

Nº 10
maio
1987

elektor

Cz\$ 80,00

eletrônica



—Recepção de TV
via satélite

—Sistemas PLL

—Relés eletrônicos

ti tronix

O seu distribuidor de confiança

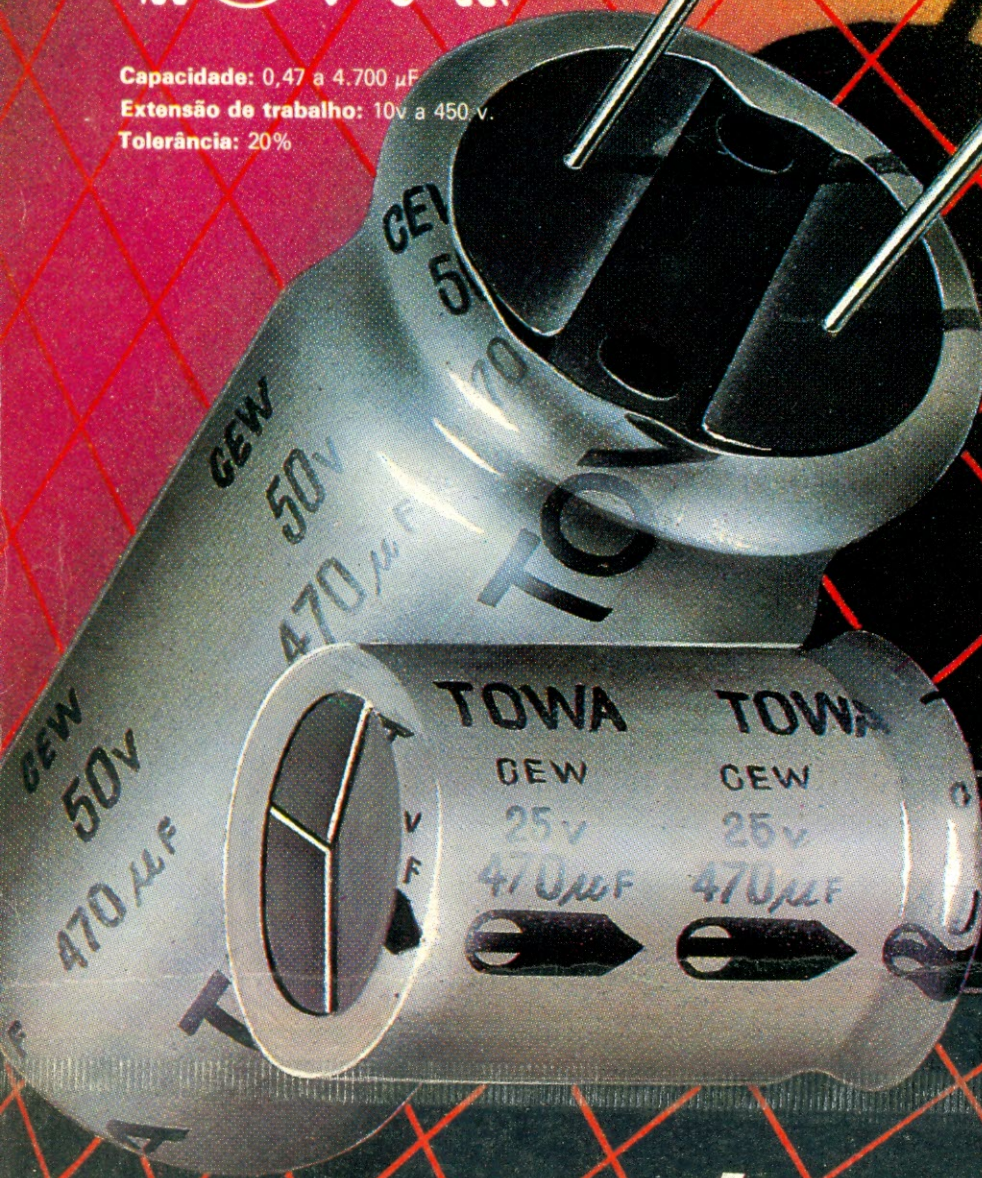
Capacitores eletrolíticos



Capacidade: 0,47 a 4.700 μ F

Extensão de trabalho: 10v a 450 v.

Tolerância: 20%



TITRONIX
DISTRIBUIDOR
EXCLUSIVO NO
BRASIL

ti tronix

R. Eurico Rangel, 40 — CEP 04602 — Campo Belo — São Paulo

FONE: 543-4766 Telex: 10111 31889

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio	7
Teletipo	9
Serviço de placas	37
Selektor	60
Mini-anúncios	70

TECNOLOGIA

Sistemas PLL	13
Uma introdução aos sistemas <i>phase-locked loop</i> que não exige conhecimento prévio sobre o assunto	
Sistemas de modulação - 2ª parte	26
Concluindo o tema iniciado na última edição, são analisadas agora as modulações CPM, FM e PM	
Recepção de TV via satélite - 1ª parte	56
Pela primeira vez no Brasil, um artigo puramente técnico sobre antenas parabólicas e satélites, mas sem excluir uma série de interessantes dicas práticas	

MONTAGENS

Pré duplo para microfones	11
Serve para amplificar o sinal antes e depois do cabo, quando este é muito longo. Além disso, elimina os ruídos captados pelo caminho, por meio de um artifício inédito	
"Automatize" seu frequencímetro digital	32
Um circuito para ser adaptado a quase todos os frequencímetros ou mesmo incluído em novos projetos, que elimina todas as chaves seletoras do instrumento	
Testador trifásico	41
O auxiliar ideal na hora de ligar motores a redes trifásicas. Com três LEDs ele indica o sentido de rotação do motor e com outros três, a existência de tensão nas fases	
Idéias	44
Testador de continuidade para circuitos e comparador de tensões pelo osciloscópio	
Temporizador para revelação	52
Para revelar fotografias, nada melhor que um circuito que nos indique o tempo total do processo, além de assinalar, em intervalos regulares, os períodos de agitação dos tanques	

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Os relés eletrônicos	20
Muitas informações sobre esses úteis dispositivos e seu desempenho em relação aos relés convencionais, culminando com um circuito prático e sua placa impressa	
Reguladores integrados de tensão - 2ª parte	46
Na edição anterior foi o regulador programável 723. Nesta são abordados os modelos fixos de três terminais, que vêm acompanhados de várias dicas para "turbiná-los"	



Finalmente, todos aqueles que já têm instalado ou pretendem instalar um sistema para recepção de sinais de satélites podem ter acesso às informações técnicas que regem tais instalações. Basta consultar nosso artigo de capa deste número para ficar por dentro dos dados essenciais sobre posicionamento de satélites, orientação das parábolas e muita coisa mais - que será vista na conclusão, incluindo adaptações para o caso brasileiro. Atenção, também, para o tema de Selektor deste mês: um apanhado completo sobre as memórias de bolhas magnéticas, descrevendo sua operação, estágios básicos, tipos principais e posição no mercado.

Ano I, Número 10, Maio/87

Direitos de reprodução para o Brasil:

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

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

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

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: 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
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

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

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij
Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitrón 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 usados desde que se tenha em vista uma utilização privada e científica sem fins lucrativos.

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

COMENTÁRIOS/SUGESTÕES

Gostaria inicialmente de elogiar essa revista de gabarito internacional, que veio atender aos anseios dos muitos hobistas, técnicos, engenheiros e entusiastas da eletrônica. Espero que tenha tanto sucesso como no exterior (com muitos anos de vida), além de manter o nível elevado. Como era de se esperar, vou sugerir algumas melhorias e projetos para as futuras edições:

- Recepção de TV via satélite
- Descramblers para sinais de satélite
- Antenas parabólicas e outros assuntos ligados aos anteriores
- Robótica (projetos mesmo! Não ia de embromação)
- Interfaces para computadores (inha Apple II; nós existimos e há muitos)
- Transmissores e receptores para UHF, FM, CW, RTTY etc.
- Fonte simétrica para bancada de 0-30 V, 4 A
- Programas em Basic com aplicações na eletrônica (vou contribuir assim que puder)
- Cursos dedicados aos iniciantes, técnicos e engenheiros em seções separadas
- Usar as folhas centrais da revista para publicar listas de equivalentes, pinagens e dados técnicos positivos (CIs, transistores, etc.) para formar apostilas de con-

— Uma seção de consultas técnicas do leitor

— E tudo o mais que puder pensar e que envolva eletrônica

Lendo a seção “Correio” da edição de março (nº 8), resolvi fazer um comentário sobre o enfoque dado à Eletrônica em relação à Informática. Sou estudante de Engenharia Eletrônica na UFRJ e por excesso de candidatos não consegui vaga para este semestre no 5º período. O que aconteceu comigo e muitos outros colegas vem comprovar que há muita procura nessa área, contrariando o que foi dito no seguinte trecho: “... parece que a informática tornou-se a vedete nacional, enquanto a eletrônica fica um tanto esquecida...”

Não vejo, portanto, motivo que leve as editoras a não investir em nossa área. O que parece estar ocorrendo é que hoje as edições estrangeiras possuem preços mais elevados, mas são de melhor qualidade (tanto de material como no conteúdo). Torna-se, portanto, anti-econômico editar traduções — que são péssimas, por sinal. Até mesmo autores nacionais não conseguem transmitir com a mesma clareza e didática assuntos mais complexos ou abstratos.

Gostaria também de reforçar um assunto de interesse geral, que foi comentado em outra revista: a falta de componentes eletrônicos, por motivo de limitação das importações. O governo não deve esquecer que, cobrindo a importação desses componentes, não protegerá o mercado e estará lesando o progresso tecnológico nacional. Impede, dessa forma, que os estudantes, técnicos, engenheiros e outros profissionais possam conhecer e desenvolver novas tecnologias, comprometendo assim o nosso futuro como nação independente e livre. Portanto, fica aqui minha crítica e clamor em prol dos eletrônicos do Brasil, a fim de sensibilizar nossos constituintes.

Roberto J. Tollendal Costa
Barbacena — MG

Antes de mais nada, Roberto, queremos agradecer pelas suas sugestões e opiniões: só assim conseguimos adequar cada vez mais a Elektor ao gosto dos leitores brasileiros. Como você deve ter notado, parte do

material sugerido (a recepção de TV por satélite) já começou a ser publicado a partir desta edição.

Quanto ao assunto Eletrônica x Informática, não foi nosso objetivo criar polêmica ou fazer sensacionalismo. Sabemos que os cursos de engenharia eletrônica continuam sendo bastante procurados, mas o fato é que a grande maioria das editoras realmente deixa essa área em segundo plano, no Brasil, preferindo explorar um filão mais rendoso, que é o de informática (leia-se software). Quando muito, limitam-se a reeditar obras didáticas sobre eletrônica, esquecendo as paradidáticas e as de aplicação prática.

Concordamos que certas traduções técnicas deixam muito a desejar e também que a qualidade editorial aproxima-se, muitas vezes, das apostilas mimeografadas de faculdade. Achamos, porém, que existem bons autores nacionais e que vários outros poderiam surgir, se houvesse maior incentivo nessa área. Consideramos, ainda, que ninguém deve ter a obrigação de saber inglês para ler obras técnicas (e a Elektor nacional é um bom exemplo disso).

A escassez de componentes, até mesmo dos que são encapsulados por aqui, é um problema que atinge principalmente o pequeno comprador, o hobista. Talvez mais que um simples problema de importação, a questão esteja centrada na atual filosofia de nosso comércio especializado de eletrônica, que se volta cada vez mais (com algumas exceções) para o atacado e os grandes clientes — um fenômeno que, como o dos livros técnicos, se dá em sentido contrário ao dos países mais adiantados, que possuem indústria e comércio bastante ativos, voltados apenas para o hobby da eletrônica. Não seria hora de repensar tudo isso?

Foi com grande alegria que encontrei hoje, ao chegar em casa, o nº 8 de Elektor. Vocês estão de parabéns; a qualidade técnica da revista está ótima e, pelo que vejo, só tende a subir e cada vez mais.

Gosto muito da maneira como vocês tratam a eletrônica, não esquecendo, como revistas anteriores, que nem tudo é digital, que nem tudo é “movido” a microprocessador; muito bons os artigos sobre a rede telefônica doméstica e o filtro para DX.

Não tenho nada contra a eletrônica digital, pelo contrário, mas acredito que a eletrônica "linear" não deve jamais ser esquecida.

Parabéns pela seção Tecnologia, onde temas que só terão aplicação prática daqui a anos são tratados e discutidos. A pesquisa básica é muito importante, embora poucos percebam isto. Sou engenheiro eletrônico, trabalhando atualmente na área de informática, mas com passagens por eletrônica de potência, vídeo e RF. Continuem assim, pois desse jeito está ótimo; mas que tal alguns artigos na área de potência, como inversores CC/CA tipo PWM?

Quanto à seção MSX, dou força para que continue de vento em popa, com expansões e interfaces, pois possuo um Expert e estou louco para deixá-lo todo equipado; que tal um modem? E uma light pen?

Vai aqui um pedido: na Elektor nº 7, no artigo "Indutores na prática", vocês deram uma listagem para cálculo de bobinas; porém, infelizmente, ela saiu apagada e não foi somente na minha revista (sou assinante), mas nas de colegas também. Que tal republicar a listagem em MBasic em um número próximo ou informar-me como conseguir uma cópia? Aproveito a oportunidade para uma pergunta: O que é MBasic? Que modificação deve ele sofrer para rodar no MSX? Outra idéia: que tal algumas páginas com antologia de CIs, transistores, etc.?

Para encerrar, repito que estão de parabéns; realmente fico até sem jeito de pedir mais coisas, pois vejo que já estão trabalhando duro para os leitores. Aguardem futuras cartas minhas.

Marcus Motta
Jacarepaguá — RJ

Gratos pelos seus comentários, Marcus. Suas sugestões também foram anotadas e serão atendidas na medida do possível. O programa da matéria sobre indutores saiu realmente bem apagado, por problemas de impressão; como vários outros leitores já reclamaram, pretendemos publicá-lo novamente, provavelmente na próxima edição. MBasic significa "Microsoft-Basic" e é uma linguagem muito semelhante ao Basic MSX; com um pouco de prática, você mesmo poderá fazer as adaptações necessárias no programa.

Gostaria, como todos estão fazendo, de sugerir-lhes algo:

— Que tal abrir um espaço para a música eletrônica ou um determinado número de páginas que aborde a matéria "Áudio"?

— Que tal a montagem de uma unidade digital de eco e reverberação?

— Que tal a montagem de um distorcedor para guitarra, de baixo ruído?

— Que tal a montagem de um amplificador para guitarra, transistorizado?

— Que tal a montagem de um sintetizador "poli-uso", ou seja, capaz de trabalhar com teclado próprio e processar sinais oriundos de fontes externas (como um microfone ou uma guitarra)?

— Que tal...?

Espero que vocês consigam fazer uma revista séria, com elevado nível e muito prática. Gostaria que levassem a sério as minhas sugestões, pois nas outras revistas do gênero o que se vê é sempre a mesma coisa. Parabéns pelo grande lançamento.

Paulo César Rech
Santa Maria — RS

Em primeiro lugar, parabéns pelo alto nível da revista, tanto no conteúdo altamente técnico, como em material e gráfica. Por outro lado, venho lembrá-los que a parte de áudio está um tanto esquecida. Gostaria que em cada revista viessem dois ou três projetos nessa parte.

Estou muito envolvido com música eletrônica, pois, além de ser técnico eletrônico reparador exercendo a profissão, também sou contra-baixista em um conjunto recém-formado. E como sugestão, que tal lançarem, nas próximas edições, projetos como sintetizador para adaptar em guitarra ou contra-baixo, composto de VCF, VCO e VCA; efeito de fase; câmara de eco; wa-wa; fuzz; etc.

Também sempre quis aprender a reformar alto-falantes e nunca encontrei nenhuma revista ou livro sobre o assunto. E também como fazer projetos de som ambiental, som para auditórios e ao ar livre. Por exemplo, ao instalar e montar uma aparelhagem em um palco de uma dance-teria, o som nem sempre é reproduzido com boa qualidade, devido ao material usado na construção do

prédio ou ao ângulo em que se encontram as paredes e volume do ambiente, entre outros fatores. Por isso, gostaria que publicassem um artigo teórico, a fundo, sobre acústica, para se reproduzir um som hi-fi em qualquer ambiente.

José Emílio de Queiroz
Sta. Rosa de Viterbo — SP

Estamos cientes do interesse que o áudio e a música eletrônica despertam nossos leitores e procuramos selecionar sempre montagens e artigos teóricos dessas áreas. Como sempre dizemos, tentaremos atender ao que for possível, dentro da disponibilidade de espaço (afinal, existem várias outras áreas a serem cobertas) e do que nos será fornecido pela Elektor internacional.

Venho parabenizá-los pela excelente publicação que é a revista Elektor. Na minha modesta condição de leitor, gostaria de dar algumas sugestões que, acredito, sejam coincidentes com as de outros leitores:

— Gostaria de ver, a exemplo do que fazia a revista Nova Eletrônica, no seu início, indicado ao lado da nomenclatura de cada componente sua função ou principais características, além do respectivo preço. Estou me referindo aos anúncios publicados no final da revista e que ocupam várias páginas. Com essa sugestão acredito estar contribuindo com os hobbistas que têm dificuldade em obter informações sobre componentes, principalmente de integrados LSI (...);

— Gostaria de ver uma matéria sobre "drives" para micros e, se possível, um sistema de discos para micros compatíveis com o ZX81. Creio que desse modo, ao mesmo tempo que esclarecem como funciona um sistema de discos, darão uma nova potencialidade de uso para os micros dessa linha, que, diga-se de passagem, são muitos no Brasil.

Gilberto F. da Silva
S. Bernardo — SP

Sugestão anotada, Gilberto. No que se refere aos preços e características dos componentes, nada podemos fazer, ao menos diretamente, pois o espaço de que você fala é da publicidade de um de nossos anunciantes. De qualquer modo, passamos sua idéia ao anunciante em questão.

Novo transistor francês

Nem só de semicondutores vivem os transistores; ao menos, é o que podemos dizer depois do mais recente desenvolvimento do Centro Norbert-Ségard, de Grenoble, na França: o transistor com base de metal, também chamado de "SMS" (silício-metal-silício). Sua principal vantagem está na maior velocidade de operação, fator de grande importância nas faixas de UHF e VHF. De fato, a resistência de base, nesse componente, chega a ser 100 vezes inferior à de um transistor convencional, reduzindo o tempo de trânsito dos elétrons para 0,01 ps – o que permite construir amplificadores para altíssimas frequências, com tempo de comutação bastante pequeno.

As pesquisas que buscam tornar viável o transistor SMS são menos recentes, no entanto, pois já se arrastavam por 20 anos. O maior obstáculo era a necessidade de se ter um cristal perfeito, evitando ao máximo qualquer "armadilha" para os elétrons. No transistor comum isso é relativamente simples, já que ele é confeccionado a partir de um único cristal de silício; a dopagem, em seguida, encarrega-se de criar as áreas de emissor, base e coletor. No caso do transistor SMS, seria preciso cristalizar juntos o silício e o metal.

Encontrou-se então uma solução de compromisso adotando o siliceto de cobalto (CoSi_2), que possui as propriedades elétricas dos metais, mas estrutura cristalina cúbica, como o silício puro. Embora a malha cristalina desse composto seja 1,4% menor que a do silício, ela é bastante tolerante a deformações, podendo ser adaptada à malha deste.

Para isso, os pesquisadores franceses depositaram uma camada de CoSi_2 , por evaporação, sobre o silício em estado puro, obtendo assim uma estrutura cristalina sem rupturas. Para completar o transistor, procederam a uma nova evaporação, desta vez de silício, que formou uma nova camada sobre as outras duas.

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

Os destaques da feira de Munique

Como já havíamos anunciado na edição anterior (veja Elektor nº 9, pág. 9), entre 22 e 26 de junho próximo estará sendo realizada a 8ª Feira-Congresso Internacional sobre Optoeletrônica e Microondas, na cidade de Munique, na Alemanha Ocidental. Entre os vários temas abordados e equipamentos expostos nesse evento, alguns merecem ser destacados:

– **Laser na medicina:** será visto simultaneamente na feira, que estará expondo as mais recentes aplicações nessa área, e no 7º Congresso da Sociedade Internacional de Cirurgia e Medicina a Laser, onde serão dadas mais de 300 palestras e conferências. Segundo os especialistas, o laser apresenta uma série de vantagens nos mais variados tipos de cirurgia, entre elas a hemóstase (capacidade de estancar hemorragias), precisão de corte, número reduzido de instrumentos de apoio, ablação do tecido sem contato e influência mínima sobre os tecidos adjacentes.

Dependendo das propriedades físicas do laser que são exploradas, ele encontra aplicação em determinados campos da medicina, tal como urologia, ginecologia, cirurgia geral e

plástica, oftamologia, gastroenterologia, dermatologia e odontologia. Além das propriedades fundamentais mais conhecidas – como a coerência (relação de fase), colimação (focalização adequada) e monocromaticidade (faixa espectral estreita, mas de grande intensidade) – o laser possui várias outras que são importantes no diagnóstico e tratamento, de acordo com a interação entre o raio e os tecidos vivos.

Espera-se, a partir desse evento, um enorme desenvolvimento em certas áreas de aplicação médica do laser, já que se considera que tais técnicas ainda estão em seus primórdios – para o espanto de quem sabe que apenas um ano após a invenção do raio, há 26 anos, foi realizada a primeira cirurgia de olho, usando um laser de rubi.

– **Componentes para microondas:** estimuladas pela grande demanda por sistemas de radar e telecomunicações, as vendas desses componentes deverão alcançar o dobro do patamar atual por volta de 1990. Devido a esse fator e à sua natural associação com a optoeletrônica, as microondas tornaram-se este ano parte integral da feira anual de Munique.

As microondas, como se sabe, são ondas eletromagnéticas que cobrem o espectro de 300 MHz a 300 GHz e exibem duas características principais: propagação em linha reta e fácil focalização em uma determinada direção, sem exigir antenas muito grandes, e um considerável efeito térmico em átomos e moléculas de certos materiais. São utilizadas em telecomunicações, navegação, aquecimento industrial, doméstico e medicinal, detectores e equipamentos de teste. Seus principais componentes são válvulas especiais, semicondutores discretos, CIs de microondas (MICs), redes passivas, ca-

bos de transmissão, chaves, módulos osciladores, receptores, detectores e antenas.*

As antenas representam o maior segmento de mercado na Europa, com uma forte indústria em todo o território ocidental. Quanto aos MICs, espera-se que ultrapassem brevemente, em vendas, os componentes passivos (tais como filtros, conectores e adaptadores).

– **Pesquisas com laser:** embora tenha sido concebido há 27 anos, o laser continua sendo objeto de intensas pesquisas, por vários motivos. Em primeiro lugar, novos tipos de laser ainda estão sendo investigados, em novas regiões espectrais, tais como o de elétrons livres, o de raios X e o de infravermelho de longa distância; com isso, fecham-se certas lacunas do espectro, como em ultravioleta e no médio infravermelho.

Muitos tipos de laser já estabelecidos no mercado estão sendo aperfeiçoados e barateados, o que irá permitir sua aplicação em pesquisas de muitos outros campos, como biologia, química e medicina. Além disso, o clássico campo da espectroscopia é tão vasto, que sua saturação pelo uso do laser não é sequer previsível; por outro lado, aplicações espectroscópicas em certas áreas, como a mineralogia e a tecnologia de medições ambientais, só tende a estimular outros trabalhos de pesquisa.

Por fim, algumas questões básicas da física ainda estão aguardando respostas, que poderão ser dadas por lasers aperfeiçoados e sua interação com a matéria – como, por exemplo, a precisa definição de constantes naturais, relações entre interações básicas e a comprovação das ondas gravitacionais. Por tudo isso, o LASER 87 vai apresentar mais de 20 palestras sobre novos siste-

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

mas e materiais para o raio laser.

