS DE RECEBER!

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 conceituação até o cálculo de componentes, como indutores e transformadores e dimensionamento de diodos e transistores.

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 - Blinckhoff.	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/Neiryck	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 OPERACIONAL AMPLIFIERS - Rutkowski	956,00
FEEDBACK AMPLIFIER PRINCIPLES - Rosenstark	1.001,00
UNDERSTANDING IC OPERACIONAL AMPLIFIERS - 2nd Edition - Melen/Garland	393,80
IC OP-AMP COOKBOOK - 3rd Edition - Jung	659,00
OPERACIONAL AMPLIFIERS AND LINEAR INTEGRATED CIRCUITS - 3rd Edition - Coughlin	1.815,00
OPERACIONAL 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

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

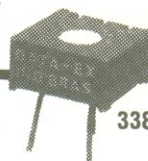
TRIMPOT



3590



3296



3386



3006



3359

**POTENCIÔMETRO
DE PRECISÃO**

MC

M.C. MICRO CIRCUITOS LTDA.

Vendas

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

Optoeletrônica

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.

ME-34

Fotolito

MILANI

*Serviço especializado para
CIRCUITOS IMPRESSOS.*



S/C-LTDA.

EXECUTAMOS:

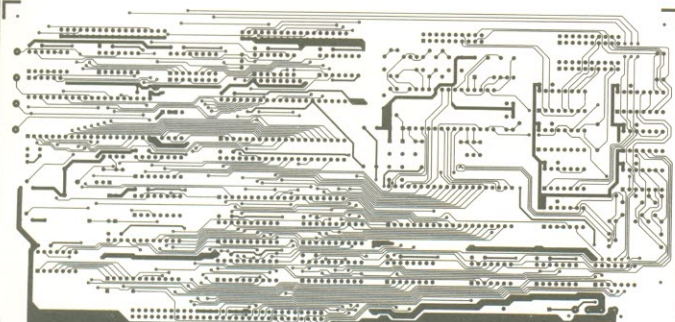
*REDUÇÕES, AMPLIAÇÕES, CONTATOS, DESENVOLVIMENTO,
FOTOLITO DIRETO DA PLACA FACE SIMPLES E DUPLA FACE.*

PRAZO DE ENTREGA:

DE 24 À 36 HORAS.

**** PARA MAIORES INFORMAÇÕES CONSULTE NOSSOS TÉCNICOS.**

RUA MOTTA PAES, 213-V. IPOJUCA-LAPA-S.P.
TELS.: 872-7561-263-4166 [TRONCO CHAVE]



MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

**À VENDA
NAS MELHORES
CASAS DO RAMO**



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

**FREQÜENCÍMETROS
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

LIVROS PETIT

CIRCUITOS DE MICROS

- Apple-TK-CP-IBMPC Cz\$ 470,00

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA

- Betamax e VHS, com adaptação NTSC/PAL Cz\$ 360,00

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO

- Micro de bancada, p/ prática de projetos, manutenção assembler/código de máquina Cz\$ 318,00

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

- Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey Cz\$ 280,00

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

- Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE Cz\$ 280,00

ELETRÔNICA DIGITAL

- Teoria e Aplicação Cz\$ 180,00

APRENDENDO ELETRÔNICA Cz\$ 210,00

TRANSMISSOR E GERADOR DE RF Cz\$ 350,00

TELEVISÃO

- Teoria e Consertos-Cores/PB Cz\$ 230,00

TV-CORES E PRETO E BRANCO - CONCERTOS

- Com esquemas dos modelos estudado Cz\$ 240,00

RÁDIO - Teoria e Consertos

- Cis de Audio, FM, AM, OC, HI-FI, Estéreo Cz\$ 250,00

SILK-SCREEN - P/Eletrônica, camiseta, chaveiros, adesivos, etc Cz\$ 150,00

NOÇÕES DE ELETROTÉCNICA

PRAT. Cz\$ 310,00

REFRIGERAÇÃO E AR CONDICIONADO

TEORIA PRÁTICA E DEFEITOS Cz\$ 310,00

Atendemos pelo reembolso postal, com despesas postais por conta do cliente, pedidos mínimos de Cz\$ 20,00. Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 - AG. CENTRAL

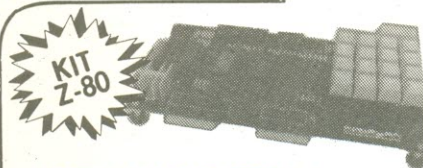
01051 - SÃO PAULO - SP

Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2.º - cj. 208 - SP

CEP 01317 - Fone: (011) 36-7597

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 227-3277



APENAS 25 OTN !