— **Comunicação optoeletrônica:** a tecnologia atual, nessa área, está concentrada na conversão de sinais digitais eletrônicos em seqüências de pulsos óticos, que devem ser detectadas e reconvertidas no local de recepção. E o principal trabalho de desenvolvimento visa simplificar e reduzir os custos dos elementos semicondutores de transmissão e recepção, sem falar na integração monolítica dos conversores fotoeletrônicos com elementos puramente eletrônicos (resultando nos chamados OEIC ou *opto-electronic integrated circuits*).

Em diversos laboratórios de pesquisa, um esforço crescente está sendo aplicado na substituição da atual tecnologia de transmissão ótica pelas chamadas técnicas de transmissão coerente, as quais exploram a característica ondulatória da radiação eletromagnética, a exemplo da tecnologia clássica de alta frequência. Com isso, será possível confeccionar receptores mais sensíveis e seletivos e transmissores de maior potência e longo alcance. Mas para que isso se torne realidade, é preciso esperar um progresso considerável em certas áreas, particularmente nos semicondutores de transmissão.

Outros pesquisadores estão envolvidos não só com a transmissão por sinais de luz, como também com seu processamento ótico — englobando guias de onda, moduladores de luz, tecnologia de transmissão ótica e computadores óticos, entre outras coisas. O objetivo final, nesse caso, é a execução de funções complexas com circuitos óticos integrados.

— **Laser e o espaço:** teoricamente, a transmissão de dados e mensagens entre a Terra (ou a atmosfera) e um satélite (ou espaçonave) só é possível através de ondas ele-

trônicas. De fato, as microondas continuam a ser usadas nas comunicações a longa distância, embora já existam pesquisas visando a utilização de ondas ainda mais curtas e transmissores a laser.

O laser tende ainda a ser usado cada vez mais na observação da Terra, em atividades como: mapeamento petrográfico da superfície do planeta; cobertura do solo; prospecção; registro de regiões áridas; observação da composição, temperatura e umidade da atmosfera, incluindo medições da altitude das nuvens, densidade de aerossóis e vários tipos de poluição do ar. Os processos optoeletrônicos estão sendo usados também na observação da lua e outros planetas, além de medições variadas.

— **Laser e a indústria:** fruto de uma tecnologia com implicações tão vastas quanto a microeletrônica, o laser representa inovação e aperfeiçoamento em muitos ramos industriais. No caso de processamento de materiais, por exemplo, ele pode ser utilizado em: união de peças (soldagens leves e pesadas); separação de peças (corte, raspagem, perfuração e ajuste fino de componentes eletrônicos); furação, especialmente pequenos orifícios; remoção definida de material (balanceamento de rodas, ajuste de componentes mecânicos e gravação); e tratamento de superfícies (têmpera, refinação, dispersão, revestimentos e sua compactação, trabalho com ligas e vitrificação).

O princípio básico do processamento de materiais a laser pode ser facilmente explicado: o raio é dirigido à peça por meio de um sistema ótico, sendo absorvido por ela; o calor resultante é então aproveitado para a execução de diversos métodos de usinagem ou tratamento. Ele não passa, portanto, de um processo eminente-

mente térmico, onde as características específicas do laser, juntamente com os parâmetros da ótica focalizadora e as propriedades óticas e térmicas do material tratado têm influência decisiva.

As vantagens, é claro, são muitas. Antes de mais nada, o laser opera sem qualquer contato com o material e é extremamente preciso. Seu feixe pode ser focalizado em pontos minúsculos e bem definidos e a área ao redor costuma ser pouco afetada. A luz coerente do laser penetra no ar e nos gases sem atenuações, o que permite sua operação em qualquer ambiente, assim como no vácuo total. Permite ainda processar objetos totalmente vedados, caso o material vedante seja translúcido ao seu comprimento de onda, além de poder ser desviada e colimada à vontade, por meio de espelhos e lentes, atingindo longas distâncias e pontos de difícil acesso. Isto sem falar na possibilidade de os feixes de alta potência serem divididos controladamente, de forma a processar vários pontos ao mesmo tempo (no futuro, essa função deverá ser assumida por fibras óticas flexíveis, atuando como guias de onda).

Em suma, o raio laser, que pode ser localizado e temporizado com grande precisão, garante excelentes tolerâncias e repetibilidade de resultados; é perfeito para automatização; e demonstra ser mais econômico, em certos casos, do que os processos convencionais, já que não há ferramentas que perdem o corte ou exigem manutenção constante. Em contrapartida, os investimentos iniciais são elevados, se bem que com tendência a cair. Como não podia deixar de ser, o LASER 87 vai oferecer uma panorâmica completa das tendências e possibilidades nessa área.

Brasil já tem TV estéreo

Com equipamentos bancados pela Rede Manchete e integralmente patrocinadas pela Philips do Brasil, começaram em 15 de abril as transmissões de sinais estéreo para TV no país. Desta vez, em caráter oficial e permanente, já com um sistema aprovado pelo Dentel e pelo Ministério das Comunicações. Dizemos "oficial" porque há dois anos aconteceu uma transmissão experimental, por ocasião do lançamento do *Trendset 20 Stereo Espacial*, da própria Philips — televisor que nesse meio tempo ofereceu um efeito local de estéreo simulado, mas está preparado para receber o decodificador necessário a essas transmissões.

O sistema adotado pelo Brasil denomina-se BTSC (*Broadcasting Television System Committee* ou Comitê para os Sistemas de Transmissões de TV) e é o mesmo usado nos Estados Unidos desde 1984. Além da audição em estéreo real, esse sistema proporciona outros recursos, tal como um segundo canal de áudio, por exemplo. Com isso, é possível optar entre assistir um filme dublado, com som monofônico, ou com os diálogos originais, em estéreo — recurso que também será aproveitado pela Manchete, em certos filmes.

As transmissões tiveram início restritas apenas à cidade de São Paulo, para depois atingirem gradativamente Rio de Janeiro, Belo Horizonte, Recife e Fortaleza. Quanto à programação, foi previsto um mínimo de 10 horas por semana, tempo que deverá aumentar à medida que for aumentando o número de televisores estereofônicos em operação.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

Os cabos de extensão para microfones são uma fonte de problemas. Se por um lado é possível compensar suas perdas através de pré-amplificadores, pelo outro estes amplificam também qualquer ruído produzido ou captado pelos cabos. Assim, sempre que o microfone estiver a mais de dois metros de distância, o melhor será reforçar o sinal *antes e depois* do cabo. Se a isso for acrescentado um artifício redutor de ruídos, o sistema estará completo

Pré duplo para microfones

O circuito que estamos propondo consiste de duas metades, uma das quais é inserida entre o microfone e o cabo, enquanto a outra serve de interface entre o cabo e o amplificador principal. A primeira parte tem um ganho de 20 dB e a segunda, de 12 dB; dessa forma, o sinal vindo do microfone é imediatamente amplificado 10 vezes, antes que qualquer ruído lhe seja sobreposto.

Os dois amplificadores são interligados por um cabo blindado de dois núcleos, que substitui o cabo convencional para microfones, visando reduzir ainda mais a possibilidade de captação de ruídos. Observe, além disso, que a primeira parte do conjunto é alimentada através do próprio cabo de interligação, o que simplifica as coisas junto ao microfone. A segunda parte do circuito amplia o sinal mais 4 vezes, permitindo a excitação de amplificadores de potência pela entrada de fita, sintonizador ou auxiliar.

Normalmente, um dos terminais do microfone vai ligado à terra, enquanto o outro é usado

como saída de sinal. Poderíamos ter mantido tudo assim, já que o pré de 20 dB adapta-se perfeitamente a esse padrão. Optamos, porém, por um método diferente: uma das saídas da primeira etapa (+) transporta o sinal normal, ao passo que a outra (-) carrega o mesmo sinal, mas com a fase invertida.

Se a segunda etapa fosse um pré comum, sua saída seria nula, pois os dois sinais em antifase iriam se cancelar mutuamente. Mas no pré de 12 dB o sinal invertido volta ao normal, sendo depois somado ao sinal da outra linha. Por que todo esse trabalho? Bem, porque os sinais de ruído, na segunda linha, também são invertidos no pré de 12 dB e adicionados aos da primeira: como estão em antifase, cancelam-se uns aos outros e praticamente desaparecem. Tudo isso está claramente ilustrado na figura 1.

O circuito do pré

As duas partes do diagrama de blocos podem ser facilmente reco-

nhecidas no esquema da figura 2. O pré de 20 dB emprega os transistores T1 e T2, enquanto o de 12 dB utiliza T3 . . . T5 mais os componentes associados; o cabo de extensão é ligado entre os pontos 1/2 e 1/2'.

O transistor T1 amplifica cerca de 10 vezes o sinal do microfone, ganho que depende principalmente da relação entre R6 e R5. Assim, por exemplo, se o microfone fornecer um sinal de 10 mV, no coletor de T1 poderemos obter em torno de 100 mV.

O transistor T2 recebe essa tensão do coletor de T1 e vai aplicá-la duas vezes ao cabo de extensão: normal, em "1" e invertido, em "2". Note que os resistores de coletor e emissor de T2 – que são R8 e R9 e ficam no segundo pré – são idênticos, fazendo com que os dois sinais envolvidos tenham a mesma amplitude, embora defasados de 180°.

A rede RC formada por R7/C2 atua como um filtro passa-baixas, evitando qualquer realimentação de sinal para os estágios de entrada. Os transistores T3 e T4, por

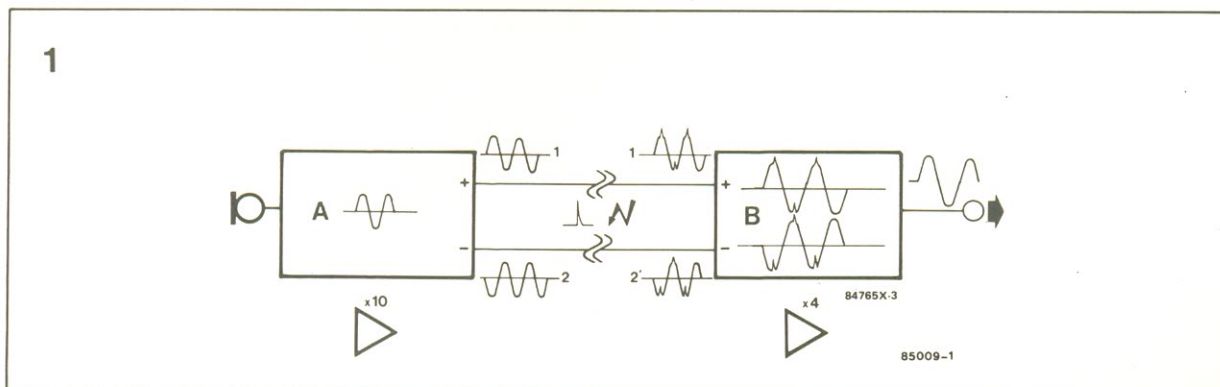


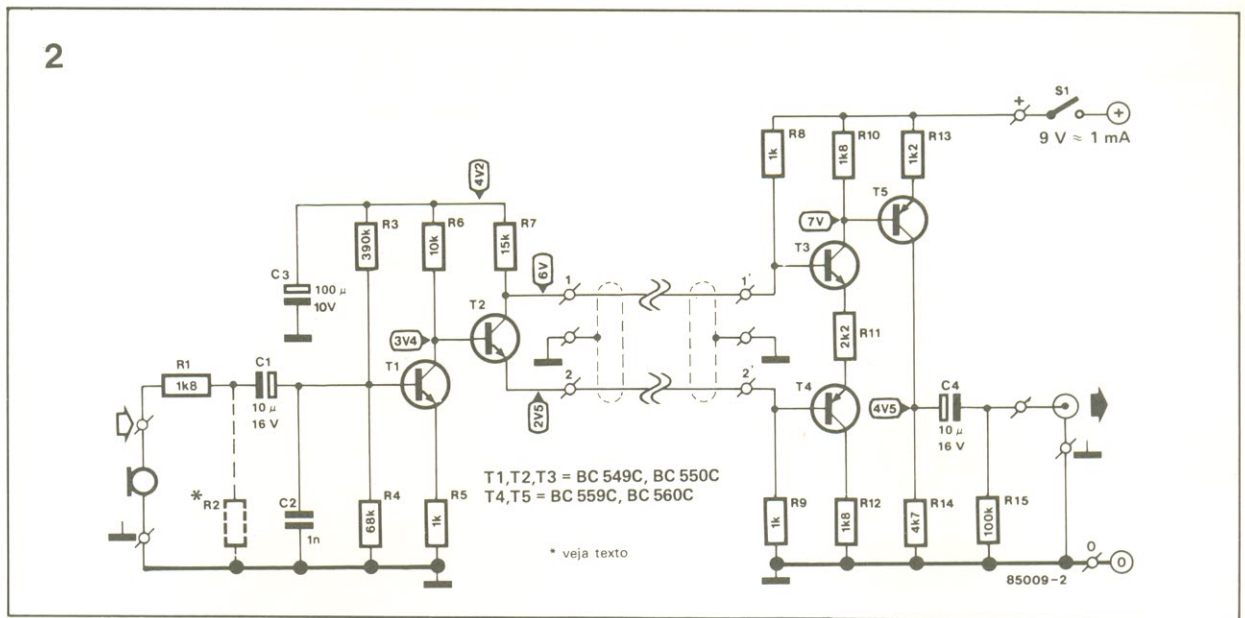
figura 1 – Diagrama de blocos do pré amplificador proposto: com ele obtém-se uma melhor relação sinal-ruído e maior supressão de ruídos.

pré duplo
para
microfones

figura 2 - Esquema completo do pré para microfones. As duas partes são interligadas através de um cabo blindado com dois núcleos.

Lista de componentes

Resistores
R1, R10, R12-1,8k
R2-veja texto
R3-390 k
R4 - 68 k
R5, R8, R9-1 k
R6- 10 k
R7- 15 k
R11- 2,2 k
R13 - 1,2 k
R14- 4,7 k
R15- 100 k
Todos os valores em ohms



3

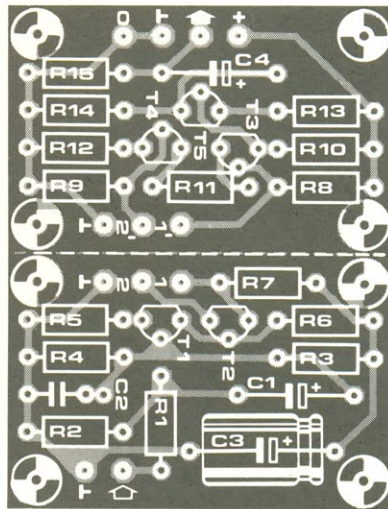
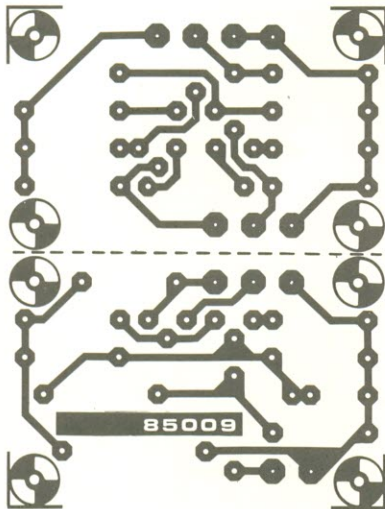


figura 3 - Placa impressa do circuito, que inclui as duas partes: para separá-las, é só cortar a placa na linha tracejada.

Capacitores
C1, C4 - 10µF/16 V
C1 - 1 nF
C3-100µF/10 V

Semicondutores
T1,T2,T3-BC549C
ou BC550C
T4, T5- BC559C
ou BC560C

Diversos
S1 - chave
liga-desliga
Placa nº 85009
Cabo blindado
de 2 núcleos

sua vez, servem para inverter a fase do sinal da segunda linha e para somá-los através do resistor único de emissor (R11).

O sinal no coletor de T3 é então entregue a T4, que o amplifica cerca de 4 vezes. Por fim, é enviado à saída da segunda etapa, por meio de um filtro passa-altas, que impede a passagem de qualquer tensão CC. O resistor R2, que aparece com linhas tracejadas no esquema, deve ser incluído para casar a impedância do microfone com a do primeiro transistor.

Como todos devem estar lembrados, o melhor desempenho desses circuitos de áudio é obtido quando a impedância de entrada do amplificador é igual ou um pouco maior que a impedância do microfone. No circuito que estamos analisando, a impedância de

entrada é determinada principalmente pelo valor combinado de R3 e R4 - que estão ligados em paralelo, apresentando uma resistência conjunta de 57 k.

Caso esse valor seja muito diferente da impedância de seu microfone, ele pode ser reduzido através de R2. Assim, se esse resistor estiver presente, com um valor de 100 k, por exemplo, a impedância de entrada do pré será reduzida a 36 k.

Montagem

A placa de circuito impresso destinada aos dois amplificadores pode ser vista na figura 3. Elas podem ser confeccionadas juntas, para facilitar o processo, mas devem ser separadas antes da mon-

tagem. Na instalação, o ideal seria que a parte de 20 dB ficasse alojada dentro da própria carcaça do microfone, embora nem sempre isso será possível. Nada impede que os cantos da placa sejam arredondados com uma lima (tomando cuidado com as pistas de cobre), para que possa ficar melhor instalada.

Se o conjunto do microfone for reduzido demais para receber o pré-amplificador, o jeito será colocá-lo em uma pequena caixa metálica e montá-lo o mais próximo possível do mesmo. A melhor solução, nesse caso é usar um plugue e um soquete para fazer as conexões; de qualquer forma, certifique-se de que as ligações de terra entre o pré e a blindagem do cabo são confiáveis.

Quanto à etapa de 12 dB, não deve criar problemas para ser instalada no gabinete do amplificador de potência ou do misturador. Pode-se até pensar em extrair desses aparelhos a alimentação necessária ao pré-amplificador (veja o artigo "Desacoplamento da alimentação", na Elektor nº 9).



Os sistemas de laço fechado por fase já existem há um bom tempo, mas são ainda pouco conhecidos pelos próprios profissionais e estudantes de eletrônica. Daí a idéia de fazer uma introdução completa a esses dispositivos, mas sem exigir grandes conhecimentos matemáticos ou mesmo qualquer familiaridade sobre o assunto. Aproveitando a oportunidade, serão apresentados também os sistemas PLL por realimentação, superiores aos convencionais em muitos aspectos.

Sistemas PLL

O que chamamos de "laço fechado por fase" (*phase-locked loop* ou ainda PLL) é um sistema que permite controlar uma grandeza elétrica mediante uma defasagem entre dois sinais. Na figura 1 podemos ver o diagrama de blocos de um sistema servo-controlado genérico, onde A_x e A_y são grandezas do mesmo tipo (tal como potenciais de CC ou CA, por exemplo), e que pode servir como ilustração básica da operação dos PLL.

Essas duas grandezas podem ser comparadas entre si no bloco C, utilizando-se vários processos (multiplicação ou subtração, digamos). O resultado da comparação é então processada nesse mesmo bloco de modo que a grandeza A_y seja ajustada em seu valor. A forma como ocorre esse processamento vai determinar algumas características do sistema, entre elas a constante de tempo de controle.

Passando à figura 2, já temos o diagrama de blocos de um verdadeiro sistema PLL. Neste caso, o controle se baseia na defasagem entre o sinal de entrada (1) e aquele proveniente de um VCO ou oscilador controlado por tensão (2), de forma que o bloco ϕ seja capaz de reconhecer essa defasagem. O VCO é concebido de modo que exista sempre uma diferença de fase específica entre sua saída e o sinal de entrada. A rapidez com que o sistema vai ajustar o VCO, a fim de seguir qualquer alteração da entrada, depende principalmente das características do filtro passa-baixas (FPB).

O PLL em ação

Sempre que dois sinais são multiplicados, seu produto inclui um componente proporcional à defasagem entre ambos, que pode ser separado dos demais através

de filtragem; essa é a função do bloco ϕ . Na prática, o sinal de entrada é multiplicado por uma onda quadrada vinda do VCO – o que significa, portanto, que os semiciclos dessa onda multiplicam o sinal de entrada alternadamente por +1 e -1. Os gráficos da figura 3 podem ajudar-nos a compreender melhor essa operação.

Em "a" temos o sinal de entrada (que é uma senóide) e logo abaixo a onda quadrada do VCO, com a mesma frequência; ela é repetida várias vezes, com defasagens que variam de 0 a 180°, sempre adiantada em relação à senóide, em "b", "d", "f", "h" e "j". Observe, então, que durante os semiciclos positivos dessa onda o sinal de "produto" (representado em "c", "e", "g", "i" e "k") é idêntico à senóide de entrada. Já nos semiciclos negativos, a senóide tem sua polaridade invertida – o que equivale, na prática, a multiplicar os dois sinais entre si.

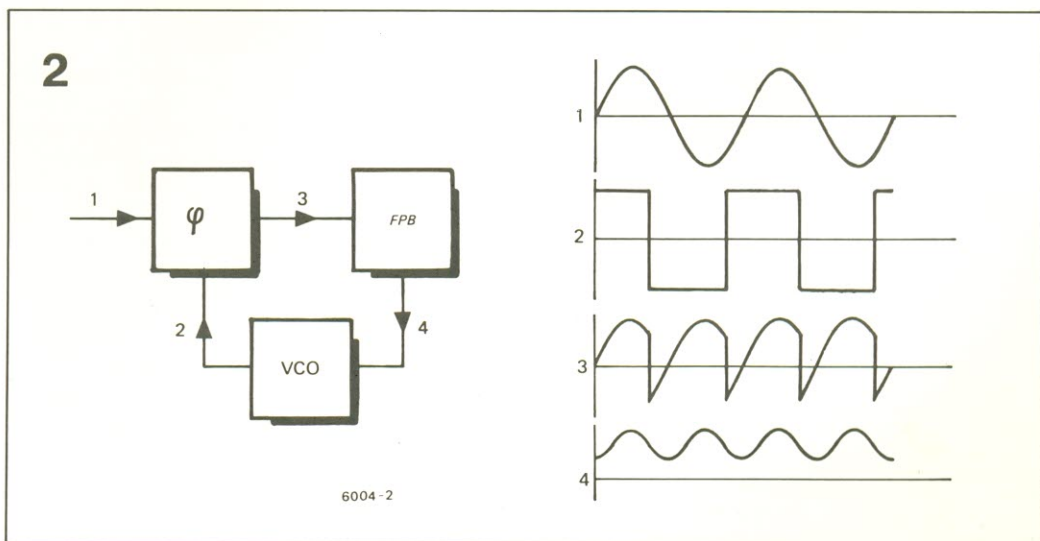
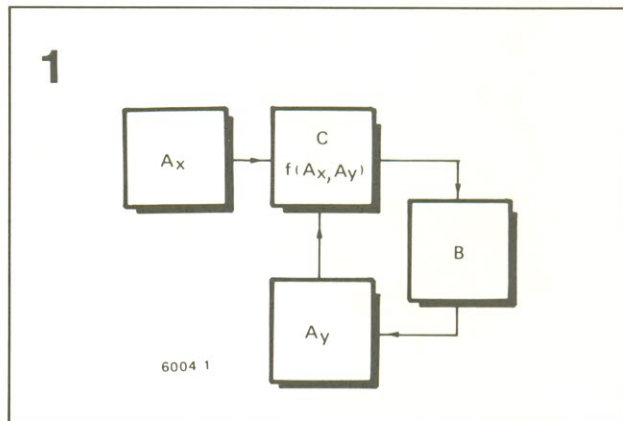
No primeiro sinal-produto ("c"), que é aquele associado à onda quadrada em fase ("b"), percebemos que não existem valores ne-

gativos; de fato, ele pode ser considerado uma versão da senóide retificada em onda completa. Seu valor CC, uma vez filtrado, será indiscutivelmente positivo.

Quando a onda quadrada está adiantada de 45°, porém, como em "d", o produto ("e") exhibe claramente uma área maior acima do eixo horizontal; isto quer dizer que seu nível CC médio é também positivo, porém menor do que em "c". Avançando um pouco mais a onda quadrada – até os 90°, como

figura 1 – Todo sistema de controle é composto de uma fonte de informações (A_x), um comparador (C), um processador (B) e uma quantidade controlável (A_y).

figura 2 – Os PLLs são formados por três elementos básicos: um comparador de fase ϕ , um filtro passa-baixas (FPB) e um VCO (ou oscilador controlável).



em "f", o produto "g" apresenta áreas idênticas acima e abaixo do eixo, o que significa um valor médio nulo.

Com defasagens maiores que 90°, o valor CC do produto passa a

ser negativo, atingindo em 180° o máximo valor abaixo do eixo ("k"). Resumindo, então: o nível CC do sinal-produto varia do valor máximo positivo, quando a onda quadrada se encontra em fase com o

signal de entrada, passando por zero quando este fica atrasado 90° em relação a ela, até um máximo negativo quando esse atraso é de 180°.

Vamos assumir, agora, que a frequência de entrada é exatamente igual à do VCO e que o PLL já está "fechado" (ignorando, por enquanto, como ele chegou a esse estado). Nessas condições, a onda do VCO vai estar 90° adiantada em relação ao sinal de entrada e a saída CC do comparador de fase (ou multiplicador) é nula. Suponhamos então que a frequência do VCO tende a aumentar, elevando também a defasagem. A saída do comparador de fase passa, obviamente, a ser negativa, levando a uma redução de frequência do VCO; o laço é mantido, com uma ligeira elevação da defasagem (com a onda quadrada sempre à frente da senóide).

Se, por outro lado, a frequência do VCO tende a diminuir, a saída do comparador de fase vai tornar-se positiva, forçando um aumento naquela frequência. É possível demonstrar, ainda, que o sinal de entrada pode ser "travado" com certas harmônicas da onda do VCO ou esta com harmônicas do sinal de entrada (caso a entrada não seja senoidal, como no exemplo).

Existe também a possibilidade de inserir um divisor de frequência entre o VCO e o comparador de fase e, combinando esse divisor ao travamento com harmônicas, fazer com que a relação entre as frequências do VCO e de entrada assumam valores bastante peculiares - tal como 16/3, por exemplo. Esse processo abre enormes possibilidades na sintetização de frequências.

O processo de captura

Consideramos, até aqui, que o sistema PLL estava sempre "travado". Precisamos agora examinar o que acontece quando o circuito é ligado e não se encontra ainda com o laço fechado - que é o caso mais comum na prática. Em poucas palavras, o VCO busca até encontrar uma frequência e uma fase às quais possa ficar travado.

Felizmente, é possível entender o processo de captura, como é chamada essa busca, sem que precisemos recorrer à matemática; basta examinar o comportamento do circuito em certos pontos do laço e assumir alguns detalhes de antemão.

Para ajudar na explanação, vamos determinar primeiro que a li-

3

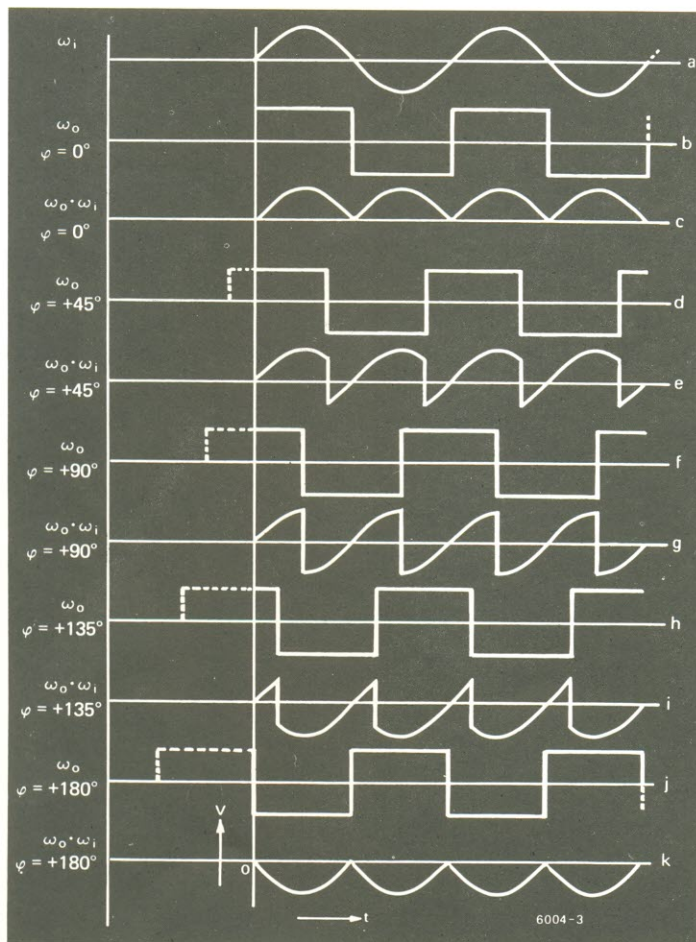


figura 3 - Saída do comparador de fase para várias defasagens entre o sinal de entrada e o do VCO.

4

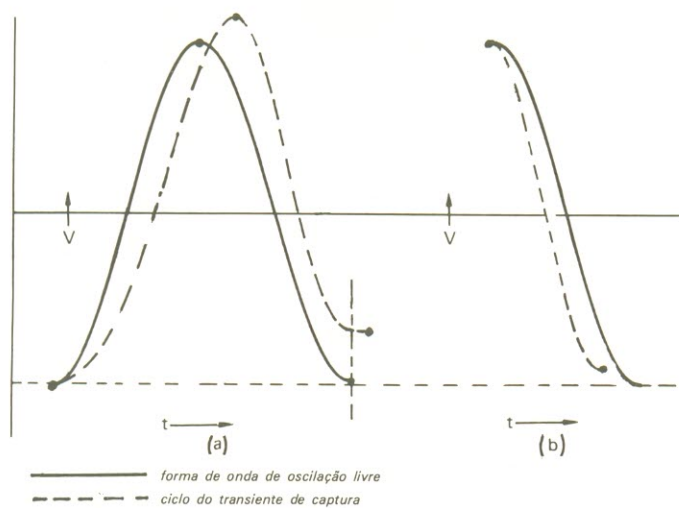


figura 4 - Representação de como a onda de diferença de frequência varia durante um ciclo do transiente de captura.

gação entre a saída do FPB e a entrada do VCO está interrompida. Este último, privado da tensão de controle, irá atingir sua frequência de oscilação livre, que pode ser considerada inferior à de entrada. Já havíamos assumido anteriormente, ao discutir a condição de laço fechado, que a frequência do VCO tende a aumentar, quando a tensão de controle torna-se positiva e diminui quando ela passa a ser negativa.

Podemos assumir também que o filtro remove totalmente as frequências equivalentes à soma das frequências de entrada e do VCO, que ele permite a passagem de corrente contínua sem atenuação e deixa passar a diferença entre as frequências do VCO e de entrada com certa dose de atenuação – que diminui com a redução da frequência-diferença (isto é, à medida que a frequência do VCO aproxima-se da de entrada).

Enquanto o VCO se encontra em regime de livre oscilação, devido à ligação interrompida, na saída do FPB surge um sinal-diferença de amplitude constante. Uma vez refeita a ligação, é preciso seguir cuidadosamente tudo o que acontece – já que nos primeiros momentos continua existindo uma frequência-diferença, ao mesmo tempo em que o VCO está recebendo uma tensão de controle.

Consideremos agora uma variação ascendente dessa tensão de controle, do vale até o pico (figura 4); como ela tem sentido positivo, a frequência do VCO tende a aumentar e o sinal-diferença, a diminuir. Devido a essa redução, a frequência diferença tem sua atenuação pelo FPB progressivamente reduzida, o que leva a uma maior amplitude final da tensão de controle, se comparada ao regime de oscilação livre.

A figura 4a compara as duas variações positivas (sob controle e em oscilação livre), partindo do mesmo instante e mesmo potencial de vale. Observe que o pico da variação controlada é mais positivo, além de ocorrer um pouco mais tarde, devido à redução do sinal-diferença.

Já na figura 4b podemos ver o que acontece uma variação descendente. Nesse caso, a tensão de controle do VCO tem sentido negativo, provocando uma redução em sua frequência e um aumento na frequência-diferença. No FPB, a atenuação eleva-se progressivamente, fazendo com que a amplitude final seja menor que a de os-

cilação livre e o vale termine mais cedo.

A própria figura 4a representa uma “soma” das duas etapas, mostrando assim o que ocorre durante um ciclo completo do sinal-diferença, vale a vale. Como se vê, o semiciclo ascendente exhibe um pico mais positivo do que o do sinal-diferença, o que “prejudica” o semiciclo descendente, tornando o vale mais positivo do que seria na condição livre.

Os ciclos posteriores do transiente de captura, como é também chamado esse processo, não permitem comparação com a forma de onda de oscilação livre, mas seguem o mesmo padrão geral, ou seja, as variações ascendentes têm maior amplitude e as descendentes, menor amplitude. Isso vai resultar em picos e vales sucessivamente mais positivos e em intervalos de tempo cada vez mais longos – o que significa que a frequência do VCO irá aumentar progressivamente, até o ponto em que uma dessas variações da tensão de controle iguale as frequências do VCO e de entrada. Outras “passagens” poderão ocorrer, em seguida, para que o VCO localize a correta relação de fase, antes que o laço esteja realmente fechado.

Aplicações dos PLL

Todo sistema PLL fornece, na saída, dois tipos de informação: a frequência do VCO, que está sempre relacionada com a frequência de entrada, e a tensão de controle, cujo valor depende da defasagem entre o sinal de entrada e a saída do VCO.

Caso a informação que queiramos no sinal de entrada esteja sob a forma de variação de frequência (isto é, modulação em frequência), o PLL pode ser usado como detector de FM – apresentando várias vantagens sobre os detectores de relação e coincidência, tais como

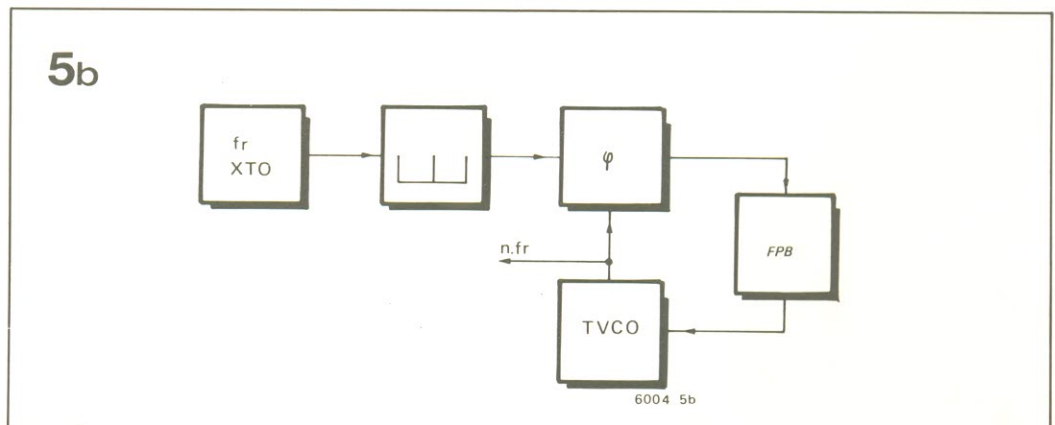
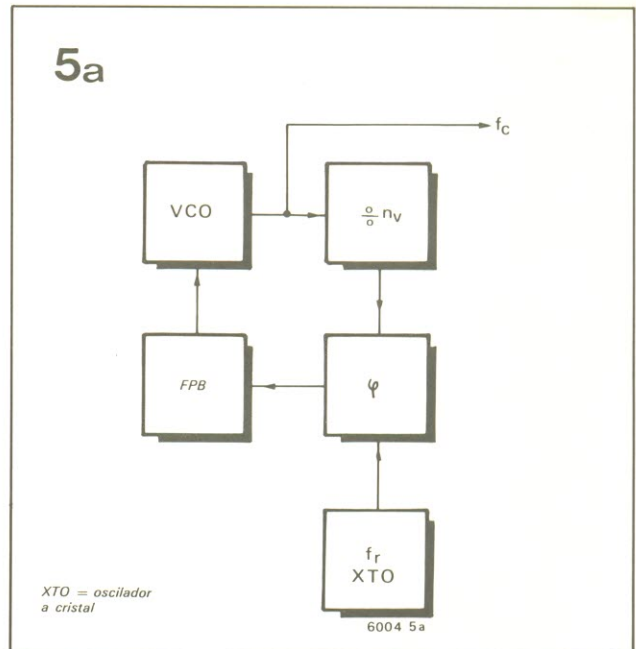
menor distorção, melhor supressão de interferências e ausência de circuitos LC.

Mas os circuitos de laço fechado por fase também são úteis na sintetização de frequências, conforme nos mostra a figura 5. No exemplo da figura 5a, a condição para o fechamento do laço é de que $f_c/n_v = f_r$ e que, com um espaçamento entre canais de Δf , tenhamos $\Delta f = f_r$. Desse modo, as frequências entregues pelo VCO são múltiplas da frequência de referência e a própria saída do VCO é determinada pela razão de divisão n_v .

Na maioria dos casos práticos, porém, os divisores de razão variável não são capazes de receber diretamente uma frequência elevada do VCO – motivo pelo qual esta é normalmente aplicada, antes de mais nada, a um divisor estável de razão fixa e deste para o de razão variável. Com esse artifício, é possível realizar divisões sucessivas a partir de portadoras relativamente elevadas, até uma baixa

figura 5a – Inserindo um divisor de razão variável entre o VCO e o comparador de fase, pode-se obter várias frequências a partir de uma única referência f_r .

figura 5b – Este método é mais simples que o da fig. 5a, mas às custas da estabilidade, que normalmente diminui com o aumento de “n”.



6a

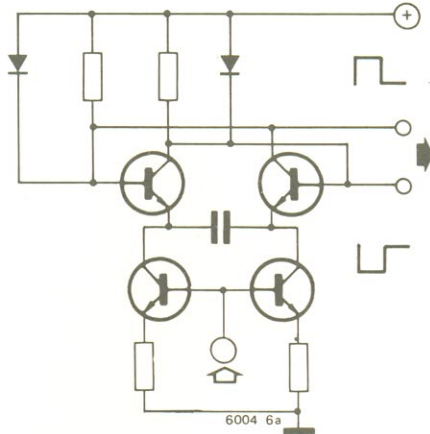


figura 6a - Circuito VCO de excepcional linearidade, capaz de operar até os 50 MHz.

6b

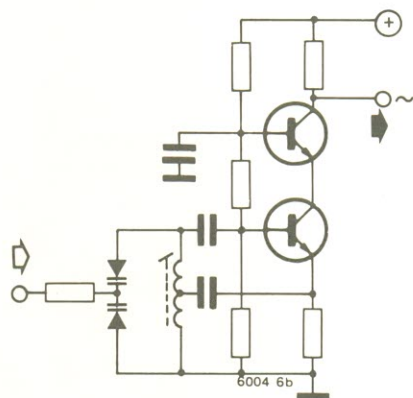


figura 6b - Circuito VCO composto por um oscilador LC sintonizado e/ou controlado por diodos varicap.

7

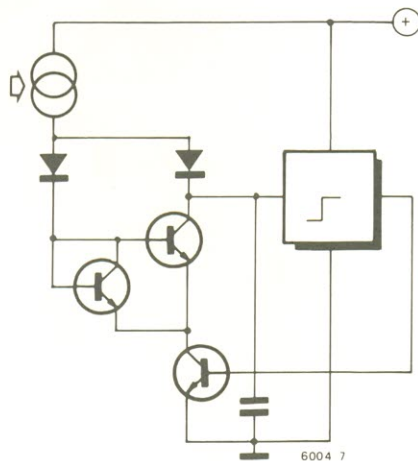


figura 7 - Circuito simplificado de VCO usado em integrados PLL, tal como o 565.

frequência de espaçamento entre canais. Processo de grande utilidade em equipamentos VHF para aviões, por exemplo.

A figura 5 b, por sua vez, mostra um caso de sintetização de frequências em que pulsos delta, em forma de agulha, são aplicados ao comparador de fase juntamente com o sinal do VCO. Como esse

tipo de pulso contém harmônicas pares e ímpares da frequência fundamental, o PLL pode ser induzido a fechar com qualquer uma delas.

Confecção de um PLL

Vejam separadamente os requisitos práticos para se implementar os três estágios básicos de

um sistema de laço fechado por fase.

O VCO - As exigências do VCO dependem, principalmente, da aplicação específica do PLL. Se for utilizado como detector de FM, deve-se ter a melhor linearidade possível (isto é, variação linear da frequência com a variação da tensão de controle), ao passo que para a sintetização de frequências é mais importante a estabilidade.

Multivibradores por tensão controlada e osciladores LC sintonizados por varicap, como os ilustrados nas figuras 6a e 6b, respectivamente, devem normalmente empregar componentes discretos. Se o oscilador da figura 6b for utilizado também na sintonia de receptores (isto é, como oscilador local), será conhecido por oscilador controlado por tensão sintonizável (TVCO). Por outro lado, os sistemas PLL integrados, como o tipo 565 da figura 7, operam segundo o princípio do disparo.

Toda vez que um PLL deve ser alimentado com uma tensão flutuante, recomenda-se que a frequência do VCO seja independente dessa tensão; ou, então, que a fonte seja substituída por outra, estabilizada.

O comparador de fase - A saída desse estágio (também chamado de multiplicador) deve depender somente dos dois sinais aplicados a ele - requisito que pode ser atendido por qualquer componente não linear, desde que os sinais de entrada apareçam realmente na saída. É importante, também, que os sinais não afetem o desempenho do sistema. Mas vital mesmo é a exigência de que a saída não contenha quaisquer componentes CC resultantes da retificação dos sinais de entrada, que poderiam "atrapalhar" o sistema e até fazê-lo "desmanchar" o laço.

Utilizando, porém, um multiplicador balanceado como o da figura 8, esses problemas podem ser facilmente evitados, pois ele suprime os sinais de entrada e não utiliza retificação. Caso a supressão não seja necessária, podemos adotar um multiplicador assimétrico como o da figura 9; circuitos desse tipo constituem o estágio de entrada dos amplificadores operacionais de transcondutância (OTAs), tal como o CA3080 - um CI ideal para circuitos PLL.

Pode-se perceber que, nesse caso, pode ocorrer a retificação dos sinais de entrada; mesmo assim, é possível obter níveis satisfatórios de supressão da AM. Para

alcançar melhor desempenho nesse aspecto, a solução é aplicar a saída do VCO à entrada assimétrica e o sinal de entrada na simétrica; as amplitudes não devem exceder, então, 0,5V e 0,05 V, respectivamente. Por esse método obtém-se níveis de supressão de AM tão elevados quanto os do multiplicador simétrico.

Se houver transformadores de RF à disposição, pode-se tentar um método antiquado (mas ainda eficiente), usando-os juntamente com um modulador em anel de 4 diodos, que faz as vezes de multiplicador (figura 10). A mais simples (e infelizmente também a pior) implementação para o comparador de fase consiste em um único dispositivo semiconductor, acionado por um sinal de VCO com nível suficiente para comutá-lo continuamente. Devido à inevitável realimentação do circuito para o VCO, é imprescindível incluir um estágio isolador, a exemplo do circuito mostrado na figura 11.

Como se vê, nessa figura o comparador de fase ficou reduzido a um simples misturador, o que nos leva a concluir que qualquer circuito semelhante poderá exercer a mesma função. Os problemas introduzidos por esse circuito, porém, impedem que ele seja usado em detectores de FM e só podem ser eliminados com equipamentos sofisticados de teste. Os comparadores simétricos, ao contrário, proporcionam resultados satisfatórios, exigindo apenas os instrumentos convencionais.

O filtro passa-baixas – É o estágio que determina a largura de faixa do PLL e pode ser implementado a partir de simples filtros RC. Alguns deles podem ser vistos na figura 12; os modelos "b", "c" e "d" são adequados para os comparadores simétricos, enquanto o "a" é mais visto nos assimétricos. Além disso, é normal que o resistor R faça parte do comparador de fase.

Embora seja tarefa simples o cálculo de componentes para o filtro, quando se utiliza PLLs integrados (já que basta recorrer ao manual do fabricante), é preciso dispor de equipamentos sofisticados ao avaliar o desempenho do circuito em frequências superiores a 10 MHz. Entre os quatro exemplos dados, o "d" é o mais adequado para montagens domésticas. Nesse caso, a frequência de corte da malha formada por C2 e a resistência de saída do comparador de fase é determinada pela menor frequên-

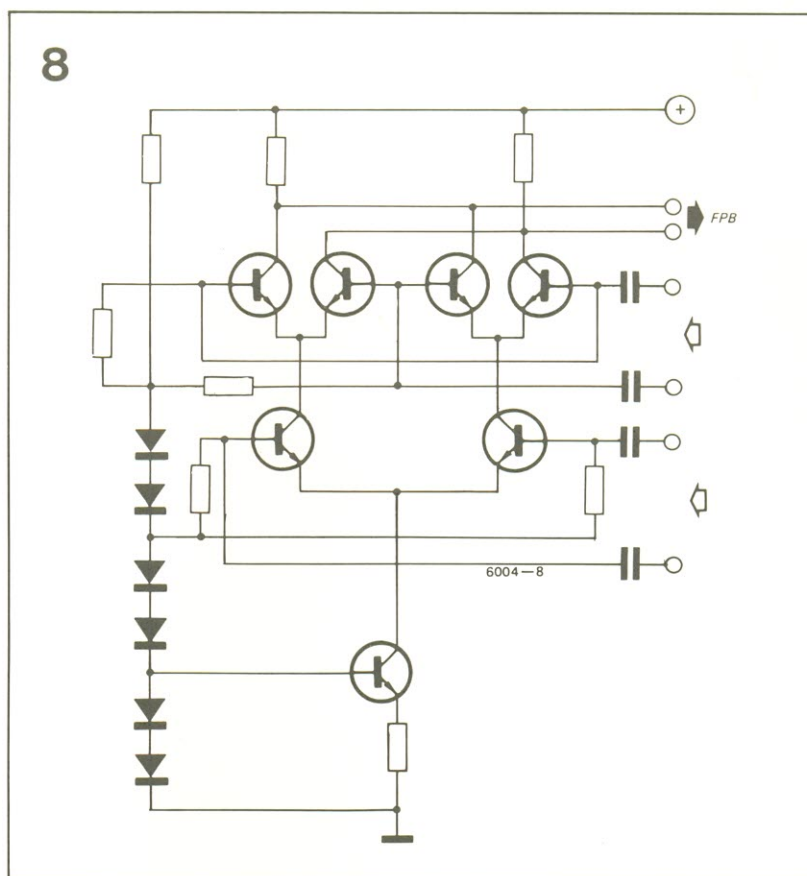


figura 8 – O multiplicador simétrico é usado em quase todos os CIs PLL e pode ser também encontrado como CI individual. Pode-se obter igualmente bons resultados montando-o com elementos discretos.