CHAME A DIGIPLAN

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

DIGIPLAN

Av. Lineu de Moura, 2050

S. José dos Campos - SP. - Tel (0123) 225970

CEP: 12200 - Caixa Postal: 224

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,

tel. 223-2442 Rio, RJ.

GERADOR ELETRÔNICO (Inversor - Power Verter)

De 150VA à 20KVA., em onda quadrada e senoidal também com saída regulada praticamente sem distorção harmônica.

Fabricamos sob encomenda inversores com qualquer entrada, saída, frequência e potência, com ou sem carregador de bateria automático para as mais diversas aplicações, inclusive UPS (energia ininterrupta), conversores de frequência, fontes comuns e chaveadas.

CIRCUITO IMPRESSO

Faça você mesmo seu circuito impresso. Temos para pronta entrega todo material em qualquer quantidade. Completa linha para confecção do fotolito, para sensibilização, gravação, corrosão e acabamento com prata e verniz antioxidante. Únicos no País. Método fotográfico e prático.

Atendemos todo Brasil, via reembolso aéreo.

DISCOVERY ELETRÔNICA LTDA.

RUA AMAZONAS DA SILVA, 378

FONES: 264-0334 e 264-1929

02051 - SÃO PAULO

CIRCUITOS IMPRESSOS

CONVENCIONAIS E PROFISSIONAIS
- PROCESSO FOTOGRAFICO
- FUROS METALIZADOS
PROTÓTIPOS E PRODUÇÃO SERIAL
COM ATENDIMENTO RÁPIDO

MONTAGEM

- EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS ESPECIAIS
- CONFECÇÃO DE PROTÓTIPOS
- NACIONALIZAÇÃO DE EQUIPAMENTOS
- MÓDULOS DE REPOSIÇÃO

TEMOS UMA ESTRUTURA VOLTADA PARA INDUSTRIALIZAR PRODUTOS DE TERCEIROS

CONSULTE-NOS

global

GLOBAL ELETRÔNICA LTDA.