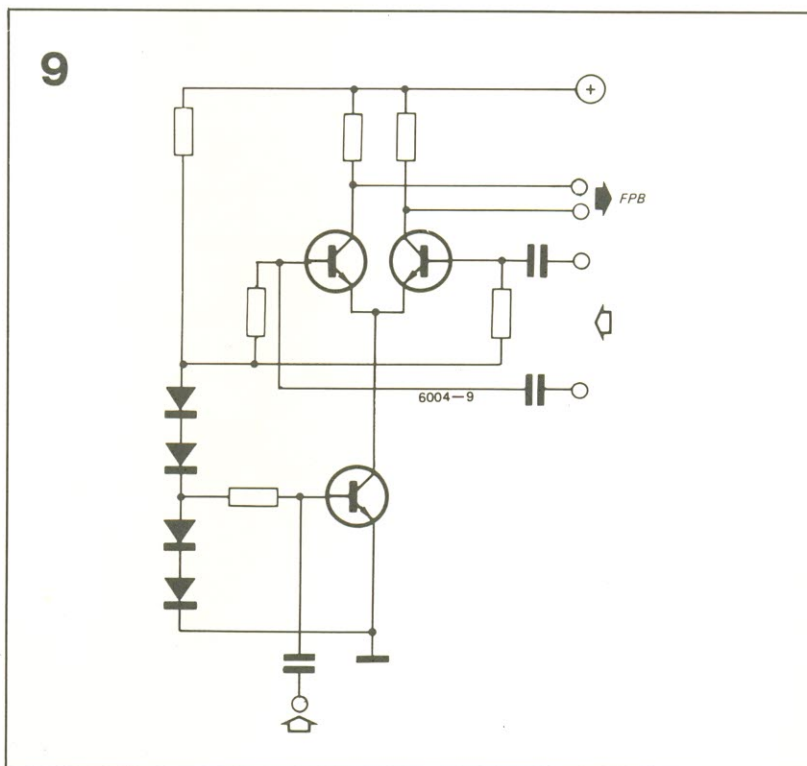


figura 9 – Multiplicadores assimétricos também podem ser utilizados, desde que o filtro passa-baixas proporcione uma supressão adequada das frequências de entrada.

cia a ser detectada (20 Hz, em FM comercial). O corte da segunda malha RC, formada por P (em seu valor máximo) e C1, ambos ligados em paralelo com a resistência de saída, é estabelecido pelo desvio máximo da frequência de entrada. Assim, qualquer largura de faixa desejada, até o limite deter-

minado pelo ganho do laço e pela amplitude do sinal de entrada, pode ser ajustada através de P.

Problemas dos PLLs

Teoricamente, os detectores baseados em circuitos de laço fechado por fase têm grandes vanta-

gens sobre outros detectores de FM, mas elas nem sempre se concretizam. Isto porque existem, basicamente, dois fatores críticos nos sistemas PLL: estabilidade de frequência do VCO e relação sinal/ruído.

A boa estabilidade pode ser obtida compensando em temperatura a alimentação do VCO – o que se aplica também ao comparador

de fase, caso a entrada de controle do VCO seja assimétrica. Além disso, os componentes cujos valores afetam a frequência do VCO devem exibir coeficientes térmicos nulos.

Tais requisitos são difíceis de satisfazer plenamente e, na prática, a frequência central do VCO costuma sofrer pequenos desvios ao longo da faixa de temperaturas

de operação. Por isso, é aconselhável escolher a menor frequência de trabalho possível – que vai depender da largura de banda do sinal de FM. Com os tradicionais 200 kHz da radiodifusão em FM, é possível obter uma operação satisfatória com frequências de 450 kHz, por exemplo. A deriva de frequência, com valores tão baixos, pode ser considerada desprezível; entretanto, os receptores que utilizam esse princípio devem dispor das técnicas de dupla conversão (ou seja, super-heteródinos duplos) e fatalmente custam mais caro do que os convencionais.

Tanto o VCO como o comparador de fase geram algum ruído e, portanto, o nível do sinal demodulado deve ser o mais elevado possível em relação a esse ruído. A amplitude da saída do PLL é proporcional ao quociente do desvio pela frequência de trabalho – que nos receptores de FM é, obviamente, a frequência intermediária. Com uma FI de 10,7 MHz e um desvio de 75 kHz, por exemplo, esse quociente gira em torno de 0,007; já com uma FI de 450 kHz essa divisão dá 0,17. A frequência menor, portanto, melhora a relação S/R em cerca de 28 dB.

Encerrando esta parte, podemos afirmar que um PLL utilizando apenas componentes discretos, trabalhando em 450 kHz e usando o comparador de fase da figura 8 e o VCO da figura 6a, é capaz de atingir 60 dB de relação sinal-ruído em transmissões estéreo-fônicas.

figura 10 – Empregando transformadores de RF, pode-se montar um multiplicador bastante barato com quatro diodos.

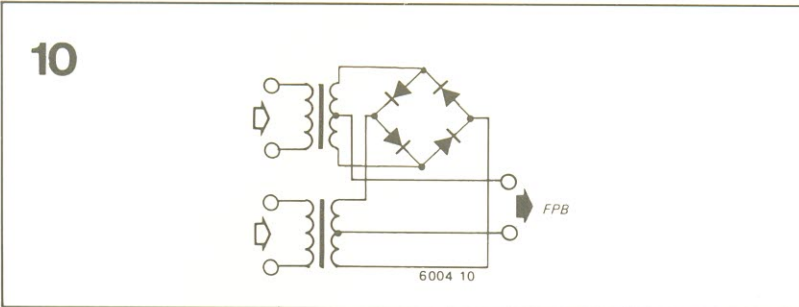


figura 11 – Circuito que pode ser usado como comparador de fase, mas não como detector de FM.

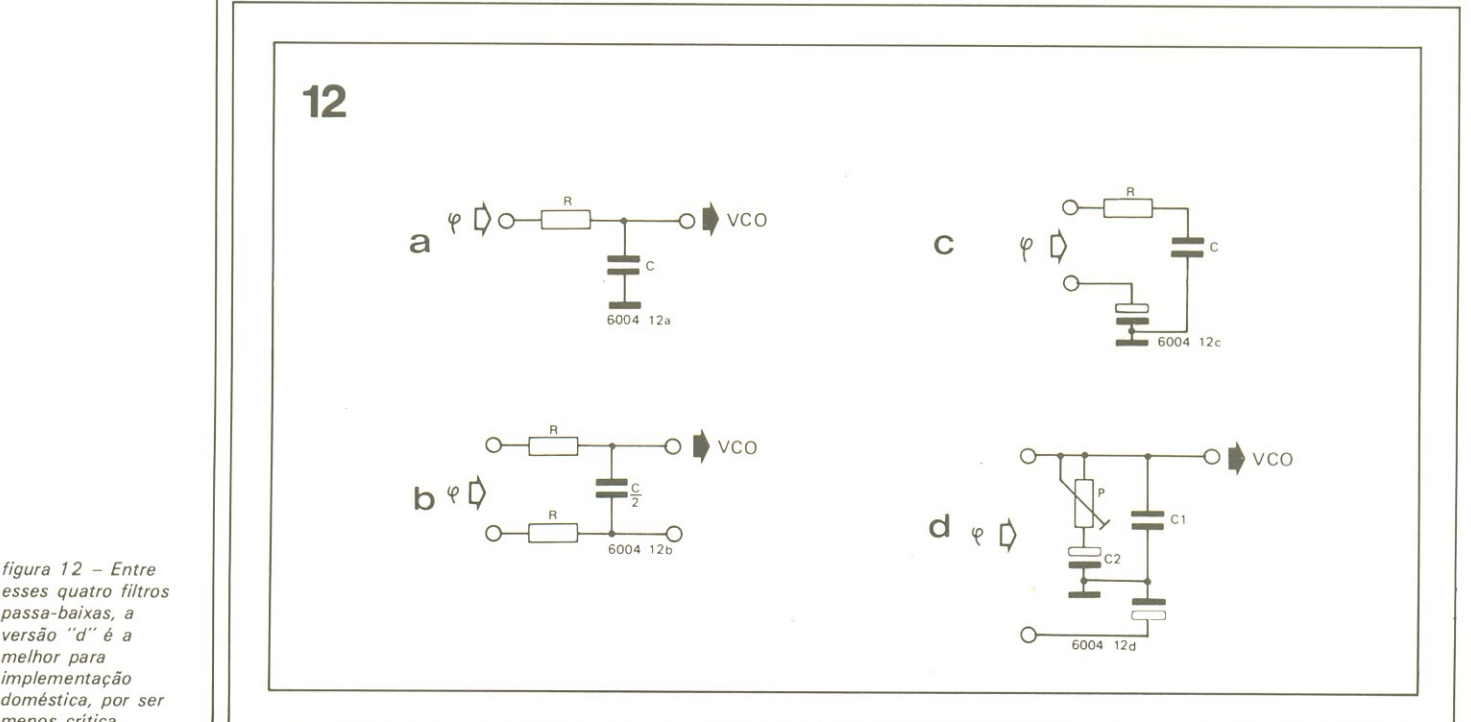
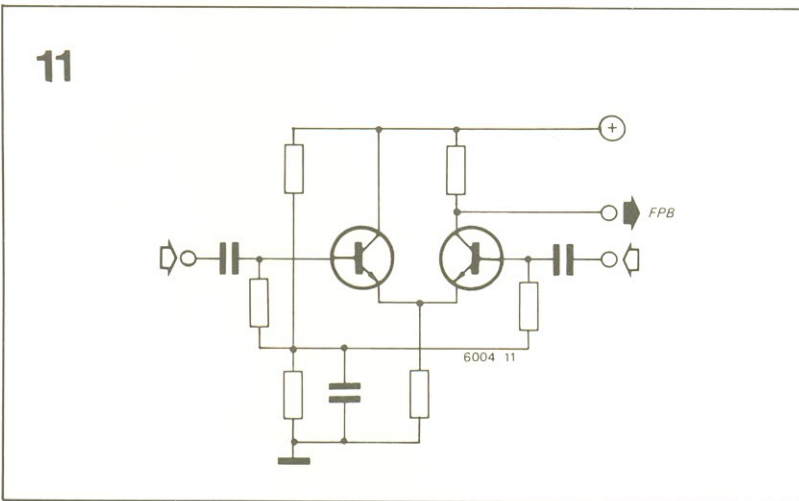
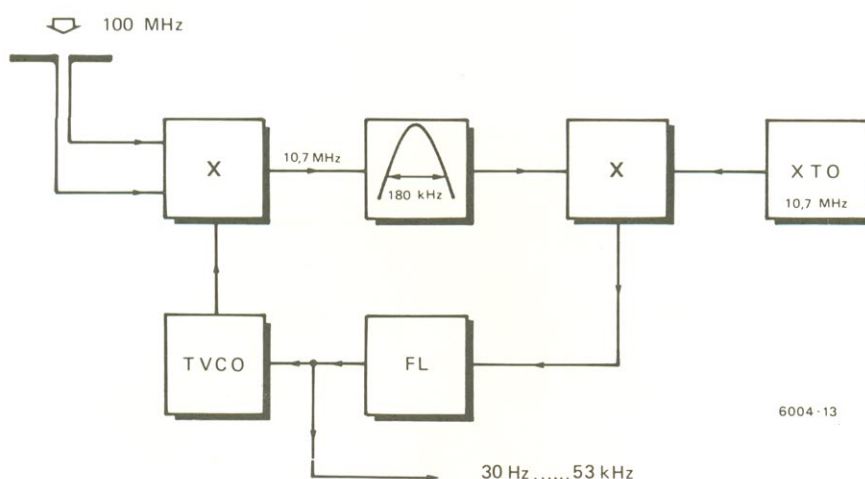


figura 12 – Entre esses quatro filtros passa-baixas, a versão "d" é a melhor para implementação doméstica, por ser menos crítica.

13



6004-13

O PLL por realimentação

Como já vimos, o maior problema ao se utilizar um PLL convencional como detector de FM provém da padronização da FI em 10,7 MHz. Isto significa que praticamente todos os estágios iniciais de FM disponíveis no comércio têm uma FI desse valor. Além disso, deve-se prever a inclusão de um controle automático de frequência, utilizando uma tensão extraída do próprio PLL.

No entanto, se forem removidos alguns componentes do laço do CAF, em um sintonizador convencional, o oscilador local poderá servir de VCO. A linearidade desse VCO será bastante razoável, já que desvios de 75 kHz são pequenos em comparação com a frequência de trabalho (cerca de 100 MHz). Quanto à frequência de referência para o comparador de fase, poderá ser fornecida por um oscilador estável, onde o elemento determinante seja um cristal de quartzo ou um filtro cerâmico – a fim de evitar o ruído provocado no VCO por instabilidade de fase, particularmente intenso em 10,7 MHz.

Na figura 13 temos o diagrama de blocos de um PLL desse tipo. O sinal vindo da antena é misturado com o enviado pelo TVCO, dando origem a um sinal de 10,7 MHz que passa por um filtro de FI e depois vai para o comparador de fase. A outra entrada do comparador recebe uma referência de 10,7 MHz de alta estabilidade; assim

sendo, sempre que o laço é fechado, o TVCO segue os desvios do sinal de entrada.

Na prática, isto implica em uma redução considerável na deriva do sinal de 10,7 MHz, daí o nome de “PLL por realimentação”. E, graças à redução dos desvios, a largura de banda de FI pode ser bem menor do que em receptores comuns. De fato, no artigo “Sistemas de modulação”, desta mesma edição, a mínima largura de faixa de um sinal de FM é dada por:

$$b_{\min.} = 2(m + 1)f_{LF\max}$$

que é uma relação válida quando “m” é muito maior do que 1. Nos PLLs por realimentação, porém, o índice de modulação do sinal de FI é bastante inferior à unidade, contribuindo para reduzir a largura de faixa.

A grande vantagem dos sistemas PLL por realimentação, portanto, reside basicamente na largura de banda da FI, que se torna independente da deriva, passando a depender apenas da maior frequência de modulação. Obtém-se, dessa forma, melhores relações sinal-ruído e menos distorção que nos receptores convencionais – embora o grau de melhora vá sempre depender do índice original de modulação do sinal vindo da antena.

No caso das transmissões mono de FM, com a máxima frequência de modulação de 15 kHz e um índice de modulação de 5, a

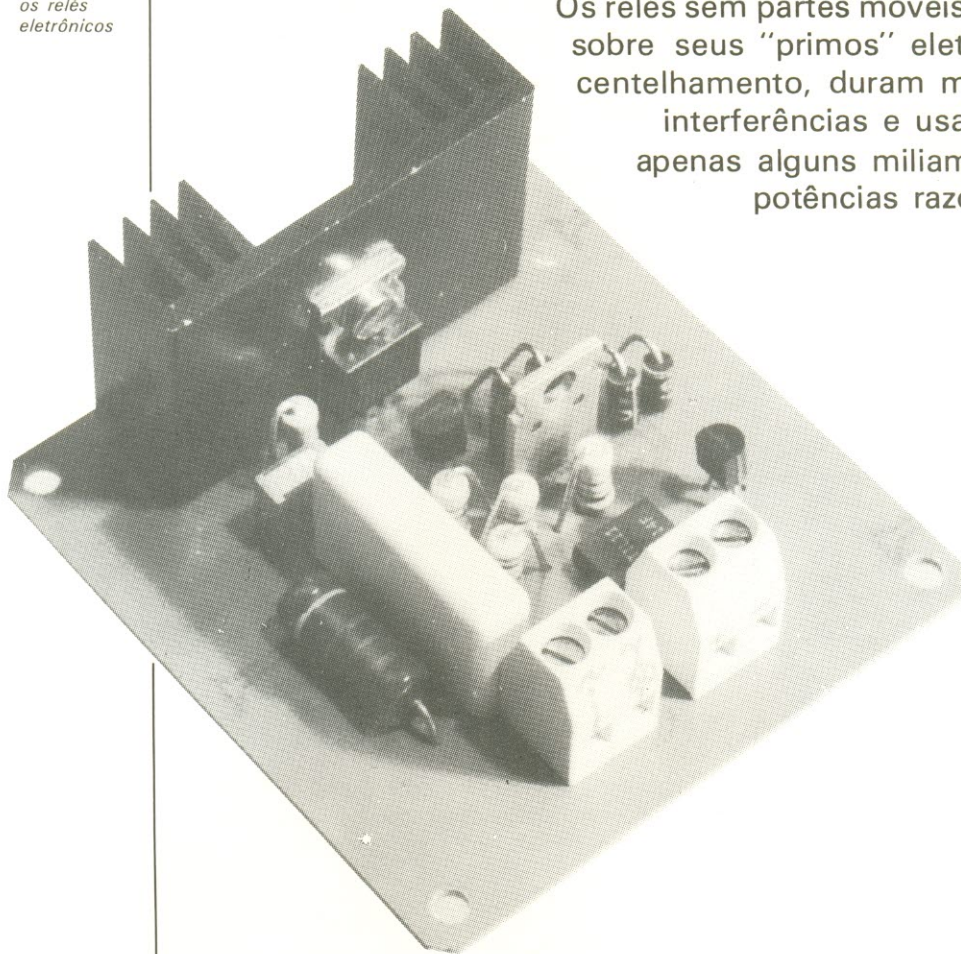
largura de FI deve ser de 180 kHz nos receptores comuns, ao passo que nos modelos que empregam PLL por realimentação ela não passa de 30 kHz. A relação também é favorável para as transmissões estéreo, na qual a frequência máxima de modulação (53 kHz) implica em uma faixa de 106 kHz no PLL por realimentação.

Apesar de ser conhecido antes mesmo da introdução das transmissões de FM estéreo, o princípio do PLL por realimentação foi incompreensivelmente suplantado pelos sistemas multiplex, e assim perdeu-se a oportunidade de melhorar a recepção de sinais estéreo-fônicos. O que não nos impede de afirmar que um circuito semelhante ao da figura 13 poderia, ainda hoje, proporcionar uma boa redução no custo do receptor, se comparado aos sistemas convencionais com desempenho equivalente.

Os circuitos PLL por realimentação devem interessar particularmente aos radioamadores, por permitirem melhorias significativas na relação sinal/ruído, desde que seja especificada uma baixa frequência máxima de modulação. As bases estão aí para quem quiser tentar e as faixas de UHF e VHF de radioamadorismo oferecem possibilidades ilimitadas de experimentação.



figura 13 – O PLL de realimentação difere basicamente do convencional pela inclusão de um filtro de FI no laço de controle.



Os relés sem partes móveis têm uma série de vantagens sobre seus "primos" eletromecânicos: não provocam centelhamento, duram muito mais, produzem menos interferências e usam correntes de controle de apenas alguns miliampères. Além disso, atingem potências razoáveis, chegando a comutar correntes de até 8 A.

Os relés eletrônicos

um meio moderno de chavear a rede

Os relés eletrônicos não são novidade para os leitores de *Elektor*, que já tiveram a oportunidade de montar um "espécime" a partir de um artigo do nº 4 (outubro de 86). Voltamos agora ao tema, enriquecido com uma montagem mais versátil e sofisticada (que nem por isso emprega componentes críticos) e muitas outras informações sobre sua utilização. O novo circuito tem muita coisa em comum com o primeiro: total isolamento entre o controle e a carga, tensão de controle que pode ser variada ao longo de uma extensa faixa, capacidade de saída variável segundo os componentes utilizados e uma placa de circuito impresso especialmente projetada.

Prós e contras

Podemos dizer com franqueza que o relé convencional cumpre seu papel com perfeição; afinal, já está entre nós há bastante tempo. Por que, então, substituí-lo por semicondutores? De fato, os dois ti-

pos são bastante semelhantes em certos pontos: ambos requerem baixas correntes de controle, que não precisam estar relacionadas, de forma alguma, com a carga a ser comutada; além disso, os dois isolam "eletricamente" a etapa de controle da carga – um aspecto que está evidente na figura 1.

Mas as semelhanças param por aí, já que o relé convencional utiliza contatos mecânicos para chavear a carga. Esses contatos são ativados por um eletroímã, que exige pequenos níveis de corrente para ser energizado. O relé eletrônico, por outro lado, emprega um triac ou com SCR para acionar a carga e a isolamento entre estágios é obtida por meio de um fotoacoplador.

Provêm daí algumas das vantagens do relé eletrônico sobre o eletromecânico, tais como ausência de centelhamento, de rebote dos contatos e desgaste mecânico. Em contrapartida, a versão eletrônica trouxe novos problemas, em substituição aos antigos. Ela não é capaz de suportar, por

exemplo, o mesmo nível de sobrecarga da versão mecânica, pois os tiristores são sensíveis a excessos e aumentos bruscos de tensão. É preciso levar em conta, também, perdas internas de tensão, que poderão reduzir em 1 ou 2 V o nível sobre a carga. Outro fator importante é a chamada "corrente de manutenção" da carga, abaixo da qual o tiristor deixa de conduzir.

Os pontos nulos da rede

Não há dúvida, porém, que o RE (relé eletrônico) tem inquestionáveis vantagens sobre o RM (relé mecânico). Sempre que certo tipo de carga, como lâmpadas, motores e outros equipamentos, deve ser alimentada pela rede, o melhor momento para comutá-la é aquele em que a tensão está em ponto nulo – também chamado de ponto de passagem pelo zero. Já não é mistério para ninguém, por exemplo, que o filamento das lâmpadas incandescentes exibe baixa resis-

tência enquanto está frio, cujo valor sobe rapidamente quando a lâmpada é ligada. Caso isto ocorra quando a forma de onda da rede estiver no valor de pico, haverá um grande surto de corrente pelo filamento; e, se isso acontecer repetidamente, como é normal na prática, a vida da lâmpada será consideravelmente reduzida.

Eis porque o chaveamento nos pontos nulos, artifício impraticável com o RM, é considerado tão importante. Mais detalhes sobre esse assunto podem ser obtidos no artigo "Economizador de lâmpadas", no nº 2 de Elektor (agosto de 86).

A questão da isolamento

Uma pequena desvantagem do RE aqui descrito reside na isolamento entre a carga e o controle, que nunca é completa. Isto porque são utilizados semicondutores no lugar de contatos mecânicos e todo triac ou SCR apresenta sempre uma pequena corrente de fuga; ela é tão reduzida, porém, que pode ser desprezada na maioria das aplicações. O relé mecânico, ao contrário, tem como uma das características principais a total isolamento entre as tensões de controle e de carga. Obter o mesmo grau de isolamento em um RE é coisa que exige muita pesquisa, já que ele deve ser confiável e, ao mesmo tempo, aceitar uma extensa faixa de tensões de controle.

A tabela 1 apresenta uma coleção de comparações entre os dois tipos de relé, mas de forma generalizada, não levando em conta usos específicos, onde um deles pode-se mostrar infinita-

mente superior ao outro. De qualquer forma, ela pode ajudar bastante numa primeira etapa de projeto, quando se selecionam componentes e se fazem as considerações iniciais.

O RE da Elektor

Ele está representado na figura 2, juntamente com as pinagens de seus principais componentes. Começando pela esquerda, vemos primeiramente o estágio de entrada e controle, formado por D5 e T2, e o lado transmissor do fotoacoplador IC1. Em seguida, vem a parte "receptora" de IC1, a chave de retardo da passagem por zero (T1) e o que podemos chamar de "estágio de ignição" - composto pelo SCR Th1 e pela ponte D1...D4. Por fim, temos a etapa de potência com o triac Tri1, encarregada de ligar e desligar a carga.

O estágio de controle pode ser excitado, como se vê, por qualquer tensão entre 3 e 32 V. Isto graças

ao FET T2, que atua como fonte de corrente constante para o LED do fotoacoplador; essa corrente é de 5 mA, aproximadamente, e permanece invariável dentro desses limites da tensão de entrada. O tipo de FET adotado (e também sua tolerância) é que vai determinar a corrente, devendo estar situada entre 3 e 7 mA. O diodo D5 tem a função de proteger o acoplador ótico, garantindo que a ten-

figura 1a - Estrutura básica de um relé eletromecânico.

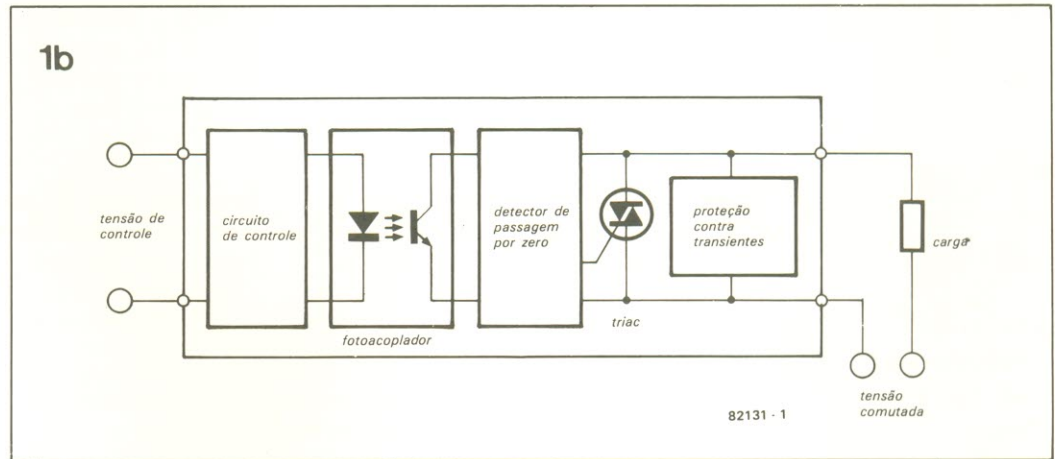
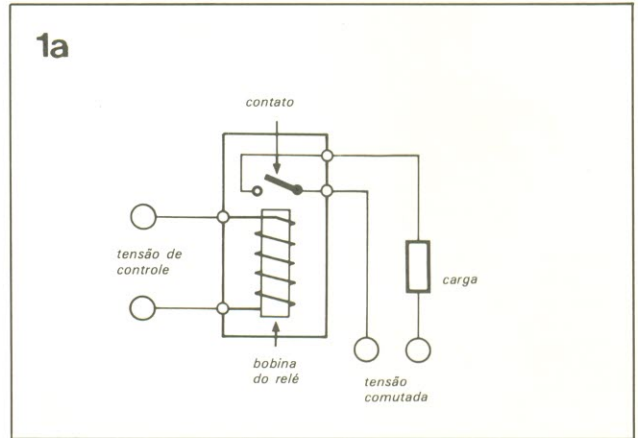


figura 1b - Diagrama básico de um relé eletrônico. A comutação é feita pelo triac, enquanto T1 e o SCR garantem que ela ocorra somente nos pontos nulos da tensão da rede; o fotoacoplador serve de isolamento entre os estágios de controle e potência.

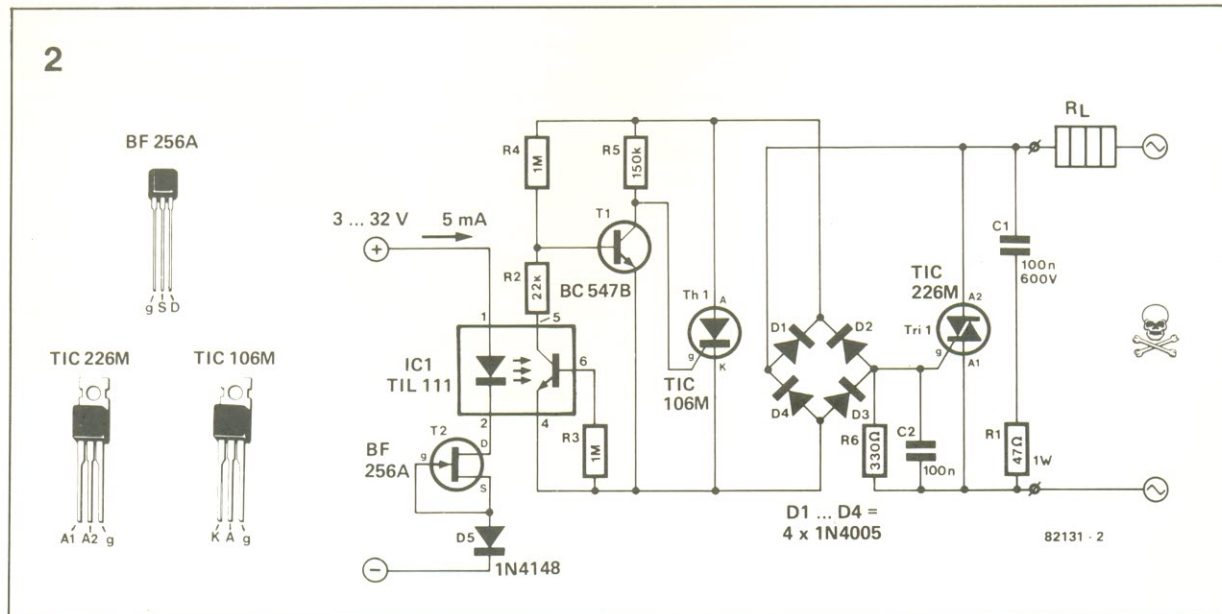


figura 2 - Circuito completo do relé sugerido para montagem.

tabela 1 – Comparação entre o relé mecânico (RM) e o eletrônico (RE)

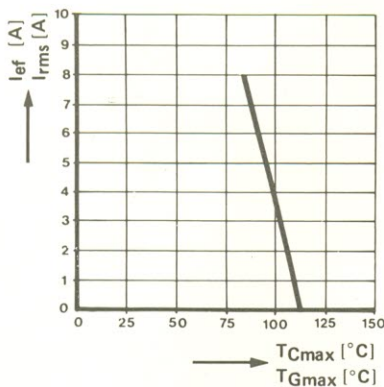
característica	RE	RM
estabilidade a choques e vibrações	excelente	pouca
estabilidade com a temperatura	excelente	boa
compatibilidade com famílias lógicas	sim	sim
múltiplos contatos	não	sim
contatos inversores	não	sim
isolação	excelente	excelente
vida útil	excelente	boa
dimensões	boas	boas
capacidade de sobrecarga	pouca	boa
centelhamento	não	sim
operação silenciosa	excelente	pouca
estabilidade de comutação	boa	boa
corrente de fuga em repouso	desprezível	nenhuma
tipos biestáveis (NA/NF)	não	sim
queda de tensão de carga	desprezível	nenhuma
capacidade de excitação	boa	excelente
rebote dos contatos	não	sim
proteção contra sobrecarga	boa	nenhuma

fonte: Siemens component report 15 (1977) livro 5

figura 3a – Relação entre a máxima temperatura tolerada pelo encapsulamento e a corrente de carga do triac. Note que a capacidade de carga fica sensivelmente reduzida acima dos 85°C.

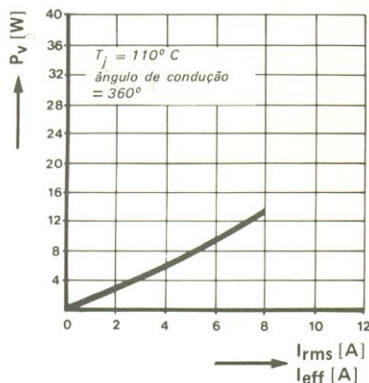
figura 3b – Dissipação do triac em relação à sua corrente de carga, essencial para a escolha do dissipador adequado.

3a



82131 - 3a

3b



82131 - 3b

são de controle seja aplicada com a polaridade correta.

Sempre que há corrente fluindo pelo LED de IC1, seu fototransistor conduz, levando T1 ao corte. Este, por sua vez, provoca o disparo do tiristor Th1, através de R5; quando Th1 conduz, aplica uma corrente de porta no triac, por meio da ponte de diodos, fazendo-o disparar também. Nessas condições, apenas a tensão em operação de Tri1 (cerca de 2 V) está presente no circuito da carga. O relé foi energizado, mas para permanecer assim deve-se observar a corrente mínima de carga (ou de manutenção), que é de aproximadamente 60 mA, em nosso caso.

Tudo bem até aqui, mas parece que o triac, ao contrário do que dissemos anteriormente, está sendo disparado logo que o relé é ativado. O que temos, na verdade, é um detector de passagem por zero bastante sutil, baseado no divisor de tensão R4/R2. A relação entre os valores desses dois resistores garante que o fotoacoplador corte T1 sempre que a tensão CA, retificada pela ponte de diodos, esteja abaixo de 30 V – valor bastante próximo do nulo da rede.

Lembre-se que o triac só pode ativar a carga quando T1 está no corte. Acima de 30 V, mesmo com o fototransistor conduzindo, a tensão base-emissor de T1 vai exceder 0,6 V; esse transistor, portanto, continua a conduzir, evitando o disparo de Th1 e Tri1. Obviamente, esse artifício é válido tanto para as redes de 110 como para as de 220 V.

Para desativar o relé é preciso, naturalmente, cortar a corrente de controle do fotoacoplador, permitindo assim que T1 conduza continuamente. O triac, porém, permanecerá ativado, mesmo sem corrente de porta, enquanto a corrente de carga se mantiver acima da de manutenção. Mas no ponto de nulo seguinte da rede a corrente de carga vai cair abaixo de 60 mA, provocando o desligamento automático do relé – que ficará nesse estado até que seja novamente ativado.

Os demais componentes asseguram um funcionamento seguro e estável para o circuito. O resistor R3, por exemplo, faz com que o fototransistor de IC1 não conduza enquanto o LED não esteja brilhando. Já o capacitor C2, ligado à porta de Tri 1, evita que o triac seja ativado através de interferências na rede. A malha formada por R1 e C1, por fim, atua como proteção contra transientes, também junto ao triac. Como já mencionamos, uma elevação excessivamente rápida da tensão de carga pode destruir esse componentes, sob a forma de “picos” de ruído no sinal CA; C1 serve para atenuar tais picos e, para que ele próprio não se torne um perigo para o triac, R1 limita sua capacidade de carga.

Resfriamento e capacidade

A maioria dos sistemas eletrônicos domésticos, tal como os *dimers* (controladores contínuos

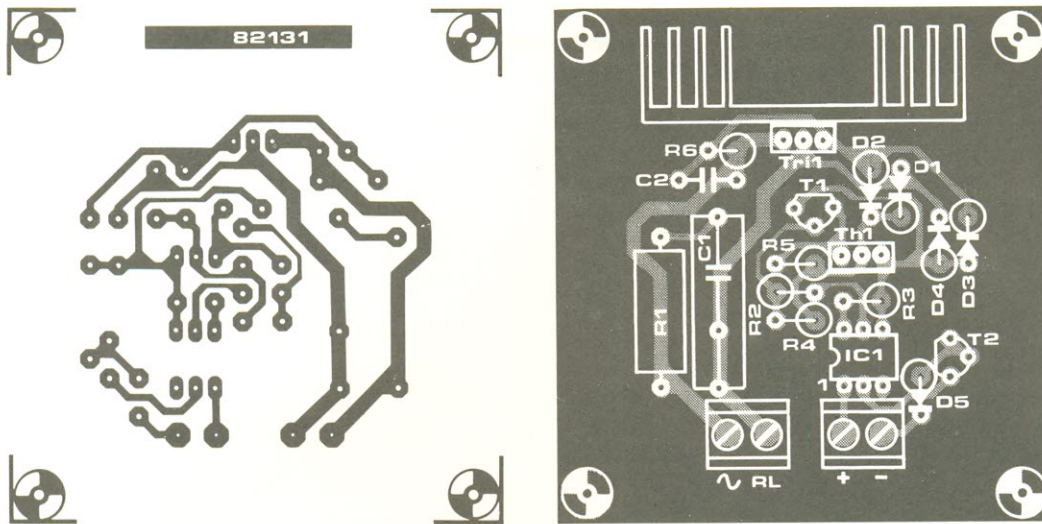


figura 4 - Traçado do cobre e disposição dos componentes da placa sugerida para o relé da fig. 2. Note que há possibilidades de reduzir ainda mais suas dimensões.

Lista de componentes

R1 - 47/1 W*
 R2 - 22 k
 R3, R4 - 1 M
 R5 - 150 k
 R6 - 330
 Todos os valores em ohms

Capacitores
 C1 - 100 nF/600 V
 C2 - 100 nF

Semicondutores
 T1 - BC547B
 T2 - BF256A
 D1...D4 - 1N4005*
 D5 - 1N4148
 IC1 - TIL 111
 Tr1 - TIC226M*
 Th1 - TIC106M*

Diversos
 Placa nº 82131
 Dissipador para Tr1, segundo a carga

*veja texto

da luz ambiente), utilizam componentes para 400 V, ou seja, SCRs tipo TIC 106D, triacs tipo TIC226D e diodos tipo 1N4004. Nada mau para as redes de 110 V, mas em 220 V a margem de segurança fica um tanto estreita, considerando-se que podem ocorrer picos de até 320 V, de tempos em tempos. Nesses casos, os dispositivos profissionais e os industriais de pequeno porte costumam adotar tensões de 600 V em tais componentes.

Claro que a escolha é sua, mas se a diferença de preço não for crítica para o bolso, o melhor será optar pelos componentes mais "seguros" que puder. De fato, no próprio diagrama do relé estamos recomendando os tipos TIC106M, TIC226M e 1N4005, todos para 600 V.

Usando-se os valores sugeridos para R1 e C1, o relé será capaz de manipular cargas de até 1kW (em 220 V). No caso de cargas maiores, será preciso substituir C1 por outro com um valor entre 0,22 e 1 μ F (dependendo da carga), com isolamento de 250 V em CA ou 600 V em CC. A comutação de lâmpadas fluorescentes domésticas exige algo mais, devido à auto-indutância do reator; nesse caso, R1 deverá ser de 10 k, a fim de elevar o amortecimento de transientes.

A real capacidade de carga do RE depende também (e muito) do resfriamento do triac. Em boas condições, quando a temperatura de seu encapsulamento não excede 85°C, a máxima corrente pode ser de 8 A - alcançando potências de 1,8 kW (em 220 V) ou 900 W (em 110 V). Sem qualquer dissipador, porém, a corrente não

pode exceder 1 A, limitando a potência a 225 e 115 W, respectivamente.

O funcionamento a plena potência requer dissipadores com uma resistência térmica igual ou inferior a 4°C/W e o triac não deve ser montado sem uma camada de pasta térmica, para garantir uma boa transferência de calor. A título de exemplo, um modelo dissipador com 15°C/W de resistência térmica permite correntes de até 3 A pelo triac, qualquer que seja a tensão da rede (110 ou 220V).

Mas para que essa parte não fique no ar, fornecemos os gráficos

da figura 3, que indicam a temperatura e dissipação do triac de acordo com a corrente de carga, permitindo assim o cálculo do dissipador adequado a cada caso. Para isso, basta subtrair a máxima temperatura ambiente possível (30°C, por exemplo), da máxima temperatura permitida para uma dada corrente de carga (fig. 3a); em seguida, divide-se o resultado pelo valor de dissipação correspondente à máxima carga (fig. 3b). Vejamos um exemplo prático, para que tudo fique bem claro.

Considerando uma carga máxima de 1 kW e 220 V de tensão

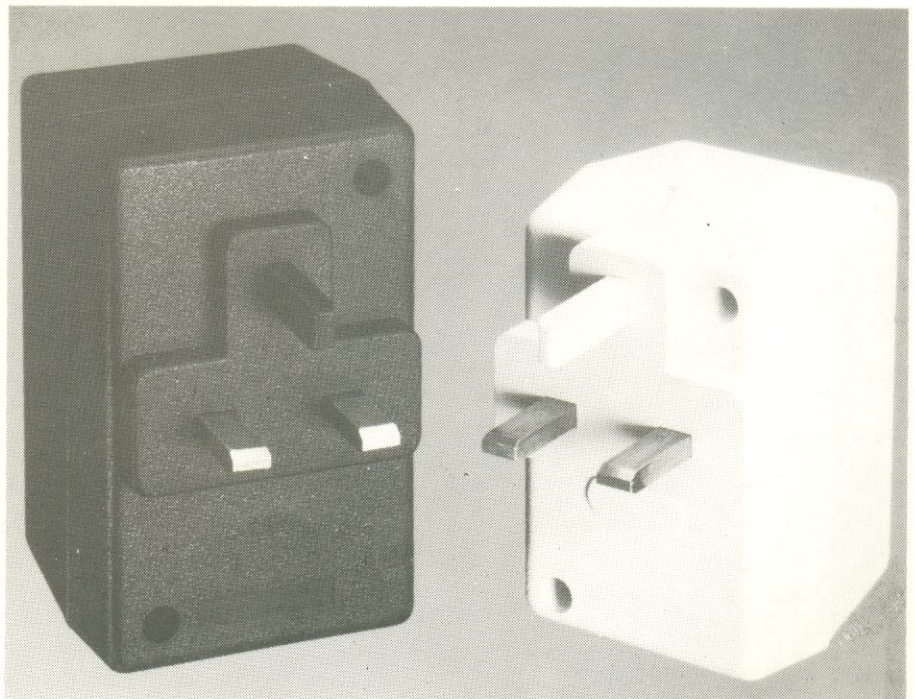


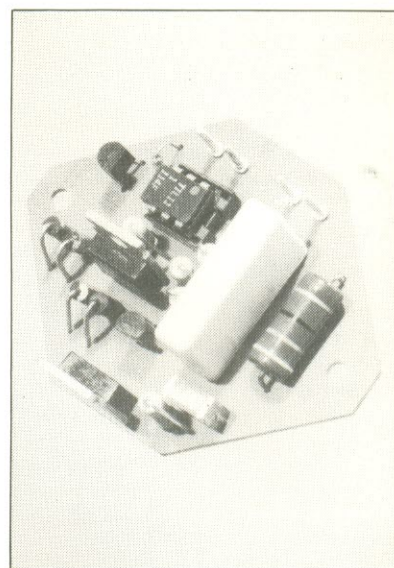
tabela 2 – Características técnicas do RE Elektor

A. circuito de potência:

tensão nominal	240 V RMS
máxima tensão quando desligado	
TIC106D, TIC226D, 1N4004	400 V
TIC106M, TIC226M, 1N4005	600 V
elevação crítica da tensão em repouso	500 V/ μ s
máxima corrente de carga ($T_C, Tri1 \leq 85^\circ C$)	8 A
máxima corrente de carga sem dissipador	1 A
corrente de pico (máx. 20 ms)	70 A
corrente de pico (máx. 10 ms)	80 A
corrente mínima de carga (manutenção)	60 mA
máxima corrente reversa ($R1 = 47, C1 = 100$ nF)	10 mA
tensão máxima do "cruzamento pelo nulo"	± 30 V

B. circuito de controle:

tensão CC de controle	3 ... 32 V
corrente de controle	3 ... 7 mA
corrente típica de controle	5 mA
tempo de subida máxima	10 ms
tempo de descida máxima	10 ms



na rede, vamos ter 4,4 A de corrente. Isto resulta em uma T_C (temperatura no encapsulamento) de $95^\circ C$, no máximo (obtida na fig. 3a), e uma dissipação de 7 W (a partir da fig. 3b). Admitindo uma temperatura ambiente de $30^\circ C$, a resistência térmica exibida pelo dissipador é determinada da seguinte forma:

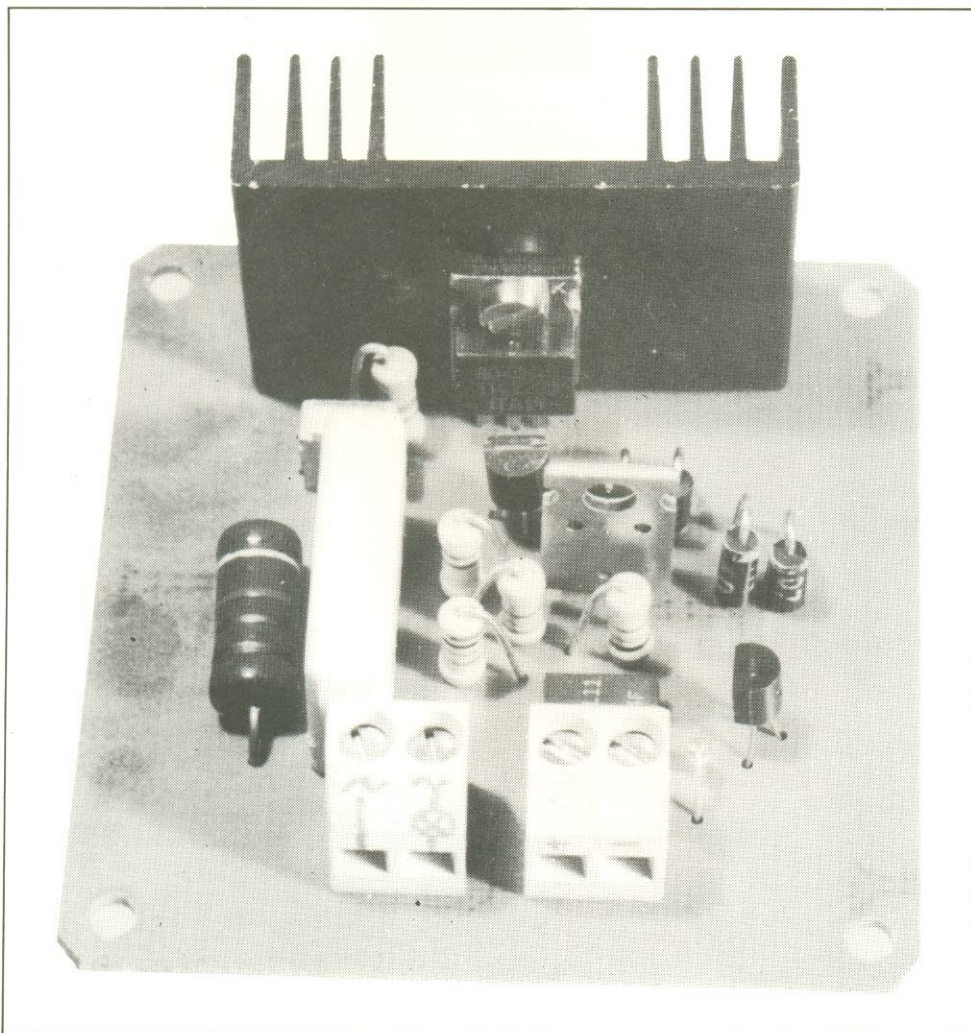
$$\frac{95^\circ C - 30^\circ C}{7 W} = \frac{65^\circ C}{7 W} = 9.3^\circ C/W.$$

Ao fazer esses cálculos, tenha sempre em mente que o limite de 8 A não pode ser ultrapassado, seja em 110 ou 220 V, pois é a máxima corrente suportada pelo triac.

Na tabela 2 podemos ver todas as especificações do RE Elektor reunidas. Além da máxima corrente, deve-se prestar muita atenção aos valores da corrente mínima de carga (ou de manutenção) e da corrente de fuga. O valor da primeira (60 mA) significa, basicamente, que dispositivos com um consumo inferior a 15 W (em 220 V) ou 8W (em 110 V), não poderão ser controlados confiavelmente. Quanto à corrente de fuga (10 mA, no máximo), não deverá criar problemas na maioria dos casos – embora possa fazer brilhar ligeiramente qualquer lâmpada de potência muito baixa.

Montagem

Na figura 4 podemos ver a placa de circuito impresso especialmente projetada para o RE. pela sua concepção, ela permite ser moldada nos mais diversos forma-



tos, podendo ser alojada até mesmo dentro de caixas de passagem ou caixas para interruptores domésticos.

Por outro lado, todo o cuidado é pouco na isolação do circuito, que tem a tensão da rede presente em vários pontos, até mesmo no dissipador do triac. Assim sendo, veja que todo e qualquer terminal esteja bem isolado, assim como os fios de ligação; inclua um fusível na linha de alimentação da carga; e prefira caixas plásticas para instalar o relé.

A placa contém 4 conexões, sendo duas para a entrada de controle e duas para a carga. Utilize terminais isolados ao invés de pinos metálicos nessas ligações, conforme mostram as fotos que ilustram o artigo, a fim de evitar choques, centelhamento, curtos e outros problemas.