Rua da Glória, 465 - Boa Vista

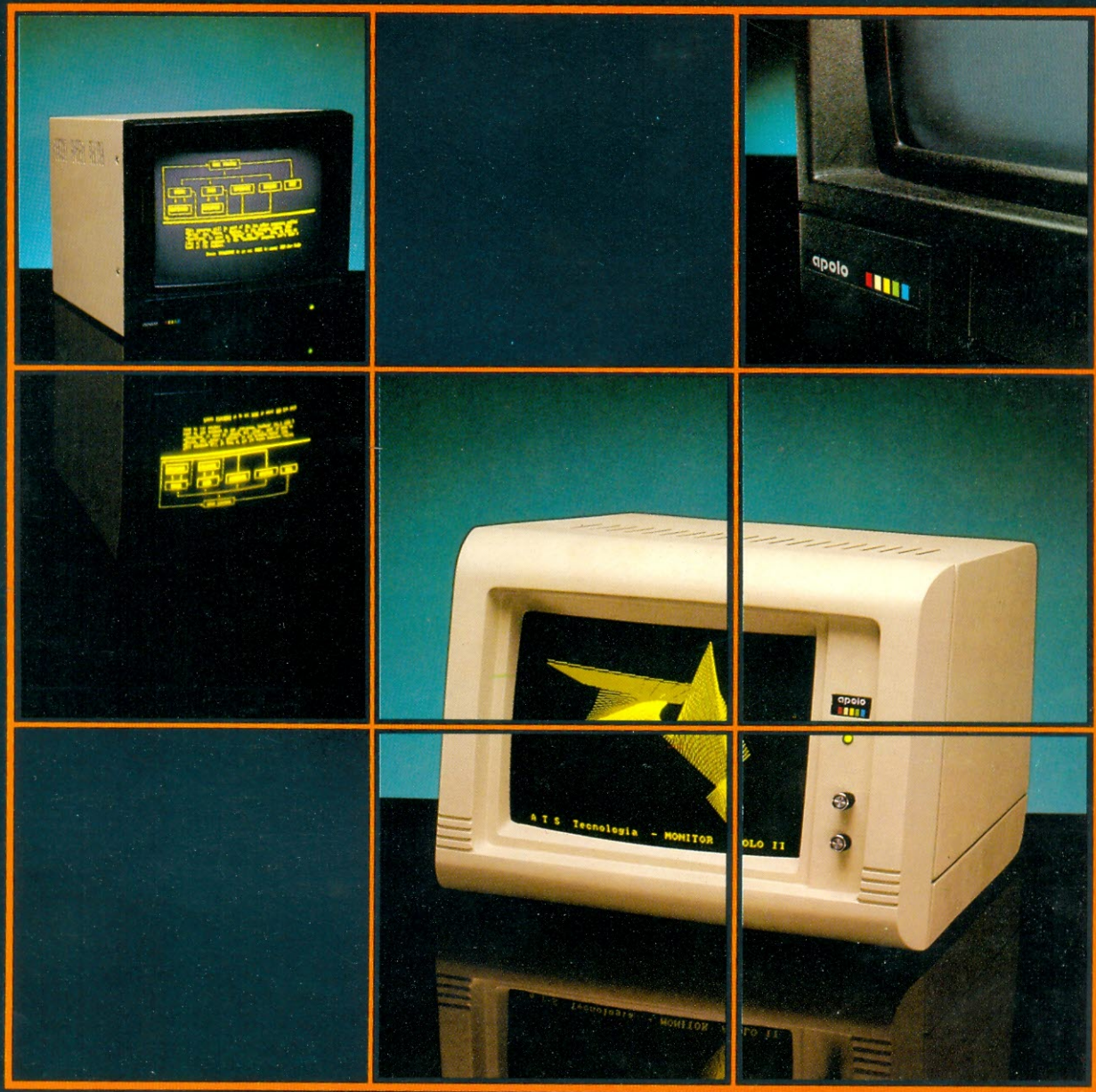
50.060 - Recife - PE

Fones: (081) 222-1502 / 222-1808

CGC: 09.017.856/0001-44

apolo[®]

MONITORES DE VÍDEO



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

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

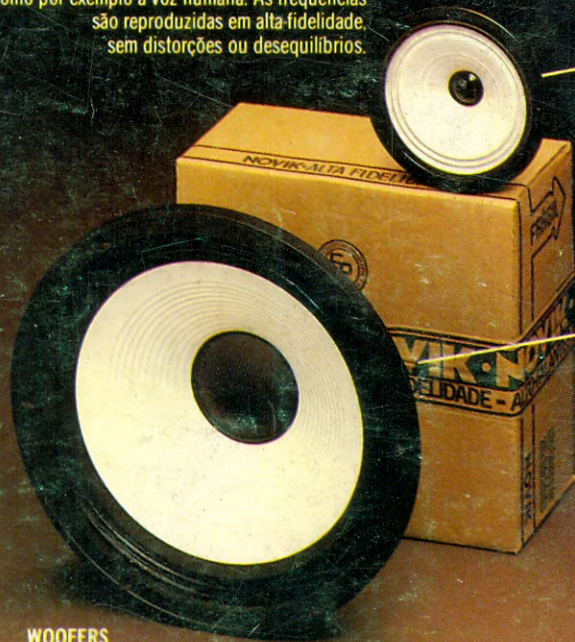


SOM EM ALTA FIDELIDADE

NOVIK para você montar

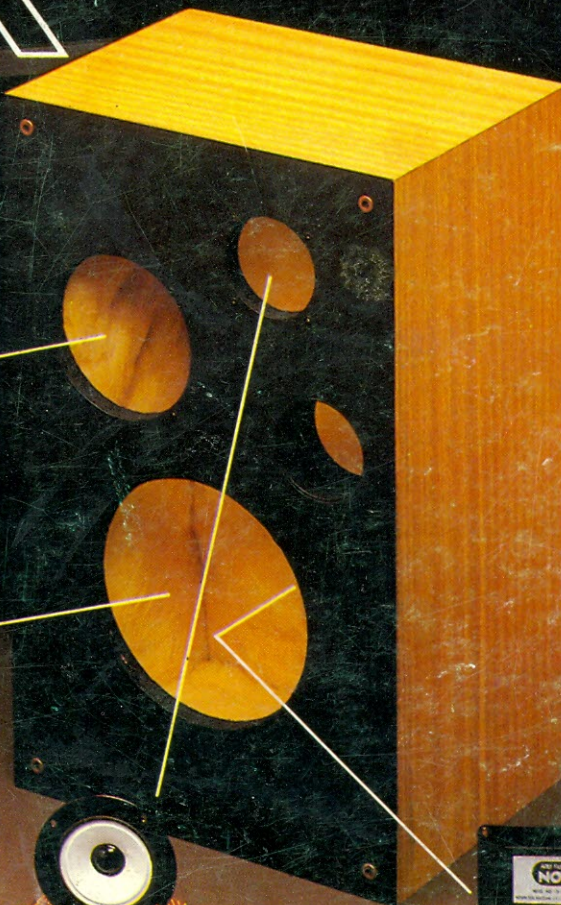
MIDRANGES

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 complacência.
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 100

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falante
NOVIK