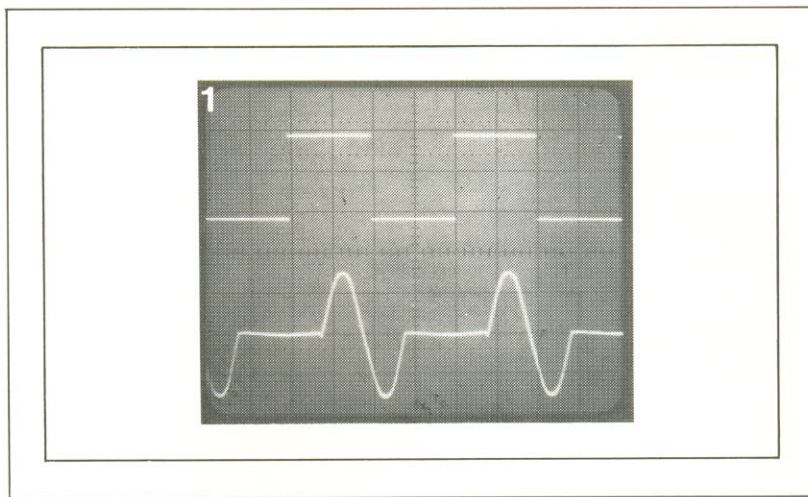
Aplicações variadas

O RE pode ser empregado, obviamente, em quase todas as aplicações do RM; qualquer que seja o caso, porém, existem algumas dicas que podem ser muito úteis. Antes de mais nada, pode-se dispensar o fotoacoplador caso o relé vá ser usado como um simples interruptor de luz e substituí-lo por uma simples chave liga-desliga (adequada às condições da rede local, é claro). Juntamente com IC1, elimina-se então D5, T2 e R3; na placa, é só ligar a chave de 1 pólo aos pontos correspondentes aos pinos 4 e 5 do fotoacoplador.

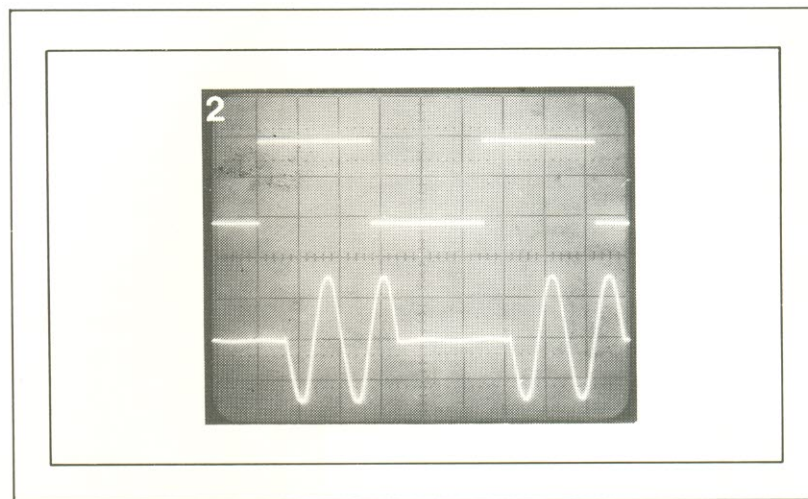
O relé sugerido pode também ser acionado por níveis TTL, como nos mostra a figura 5. Primeiramente, será preciso omitir a fonte de corrente, já que o nível de controle terá sido fixado em 5 V. O fotoacoplador IC1 poderá então ser excitado diretamente através do resistor que veio substituir D5 e os pontos de dreno e fonte de T2 deverão ser interligados. O valor da resistência de acoplamento será proporcional à corrente de entrada (situada entre 3 e 5 mA); 680 ohms serão suficientes para a tensão de 5 V. Fora da placa utiliza-se então um simples estágio excitador, também ilustrado na figura 5.

Bibliografia

- *Switching mains-powered equipment*, Elektor, maio 1979.
- *Elektronisches Lastrelais*, Siemens Components 18 (1980, Livro 2, de Walter Brünnier.



O sinal de controle ..



... e a tensão na carga.

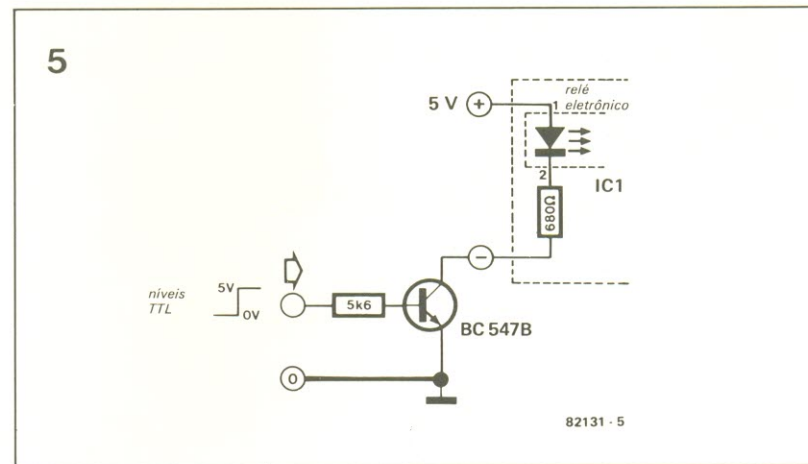


figura 5 - Adaptação do circuito para que ele responda diretamente aos níveis TTL.

- *Solid-State-Relais, ein vollelektronisches kontaktloses relais mit galvanischer trennung*, partes 1 e 2, Siemens Bauteile Report 15 (1977), Livro 5, de Horst Schierl.



Concluindo o tema iniciado no número anterior, vamos abordar aqui as modulações CPM, FM e PM, juntamente com as aplicações específicas de cada uma. Veremos, entre outras coisas, que a modulação em frequência provou ser o melhor sistema para transmissões em VHF, enquanto a CPM é mais adequada para comunicação por voz

Sistemas de modulação

2ª parte

Vamos começar esta segunda parte com a modulação pela posição da portadora, também conhecida por CPM, e que é obtida a partir de sistemas SSB. Para isso, vamos admitir a utilização de ceifadores em circuitos para transmissão de voz; é preciso então responder a duas questões:

1. O que ganhamos empregando esse artifício?
2. Até que ponto a inteligibilidade é afetada por ele?

Vários experimentos de ceifamento de HF em sinais SSB demonstraram que a inteligibilidade continua razoável, mesmo com limitação infinita, ao mesmo tempo em que a potência média aumenta cerca de 10 dB. Prevendo-se alguma pré-ênfase à frente dos estágios de baixa frequência, é possível obter uma inteligibilidade ainda melhor.

Mas mesmo com a limitação infinita dos sinais SSB observam-se algumas variações de amplitude,

já que os rápidos saltos de fase dessa modulação dão lugar a componentes externos à faixa de transmissão. Como tais componentes são removidos, por filtragem, do sinal (constante) de RF, o sinal resultante a ser transmitido forçosamente contém modulação em amplitude.

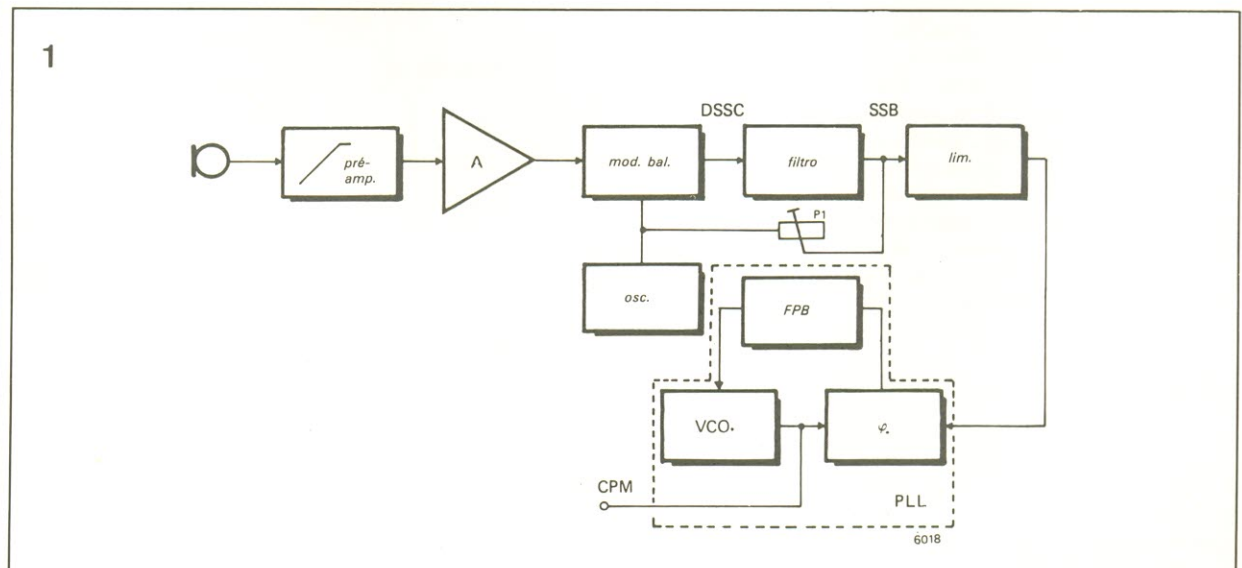
Na verdade, se o objetivo é "purgar" um sinal SSB de qualquer variação de amplitude, é preciso recorrer a processamentos adicionais – tarefa adequada para os circuitos PLL. Na figura 1 podemos observar um arranjo típico para se produzir sinais CPM, onde o sinal SSB é gerado a partir de uma entrada de baixa frequência pré-enfatizada. Após ter sido limitado, esse sinal é entregue a um circuito PLL. Nesse tipo de circuito, o VCO oscila à mesma frequência da portadora SSB, mas sem qualquer variação de amplitude.

Os componentes do estágio PLL são selecionados de modo a tornar impossível o acompanhamento dos rápidos saltos de fase do sinal SSB. Consequentemente, a largura de faixa do sinal CPM

tabela 1 – Comparação entre as várias modalidades analógicas de modulação

sistema	aplicação atual	eficiência	futuras aplicações
AM	radiodifusão em ondas longas, médias e curtas	muito baixa	nenhuma
DSSC	redes de comunicação	alta	prosegue nas atuais
SSB		bastante alta	
CPM		altíssima	
FM	radiodifusão de alta qualidade	alta	redes de comunicação e faixa do cidadão
NBFM	redes de comunicação	alta	prosegue nas atuais
PM	normalmente comutada para FM com redes integradoras	moderada	radiodifusão em ondas longas, médias e curtas

figura 1 – A modulação pela posição da portadora (CPM) é realizada através de um sinal SSB infinitamente ceifado, empregando um PLL.



não é muito maior que a do sinal SSB original. Em suma, tendo-se sempre o cuidado de preservar a inteligibilidade, o sistema CPM é capaz de proporcionar um desempenho bastante eficiente.

A figura 2 mostra a relação existente entre a inteligibilidade e a tensão de entrada no receptor para os diferentes sistemas de modulação. Esses gráficos baseiam-se em testes efetuados com sequências de palavras aleatórias e na utilização da seção de FI mais adequada a cada sistema. Pode-se constatar que, para o mesmo nível de inteligibilidade, a tensão de entrada exigida pelo sistema CPM é inferior a um terço da necessária em AM. Isto significa que o sinal CPM necessita apenas um décimo da potência despendida por um sinal AM modulado em 100%, para cobrir a mesma distância.

A modulação CPM não é conhecida há muito tempo, tendo sido testada na prática apenas por radioamadores, praticamente, mas com grande sucesso. Foram utilizados, em geral, arranjos semelhantes ao da figura 1, apesar de suas desvantagens. Assim, por exemplo, o sinal de entrada costuma exibir variações de amplitude – dependendo, entre outras coisas, do locutor e de sua distância em relação ao microfone. Desse modo, o sinal SSB deve ter um nível superior ao da portadora injetada por P1, cuja função é suprimir ruídos provenientes do limitador quando não há modulação.

Ao se produzir sinais CPM, portanto, o sinal de voz deve ser adequadamente processado, a fim de se evitar esses efeitos subjetivos; isto não pode ser feito pelo simples ceifamento, como já foi mencionado. Os resultados obtidos com a compressão rápida são quase equivalentes aos fornecidos pela amplificação logarítmica, nessa função, motivo pelo qual este segundo método é o preferido, devido à sua simplicidade.

O diagrama de um novo transmissor CPM, agora com processamento de voz, aparece na figura 3. A faixa de frequências entre 400 e 3400 Hz, entregue pelo microfone, é amplificada logaritmicamente e aplicada ao modulador balanceado. O sinal de baixa frequência exibe, então, pouca variação em amplitude, sendo possível agora injetar uma portadora com maior nível do que seria possível sem a amplificação logarítmica – o que resulta em uma melhor relação sinal/ruído no sinal transmitido.

Essa configuração proporciona uma vantagem adicional: ela pode ser aproveitada na modulação em fase, desde que o nível de injeção da portadora seja suficientemente elevado. Pode-se demonstrar que o PLL é capaz de gerar um sinal modulado em fase, caso o sinal do modulador balanceado, quando emerge do filtro, seja menor que o da portadora injetada. Nesse caso, o índice de modulação é uma furtição do quociente dessas duas tensões.

Uma vez transposto diretamente para a frequência desejada de transmissão, o sinal do VOO pode adquirir a potência necessária através de um amplificador classe C. Na recepção, o sinal CPM pode ser tratado da mesma forma que o SSB, mas nesse caso pode-se usar um PLL, já que um componente da portadora sem modulação está disponível durante uma parte do tempo. E como esse sinal não tem qualquer informação de amplitude, a limitação de nível não oferece problema algum e consiste em um

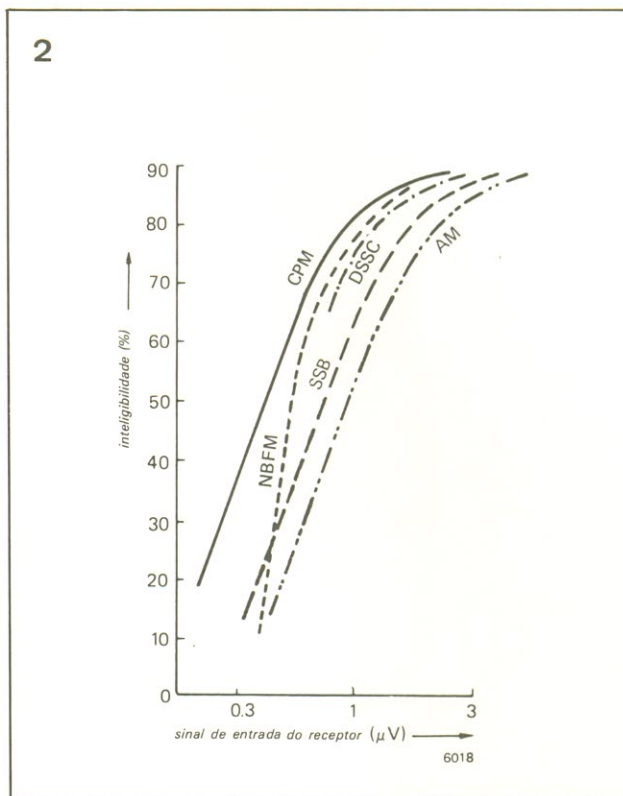


figura 2 – Relação entre inteligibilidade e a tensão do sinal de entrada, no receptor. Note que, pela prioridade de mérito, a FM de banda estreita (NBFM) é superior à SSB.

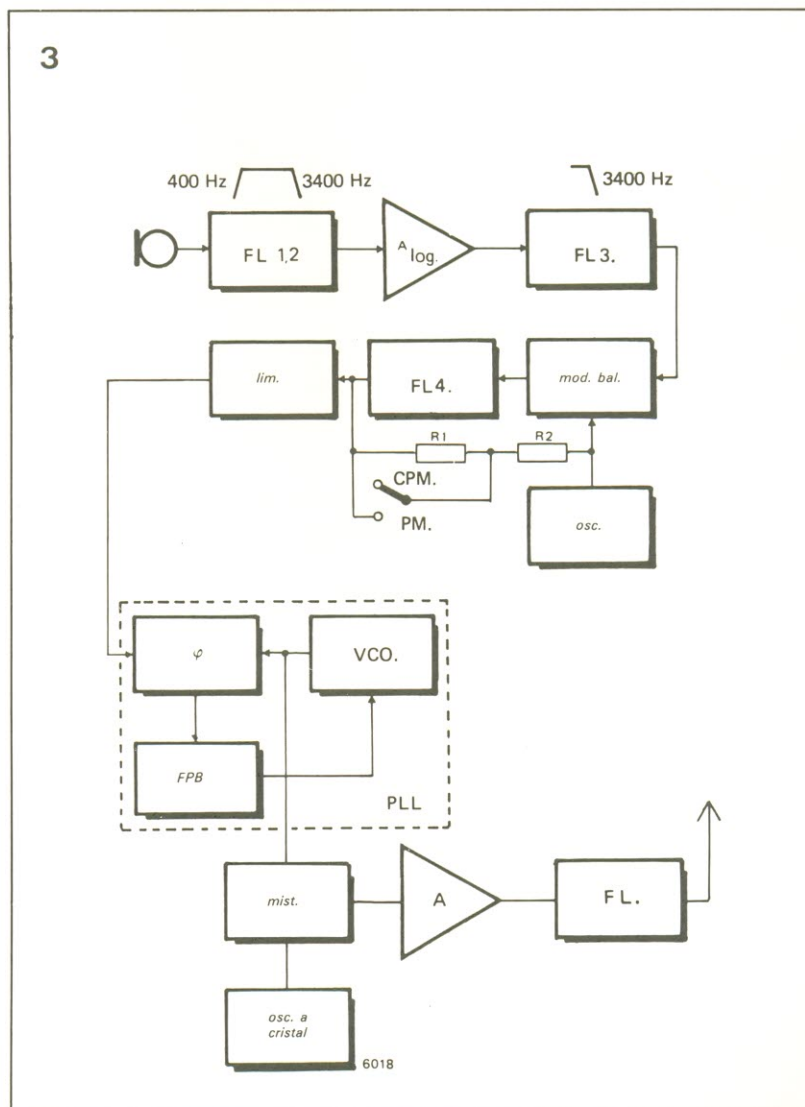


figura 3 – Pode-se melhorar consideravelmente a inteligibilidade pela utilização de sinais em baixa frequência.

4

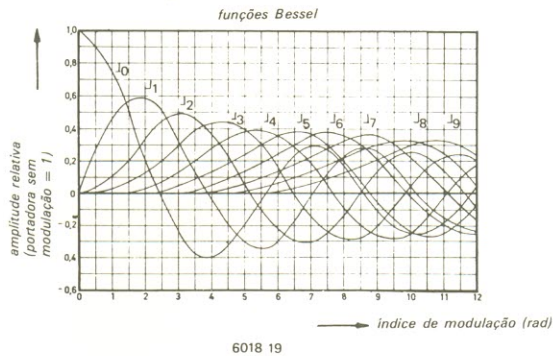


figura 4 - A distribuição espectral de um sinal FM pode ser representado por meio de funções Bessel.

5

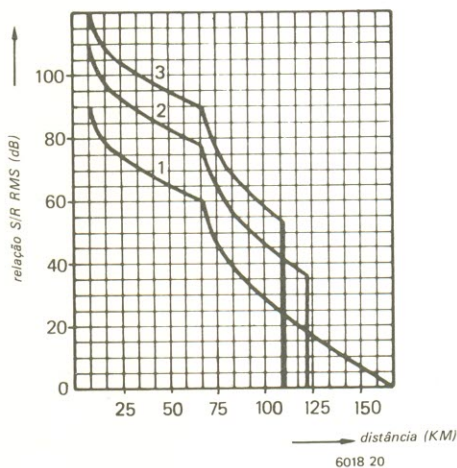


figura 5 - Relação entre distância coberta e taxa sinal/ruído para AM (1), FM com desvio de 20 kHz (2) e FM com desvio de 75 kHz (3).

6

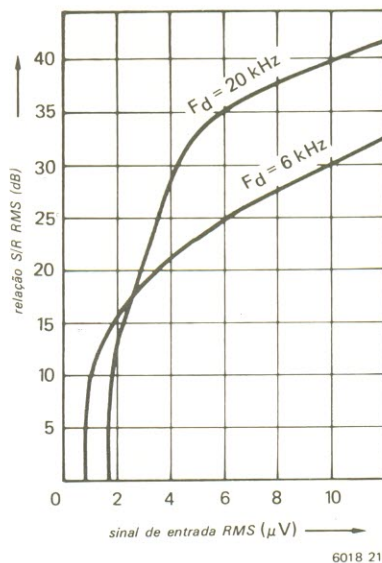


figura 6 - Com a redução do desvio, a máxima relação sinal/ruído disponível também diminui.

meio simples de combater a interferência de AM em instalações móveis.

Para comprovar as vantagens da modulação CPM, os autores decidiram realizar experimentos com um transmissor de baixa potência, adotando os princípios da figura 3. Escolheram a frequência de 27 MHz e uma potência de 20 mW, aproximadamente. Visando compensar, até certo ponto, as condições topográficas desfavoráveis à propagação de VHF, o transmissor e sua antena foram instalados em um apartamento, a 50 m de altura.

A eficiência calculada do conjunto era de 30%, ou seja, a potência efetivamente irradiada beirava os 6 mW. O receptor utilizado tinha uma sensibilidade de $0,1 \mu V$, com largura de faixa de 3 kHz, e estava equipado com um PLL semelhante ao da figura 10, no primeiro artigo (veja a Elektor nº 9).

Apesar da altura em que estava localizada a antena transmissora, o raio do horizonte ótico não passava dos 7 km. E, embora a recepção dentro dessa área estivesse sujeita a grandes flutuações, observou-se que o sinal recebido jamais caía abaixo dos $0,2 \mu V$. O limite de sensibilidade do receptor foi atingido aos 10 km, isto é, 3 km além do horizonte ótico. Quando o transmissor foi comutado para operar com modulação em fase, a recepção no próprio horizonte ótico mostrou-se insuficiente para uma comunicação confiável.

Modulações FM e PM

Esses processos se verificam quando a frequência ou a fase de portadora, respectivamente, varia de acordo com a informação útil. Ambos satisfazem a seguinte relação, no caso de modulação senoidal:

$$V = V_0 \text{sen}(\omega_{hf} + m \text{sen} \omega_{lf} t)$$

A diferença entre FM e PM reside no índice de modulação (m), que é constante na modulação em fase e em FM é dada por:

$$m = \frac{\text{desvio de frequência da portadora de RF em relação à frequência central}}{\text{frequência moduladora}}$$

A expressão inicial, por sua vez, pode ser expandida para:

$$V = V_0 J_0 m \text{ Sen. } \omega_{hf} t + J_1 m [\text{Sen.}(\omega_{hf} + \omega_{1f})t + \text{Sen.}(\omega_{hf} - \omega_{1f})t] + J_2 m [\text{Sen.}(\omega_{hf} + 2\omega_{1f})t + \text{Sen.}(\omega_{hf} - 2\omega_{1f})t] + J_3 m [\text{Sen.}(\omega_{hf} + 3\omega_{1f})t - \text{Sen.}(\omega_{hf} - 3\omega_{1f})t] + \dots$$

Vê-se, portanto, que tanto FM como PM geram espectros com largura de faixa infinita. O termo J_n indica uma função Bessel de enésima ordem, cuja magnitude diminui substancialmente com o aumento de 'n'. Na prática, pode-se considerar que as duas modalidades de modulação têm largura de faixa finita; a figura 4 apresenta as amplitudes de componentes das bandas laterais como função de "m".

No caso da radiodifusão em FM, já é padrão internacional o máximo desvio de 75 kHz e também a máxima frequência moduladora de 15 kHz. Aplicando a fórmula do índice de modulação, vamos ter $m = 5$; observando então a figura 4, vê-se que, com esse índice, a amplitude relativa da banda lateral de 7ª ordem é 0,05, somente. Valores como esse podem ser desprezados, na prática, já que a máxima modulação não ocorre jamais em 15 kHz.

Uma regra geral, válida sempre que m for igual ou maior que a unidade é a seguinte:

$$B_W = 2(m + 1)$$

onde B_W representa a largura de faixa a -3 dB, m é o índice de modulação à máxima frequência moduladora e F_{1fmax} é a própria frequência moduladora máxima.

Assim sendo, a mínima largura de faixa necessária para FM mono é de $B_W = 180$ kHz. No caso de FM estéreo, o índice de modulação foi escolhido, prevendo compatibilidade, de modo que a faixa mono pudesse ser usada na maior frequência moduladora (53 kHz). Como o índice de modulação da sub-portadora que carrega a informação estéreo é 0,6 (menor que 1, o que impede o uso da regra geral), isto vai resultar em uma deterioração de 20 dB na relação sinal/ruído. Por outro lado, a figura 4 mostra que, com esse baixo índice de modulação, a banda lateral de 2ª ordem já pode ser desprezada, para efeito prático, pois sua amplitude relativa é de 0,05. Nessas condições, a largura de faixa requerida não é maior do que a necessária para AM ($2.f_{1fmax}$).

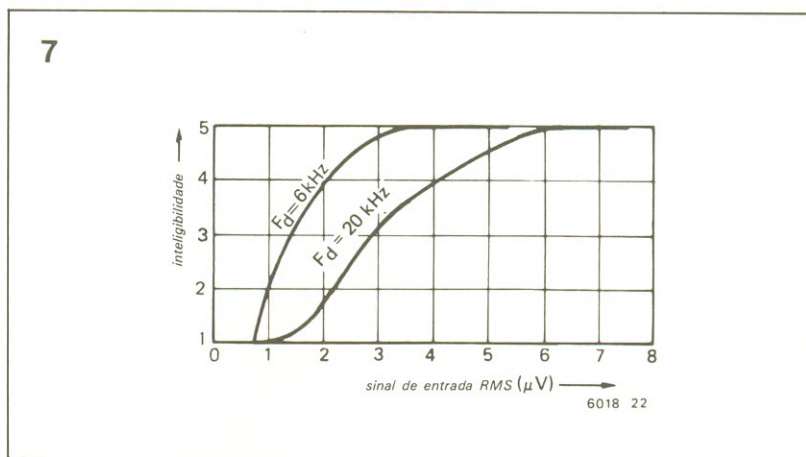


figura 7 – Por outro lado, desvios pequenos proporcionam uma sensível melhora da inteligibilidade em baixos níveis de entrada.

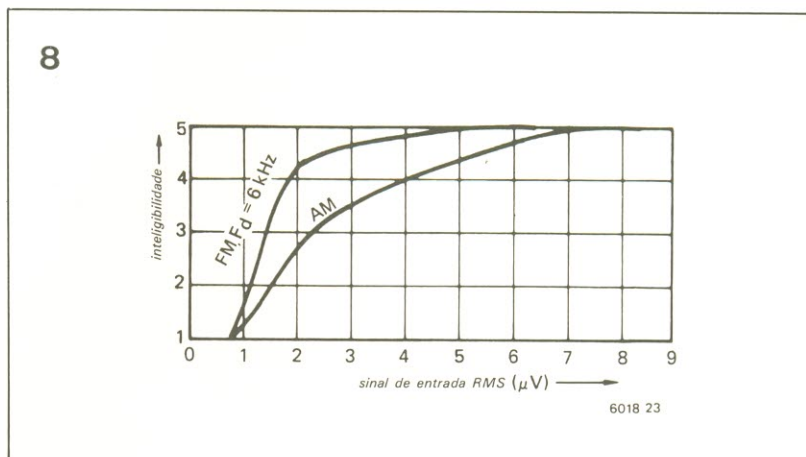


figura 8 – As curvas mostram claramente a superioridade da NBFM sobre a AM com mesma largura de faixa.

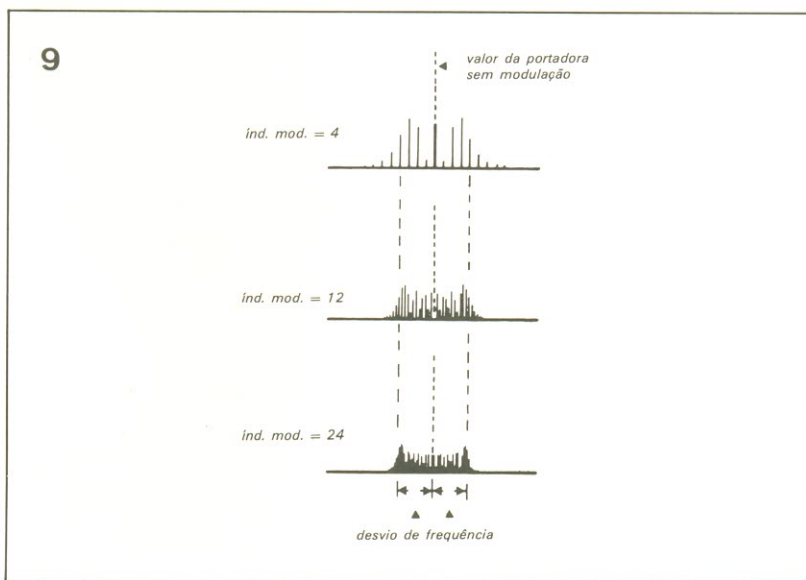


figura 9 – Demonstração de como a faixa pode ser plenamente utilizada pelo aumento do índice de modulação em baixas frequências. É o caso da FM, já que o desvio é determinado pela amplitude do sinal modulador.

Por outro lado, associada a esse valor reduzido de "m" há uma queda não só na relação sinal/ruído, como também na supressão de interferências por impulsos e de canais adjacentes.

Uma das características marcantes da transmissão em FM é a resposta por limiar, ou seja, a intensidade do sinal deve estar acima de um certo valor para que ele possa ser utilizado. Esse é outro fator que sofre redução com

menores índices de modulação – característica que foi descoberta nos EUA, durante a década de 30, como resultado de pesquisas que visavam escolher entre AM e FM como o sistema mais confiável para as comunicações policiais. Alguns resultados dessas pesquisas foram reproduzidos nas figuras 5, 6, 7 e 8.

O resultado de um teste de terreno foi ilustrado graficamente na figura 5. Nesse caso, o transmis-

10

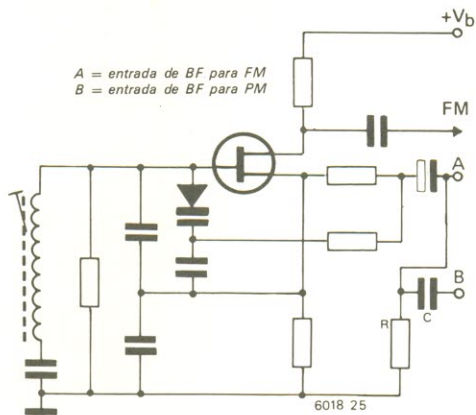


figura 10 – Os sinais de FM podem ser produzidos ao se modular um oscilador LC através de um varicap.

11

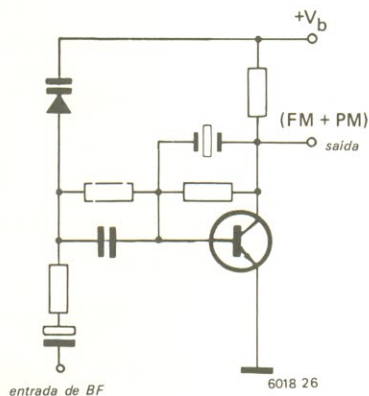


figura 11 – A modulação por varicap de um oscilador a cristal produz uma combinação de FM e PM.

12

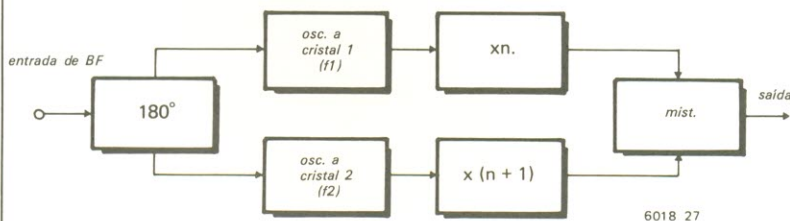


figura 12 – Com este arranjo, é possível elevar o desvio sem aumentar a frequência de saída, como acontece na multiplicação direta.

sor foi instalado num local fixo e o receptor, em uma estação móvel. A 1ª curva corresponde á modulação AM, enquanto as outras duas são de FM, com 20 e 75 kHz de desvio, respectivamente. Elas comprovam que um maior desvio é necessário para proporcionar a relação sinal/ruído exigida pelos sistemas de alta fidelidade. Ao mesmo tempo, porém, mostram

que há um preço a pagar por isso, em termos de máximo alcance.

Tendo mente os 20 dB de piora na relação sinal/ruído, introduzida pelo atual sistema de FM estéreo, é interessante saber que uma radiodifusão estereofônica usando dois enlaces separados de transmissão, cada um com um desvio de apenas 20 kHz, proporcionaria não só uma melhor relação S/R,

mas também pouparia largura de faixa. No caso de sistemas de comunicação, usados exclusivamente para sinais de voz, a frequência moduladora máxima de 3 kHz é mais que adequada; valores maiores, até 5 ou 6 kHz, são usados somente quando é essencial uma inteligibilidade impecável.

Na figura 6 temos uma comparação entre um sistema com desvio de 20 kHz e outro com 6 kHz. Vê-se que, apesar de uma pior relação S/R, a sensibilidade do sistema de banda estreita chega a ser 2 vezes melhor do que do outro. O que não deixa de ser uma vantagem em equipamentos de comunicação, nos quais uma relação de 12 dB ainda é considerada viável.

Na figura 7 os dois sistemas voltam a ser comparados, desta vez plotando a graduação de inteligibilidade usada pelos radioamadores em relação ao nível do sinal. Observe que o de 6 kHz pode ser usado com entrada desde os $2\mu V$, ao passo que o de 20 kHz ainda é totalmente ininteligível nesse ponto. Isto, lembrando que, embora o limite de sensibilidade tenha sido ampliado pelas modernas técnicas de recepção, a relação entre as sensibilidades dos vários sistemas não foi afetada.

Outra comparação, agora entre um sistema FM de banda estreita e um sistema AM, é feita na figura 8. A superioridade do FM é patente, e ela se aplica não só à inteligibilidade, mas também à supressão de interferências. O que aponta uma possível solução para o caos implantado atualmente nas ondas médias: bastaria redesenhar os atuais canais de amplitude modulada para frequência modulada de banda estreita, com um desvio de 4,5 kHz; a melhoria seria fantástica.

Qualquer um que disponha de um receptor de ondas curtas equipado com faixas de FM banda estreita já deve ter percebido que, entre outros, vários países do leste europeu fazem transmissões experimentais com esse sistema, particularmente nas faixas de 25 a 41 metros. Essas transmissões poderiam ser aproveitadas para elucidar o efeito de distorção causado pela atenuação seletiva – que parece ser consideravelmente menor na FM de banda estreita do que na AM, mesmo utilizando um detector de envoltória.

Como a NBFM (**narrow-band FM**) é mais compatível com AM do que com SSB, a mudança para esse prático sistema poderia ser feita aos poucos. Essa decisão pode ser justificada também pelo

fato de que, para a mesma relação sinal/ruído, a FM banda estreita iria propiciar uma economia de 70% na potência de transmissão.

Existe uma grande diferença entre os sistemas modulados por fase e frequência, especialmente no caso de banda estreita. A título de exemplo, suponhamos que o desvio em FM é de 4,5 kHz e que a frequência moduladora, 450 Hz, resultando em um $m = 10$. Temos, assim, um grande número de bandas laterais, cuja energia está concentrada na região de 9 kHz (Jg, na figura 4).

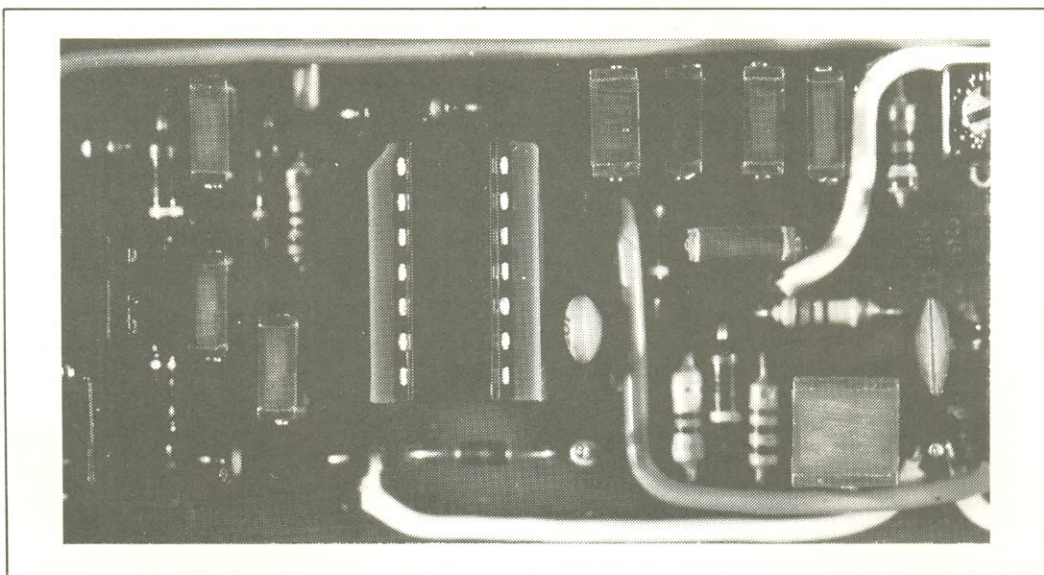
Na modulação em fase por outro lado, o "m" é constante: assim sendo, no caso da PM banda estreita duas faixas laterais são produzidas (numa primeira aproximação), dependendo da frequência moduladora. Desse modo, as bandas laterais de AM e PM banda estreita são idênticas – o que permite receber sinais transmitidos em PM com um receptor SSB.

A eficiência de um sistema de comunicação é maior quando a largura de faixa disponível fica totalmente preenchida com informação; por essa razão, a PM não exibe uma relação sinal/ruído tão boa como a da FM. Isso pode ser observado na figura 9, onde os maiores índices de modulação estão associados às menores frequências moduladoras.

Na figura 10 vemos uma simples implementação para se produzir uma oscilação modulada em frequência, mediante a introdução de um varicap no circuito LC de um oscilador estável, de modo que sua frequência varie com a modulação. Esse circuito pode ser comutado de FM para PM simplesmente aplicando-se a modulação através de uma rede RC cuja frequência de corte seja equivalente à maior frequência moduladora.

Nessas aplicações, dá-se preferência aos osciladores a cristal, devido às exigências de estabilidade. Mas com eles torna-se impossível a modulação direta da frequência de oscilação, já que o desvio máximo não pode exceder 200 partes por milhão. Entretanto, pode-se optar por um oscilador a cristal que produza modulação em fase e frequência simultaneamente, como o da figura 11, por exemplo.

Em muitos casos, porém, o desvio obtido com esse circuito é muito reduzido, obrigando à utilização de multiplicadores de frequência. Uma das inúmeras versões desse circuito aparece na figura 12, onde se pode constatar que utiliza um número mínimo de



estágios. Os osciladores a cristal geram as frequências f_1 e f_2 , que são multiplicadas por "n" e "n+1", respectivamente, e depois aplicadas a um misturador – cuja saída é:

$$f_{out} = (n + 1)f_2 - nf_1.$$

Os dois osciladores são modulados com polaridades opostas, por meio de um divisor de fase, gerando os desvios Δf_1 e Δf_2 e fornecendo esta saída no misturador:

$$f_{out} + f_h = (n + 1) \cdot (f_2 + \Delta f_2) - n(f_1 - \Delta f_1).$$

Isto pode ser então rearranjado para fornecer o valor do desvio f_h , ou seja:

$$f_h = (n + 1) \cdot \Delta f_2 + n \Delta f_1.$$

Nos casos em que $f_1 = f_2$ e $\Delta f_1 = \Delta f_2$, vamos ter:

$$f_h = (2n + 1) \Delta f_1,$$

com uma frequência central $f_{out} = f_1$. Na prática, $n = 3$, normalmente, o que pode ser conseguido com apenas um estágio de multiplicação. Isto nos dá um desvio multiplicado por 7, com uma frequência de saída igual à dos osciladores.

Ao se detectar sinais de FM, a modulação imperfeita provoca divergências dos valores teóricos, que tendem a aumentar à medida em que a largura da faixa do sistema é reduzida. Deve-se, por isso, dedicar especial atenção à instrumentação de sistemas FM banda estreita – cuidado que, infelizmente, não era muito frequente no passado.

Conclusão

Demonstramos nesta série que apenas dois sistemas de modulação – CPM e FM – oferecem uma eficiência considerável. No entanto, como a CPM não carrega informações de amplitude, ela é adequada somente para a comunicação por voz. A modulação AM, por outro lado, é o pior de todos os sistemas, em qualquer aspecto: embora pareça oferecer uma série de vantagens, à primeira vista, um estudo mais apurado faz vir à tona seus problemas – tais como desperdício de energia, "tumulto" no espectro e aquecimento da ionosfera.

É verdade que a FM foi acertadamente escolhida como o sistema para transmissões de maior qualidade, mas também é prejudicada por distorção e ruído sempre que novos sistemas, com o índice de modulação drasticamente reduzido, são postos a funcionar. As transmissões em estéreo, com sua faixa de 53 kHz, são um exemplo típico e quase que outro passo foi dado na direção errada, há cerca de dez anos, quando era iminente a introdução das transmissões em quadrafonia. Pretendia-se adotar, na época, uma largura de faixa de "apenas" 76 kHz para esses sistemas.



Eis um circuito que seleciona automaticamente o melhor período para qualquer medida de frequência, além de posicionar o ponto decimal e indicar as unidades (Hz, kHz ou MHz). Pode ser adaptado a praticamente qualquer frequencímetro ou até servir de base para um novo projeto.

“Automatize” seu frequencímetro digital

R. Decker

eliminando as chaves de seleção de faixas

A figura 1 mostra a idéia do selector automático de escalas sob a forma de blocos. Os pulsos de contagem são obtidos pelo modo usual, ou seja, a partir de um oscilador de 1 MHz a cristal, seguido por um sistema divisor de frequência com sete décadas. Por outro lado, ao contrário do frequencímetro convencional, o período é selecionado por um multiplexador digital de 8 entradas e não pela prosaica chave seletora.

Qualquer das entradas desse multiplexador pode ser acoplada à saída, dependendo de um endereço de 3 bits aplicado aos seus terminais seletores de danos. Esse endereço, por sua vez, é obtido das saídas de um contador bidirecional de 4 bits.

Para se conseguir a máxima resolução nesse tipo de frequencímetro, o período deve ser escolhido de forma que a década mais significativa do *display* seja diferente de zero; por outro lado, deve-se também evitar o excesso de leitura em cada faixa. Para manter o circuito entre esses dois limites, os projetistas recorreram a uma série de artifícios; vejamos quais são.

Ao final de cada período de contagem, um pulso gerado pela lógica de temporização dos contadores vai habilitar as travas, que armazenam a contagem antes de provocar um *reset* nos contadores principais. Esse mesmo pulso é também aplicado a uma das entradas de *clock* do contador bidirecional.

Caso a maior década do frequencímetro esteja em zero (isto é, o período selecionado é muito breve), essa condição é “sentida” pelo detector de zero e uma instrução de contagem ascendente é li-

berada para o contador bidirecional; o multiplexador tem seu endereçamento alterado e na contagem seguinte haverá um período mais longo já selecionado.

Se, ao contrário, o instrumento estiver selecionado para uma escala baixa demais, um biestável ligado à saída “D” da trava mais significativa será ativado. Como nesses casos não há sentido em prosseguir contando, o contador bidirecional receberá uma instrução de contagem regressiva, ao mesmo tempo em que a lógica de temporização vai perder prioridade. Os contadores principais sofrerão um *reset*, enquanto o contador bidirecional fará com que o multiplexador encontre um período mais curto para o próximo ciclo de medição.

O contador bidirecional irá deslocar-se para cima ou para baixo, ao fim de cada ciclo de contagem do sinal, até que o período ideal seja localizado (ou seja, até que a década maior exiba um número entre 1 e 9); em seguida, ele será inibido. Sempre que for impossível atingir o tempo ótimo – isto é, com frequências tão baixas que mesmo a maior década permanece em zero, com o pulso mais longo, ou tão altas que provocam excesso de faixa no instrumento, mesmo com o pulso mais breve – o contador bidirecional terá instruções para atingir seu máximo ou mínimo e ali permanecer, sem insistir mais na localização de escalas.

Além de fornecer o endereçamento ao multiplexador, o contador bidirecional também controla o posicionamento do ponto decimal e o indicador de unidade (Hz, kHz ou MHz).

Lógica de tempos

Como o estágio de temporização da contagem é provavelmente a parte mais complexa de todo o conjunto, ele foi representado mais pormenorizadamente na figura 2 e pode ser acompanhado com o auxílio do diagrama de tempos da figura 3. É claro que sendo um laço fechado, contínuo, o ciclo de contagem, retenção, *reset* e exibição da leitura deve ser “aberto” em algum ponto, para que seja considerado como ponto de partida em nossa análise.

Nas figuras 2 e 3, o ponto inicial é o primeiro flanco do pulso de sinal ou um flanco descendente vindo do biestável de excesso. Qualquer um dos dois provoca o disparo do monoestável IC3b, que introduz um pequeno retardo no ciclo, após o término do período de medição. Quando finalmente sofre um *reset*, IC3b vai disparar outro monoestável (IC2b), que se encarrega de fornecer o pulso de retenção. Como esse segundo monoestável tem pouco *fan-out* para excitar todas as travas de um frequencímetro, sua saída é “reforçada” pelo inversor de potência N11.

A saída do inversor dispara, por sua vez, o monoestável IC1a, que introduz outro retardo, a fim de assegurar que todos os dados tenham sido armazenados em segurança. Depois, vai disparar o monoestável IC1b, que provoca um *reset* nos contadores, através do reforçador N10, e também aciona um último monoestável (IC3a) – este para gerar um pulso que rearme o biestável de excesso.

O monoestável IC2a produz um pulso de extensão variável, que determina o tempo de exibi-

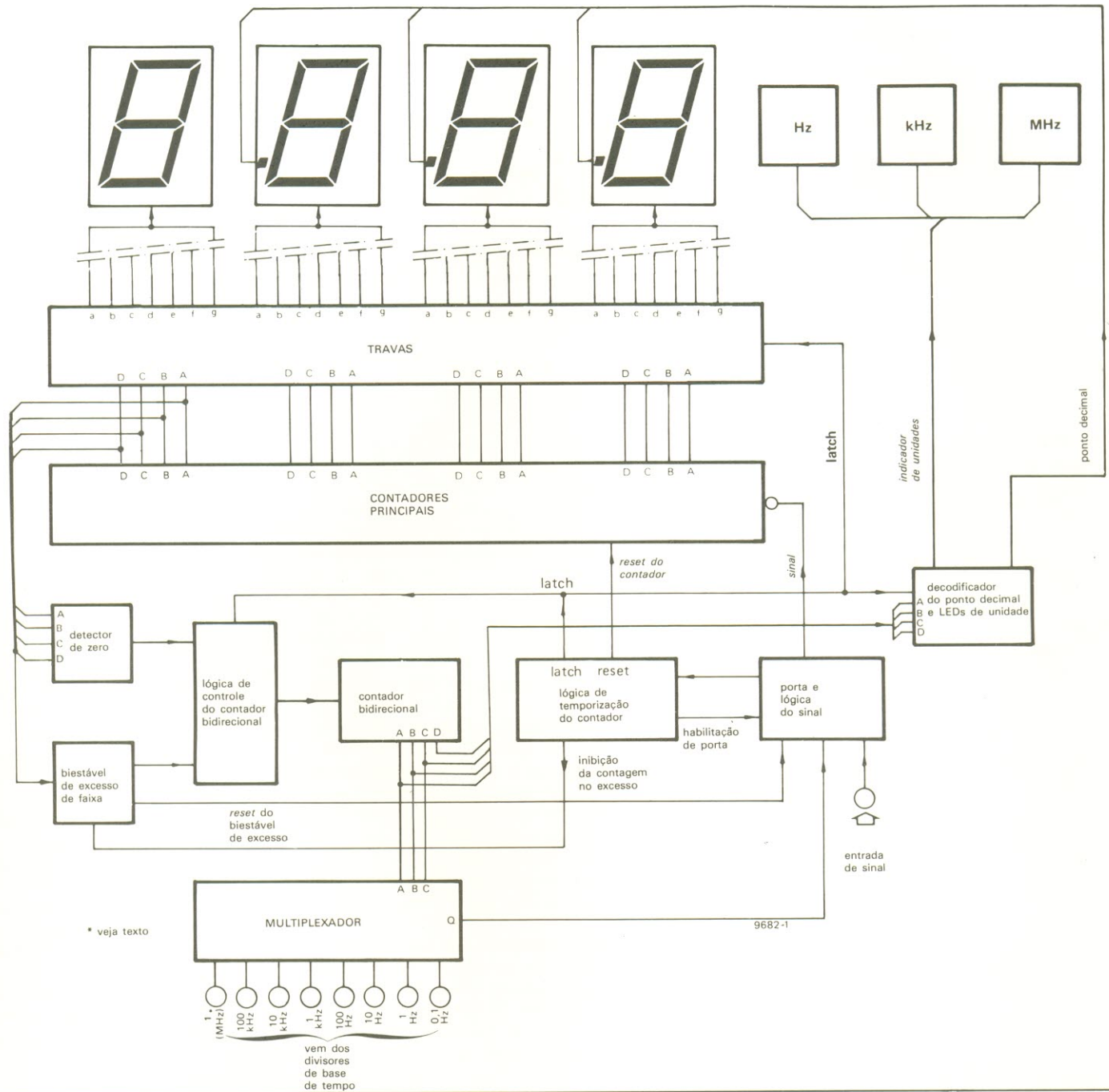


figura 1 - Diagrama de blocos do seletor automático de escalas.

ção (isto é, o período em que uma leitura permanece no visor, antes do ciclo seguinte de medição). Enquanto IC2a não sofrer um *reset*, o sistema ficará impedido de iniciar outro ciclo.

A seqüência de temporização aparece com detalhes na figura 3. Ela tem início com a borda descendente do pulso de sinal, que dispara IC3b e proporciona um retardo de $1\mu s$. Com o *reset* desse primeiro monoestável, é a vez de IC2b disparar, fornecendo um pulso de retenção de $1\mu s$. O primeiro flanco desse pulso provoca

o disparo de IC2a (que determina o tempo de exibição) e IC1a (que introduz outro retardo de $1\mu s$, para garantir a estabilidade dos dados nas travas). IC1b dispara por último, gerando um pulso de $1\mu s$, para provocar o *reset* dos contadores. Feito isto, o biestável de excesso já pode ser rearmado por um pulso de IC3a, sem qualquer perigo de sofrer um novo disparo.

O circuito completo

Ele está na figura 4, onde se vê claramente que IC6, sendo o con-

tador bidirecional, representa o coração do sistema. Os pulsos para esse contador vêm da saída de N11 (saída de retenção ou travamento) e podem ser aplicados tanto à entrada de contagem ascendente (via N15) como à de contagem descendente (via N13), sob o controle do detector de zero e do biestável de excesso.

O detector de zero é composto por 4 inversores de coletor aberto (N1... N4), ligados como uma porta NOU de quatro entradas. Enquanto as saídas BCD da década mais significativa não forem nulas,

2

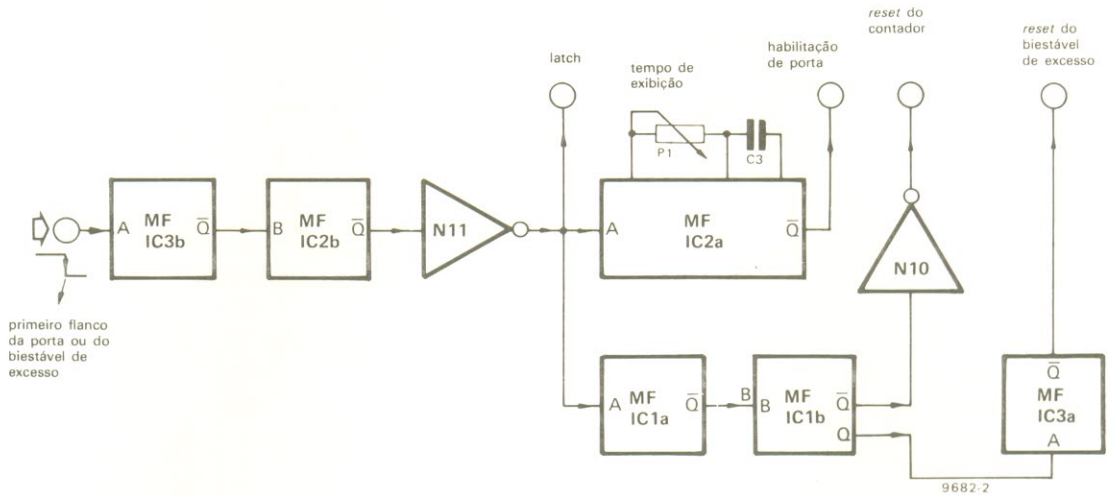


figura 2 - Diagrama de blocos, agora mais detalhado, da lógica de temporização.

3

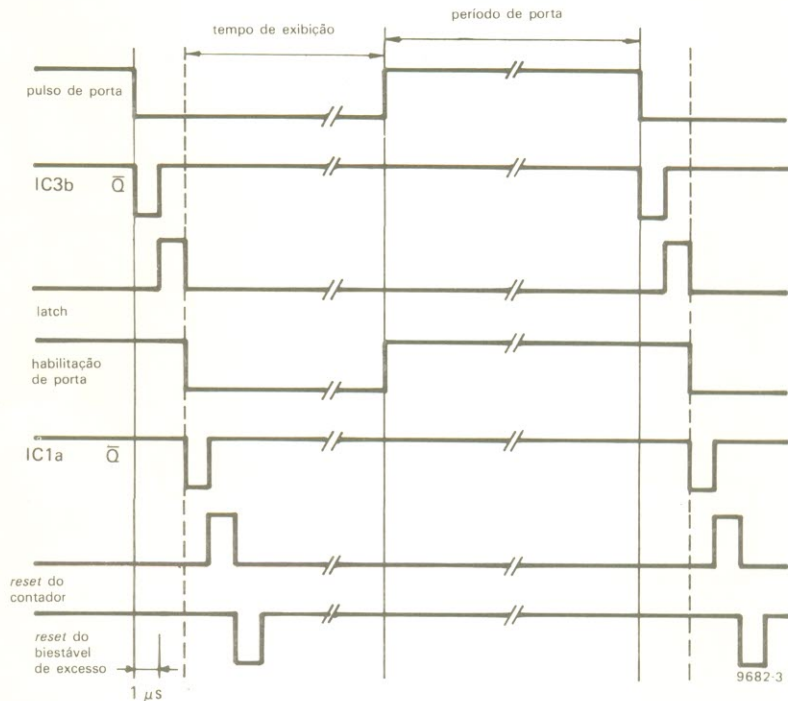


figura 3 - Carta de tempos lógicos do contador.

a saída dessa porta será baixa e a de N15, alta. Por outro lado, se A, B, C e D forem nulas simultaneamente, a porta NOU terá saída alta, permitindo a passagem dos pulsos de retenção por N15 e a contagem ascendente.

Duas outras condições, porém, poderão inibir esse processo através de N15:

- Se a maior década sofrer um excesso exatamente igual a 10, o maior dígito ainda será zero; no entanto, o biestável de excesso (IC4a) terá sido ativado pela saída D da maior década e sua saída \bar{Q}

vai apresentar um nível baixo - inibindo assim N15 e, de quebra, a contagem de IC6;

- Quando IC6 alcançar a contagem de 7, suas saídas A, B e C estarão altas, forçando um nível baixo na saída da porta N12; mais uma vez N15 será inibido, evitando qualquer contagem ascendente.

Voltando agora ao excesso de contagem, vejamos o processo "por dentro". Como vimos, a saída D da maior década vai ativar IC4a, que deverá desempenhar várias tarefas:

- Como já mencionado, a contagem ascendente será inibida;

- Durante a contagem normal, a saída \bar{Q} de IC4a estará em 1 e o pulso proveniente de IC4b poderá passar por N14. Contudo, se o biestável de excesso estiver ativado, essa mesma saída irá para 0 e o pulso ficará bloqueado, interrompendo a contagem onde estiver;

- Com IC4a ativado, sua saída Q estará alta, permitindo assim a passagem de um pulso de retenção por N13, até o terminal de contagem regressiva de IC6. Caso

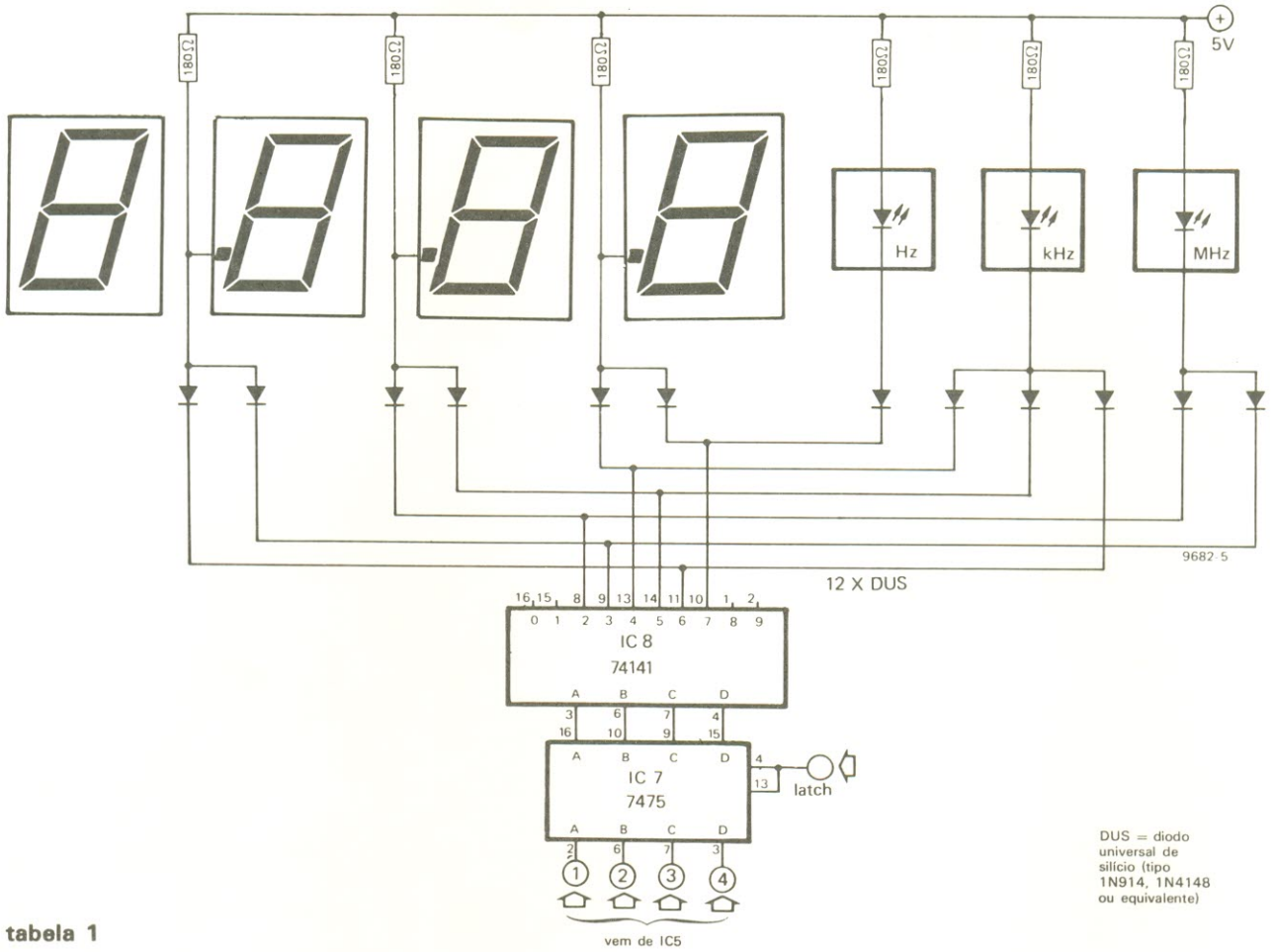


tabela 1

escala de medição	tempo de porta	contagem máxima
7	10 s	999.9 Hz
6	1 s	9.999 kHz
5	100 ms	99.99 kHz
4	10 ms	999.9 kHz
3	1 ms	9.999 MHz
2	100 μs	99.99 MHz
1	10 μs	999.9 MHz
0	1 μs*	9999 MHz*

* veja texto

figura 5 - Esquema do estágio decodificador dos displays.

que seja necessária uma faixa de medição entre 1 e 10 GHz. O circuito trabalhará igualmente bem se nesse ponto for aplicado o mesmo sinal que em D1 (ou seja, 100 kHz). Além disso, para medir altas frequências (acima de 18 MHz, digamos), N16 terá que ser substituída por um tipo mais rápido.

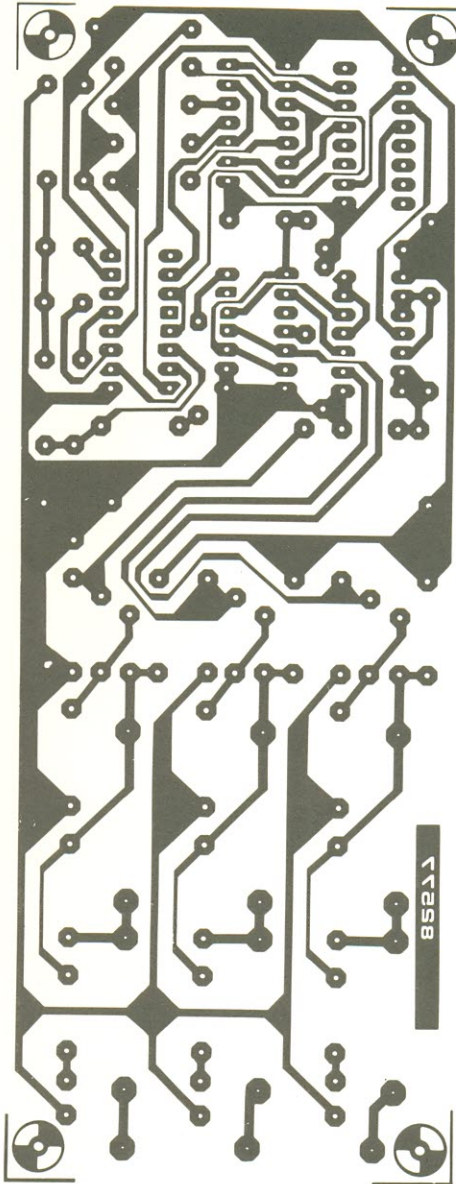
A maneira mais simples de usar este circuito com um freqüencímetro de 6 dígitos resume-se em considerar os 4 dígitos aqui representados como os menos significativos do visor. Os dois dígitos

adicionais poderão, assim, ampliar a contagem de freqüência em cada faixa. Não se esqueça de que as entradas de N1...N4 continuam a ser ligadas ao dígito mais significativo (e não ao terceiro!); as entradas D0...D3 de IC5 poderão então ser todas conectadas à freqüência de 1kHz, nesse caso.

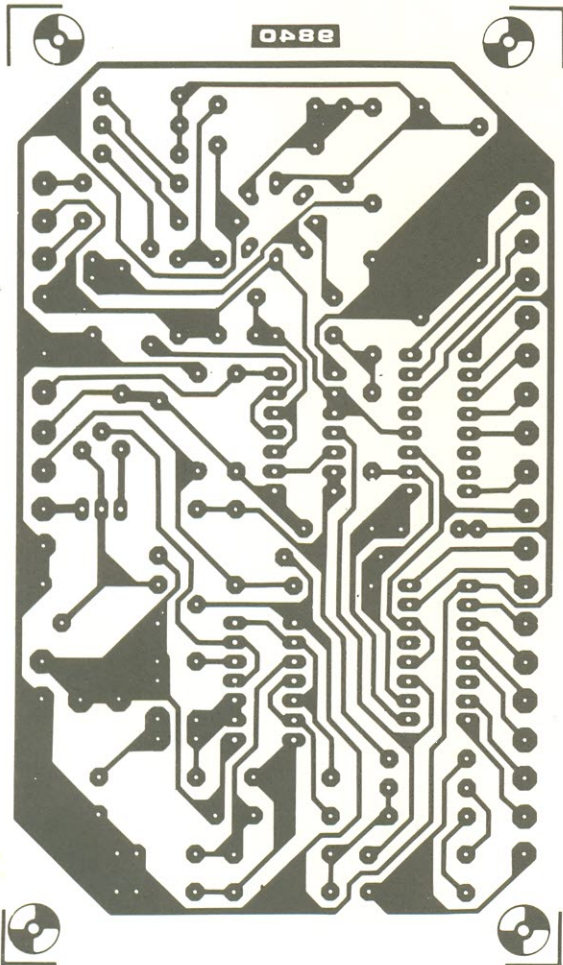
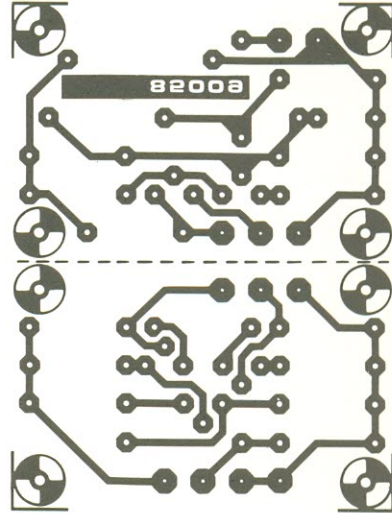
Por fim, como todos devem ter percebido (está até na tabela 1...), o seletor automático de escalas sempre ajustará o freqüencímetro para a precisão máxima, mesmo que isto signifique um tempo de medição de 10 segundos. Para

maior comodidade, nesses casos, é aconselhável incluir um controle manual que iniba o automático.

testador
trifásico



*pré duplo
para
microfones*



*temporizador
para revelação*

Testador trifásico

testador
trifásico

Muita confusão é o que pode resultar quando tentamos ligar motores trifásicos à rede, caso as marcações dos cabos estejam ilegíveis, incorretas ou simplesmente inexistentes. A solução mais simples e definitiva para esse problema é o circuito aqui sugerido, que fornece indicação de potência em cada fase, além do sentido de rotação. Como se não bastasse, o circuito é auto-alimentado e pode ser usado como um indicador permanente, se desejado.

Aqueles que já estão familiarizados com as redes trifásicas sabem dos problemas criados pela falta de identificação das fases; entre eles, motores que se recusam a funcionar (e acabam levando a culpa) ou que giram em sentido contrário (e quase sempre danificam o equipamento que estão acionando). São motivos mais que suficientes para justificar a montagem de um "detector" de fases.

Nossa sugestão é bastante interessante, pois extrai sua alimentação do próprio sistema trifásico, dispensando portanto fontes e pilhas. Três LEDs indicam a presença de energia nos cabos, assim que o circuito é conectado. A saída é composta por outros três LEDs, estes dispostos em triângulo (ou estrela), formando um visor giratório que mostra o sentido de rotação dos motores trifásicos sempre que eles são ligados à rede.

Analizando o circuito

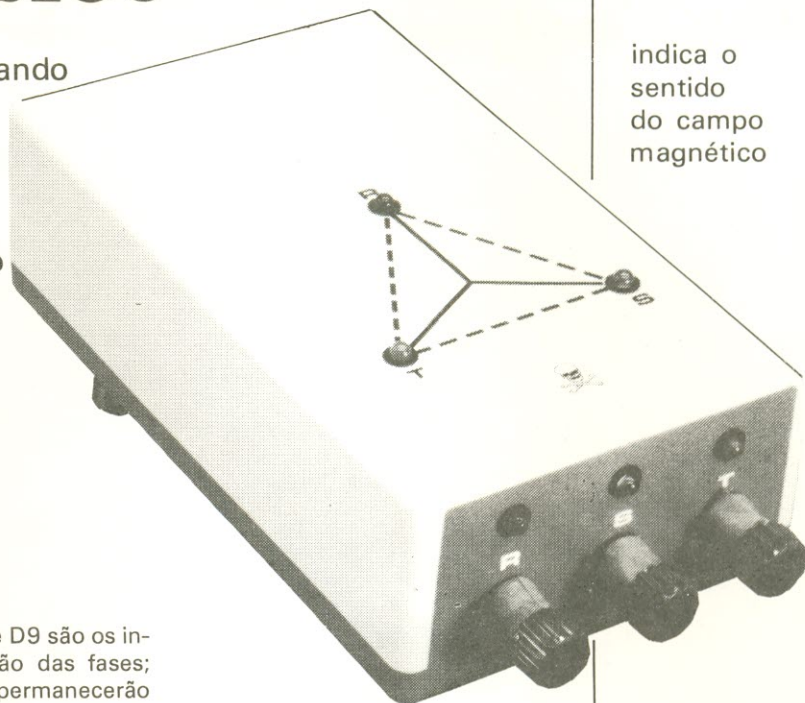
Como já vimos, o circuito tira sua alimentação da rede trifásica – o que deu origem a uma fonte interna pouco comum, que nem todos devem ter localizado de imediato. Ela consiste, basicamente, dos capacitores C1... C3, dos diodos D1, D4 e D7 e do capacitor-reservatório C7; quanto aos resistores R1...R3, foram incluídos para limitar a corrente inicial de carga do capacitor. Os diodos compõem um retificador trifásico de meia onda, que fornece tensão contínua a C7; esse nível é depois estabilizado em 10 V pelo zener D10.

Os LEDs D3, D6 e D9 são os indicadores de conexão das fases; eles simplesmente permanecerão apagados se a fase correspondente estiver mal conectada ou sem energia alguma. Além disso, caso uma das conexões seja feita com o neutro, o LED correspondente vai acender, mas com metade da intensidade normal. Com isso, é possível cobrir todas as verificações necessárias sobre a alimentação do motor.

O restante do circuito fornece um indicador de rotação para motores trifásicos, tirando proveito do fato de que as fases produzem senóides de 60 Hz, defasadas entre si em 120° ; a tensão considerada para o circuito é de 220 V, com relação ao fio neutro.

Assim sendo, a detecção de fase é essencial para que o sentido de rotação possa ser exibido. Tomando como exemplo a fase "vermelha" (a primeira, no alto do diagrama da figura 1), essa tarefa é realizada por C4, D11, D12 e R7 – componentes que, em conjunto, geram um pulso no ponto 1 do circuito, correspondendo a um determinado instante da senóide daquela fase. Podemos concluir, portanto, que os pontos 1, 2 e 3 do circuito contêm sempre informações relativas ao ângulo de fase dos três sinais da rede.

Outro parâmetro vital para o sistema é, obviamente, a sequência de pulsos das três fases. Ele é "decodificado" pelos biestáveis FF1 e FF2 e pelas portas N3 e N4, usando a fase R (ou vermelha) como referência. Considera-se para isso, que o campo gira sempre no sentido horário.



indica o
sentido
do campo
magnético

A indicação de sentido

É fácil entender como trabalha o circuito lógico para detectar a sequência das fases, se começamos com um pulso vindo da fase R. Esse primeiro pulso muda o estado de FF1, que passa a exibir o nível 1 em sua saída Q, habilitando assim a porta N3. Com a rotação no sentido horário, o próximo pulso vem do ponto 2 e passa por N3 e N4, indo ativar a entrada de *clock* de FF2 – que também fica com a saída Q em nível alto. O último pulso chega então ao ponto 3, provocando um *reset* nos dois biestáveis, que mudam de estado.

Como isso acontece 60 vezes por segundo, não é nada conveniente para indicação visual. Seria melhor ter um LED que acendesse sempre que a rotação fosse horária – e é exatamente o que temos no ponto B do circuito. Explicando melhor, o trem de pulsos positivos provenientes da saída Q de FF2 é "armazenado" no capacitor C9, a fim de proporcionar um nível alto constante na saída do inversor N10; um LED ligado nesse ponto acenderia para indicar quando o motor estivesse girando no sentido horário.

Mas e quanto à rotação anti-horária? Observando a figura 2, vemos claramente quais são as condições para os dois casos; po-

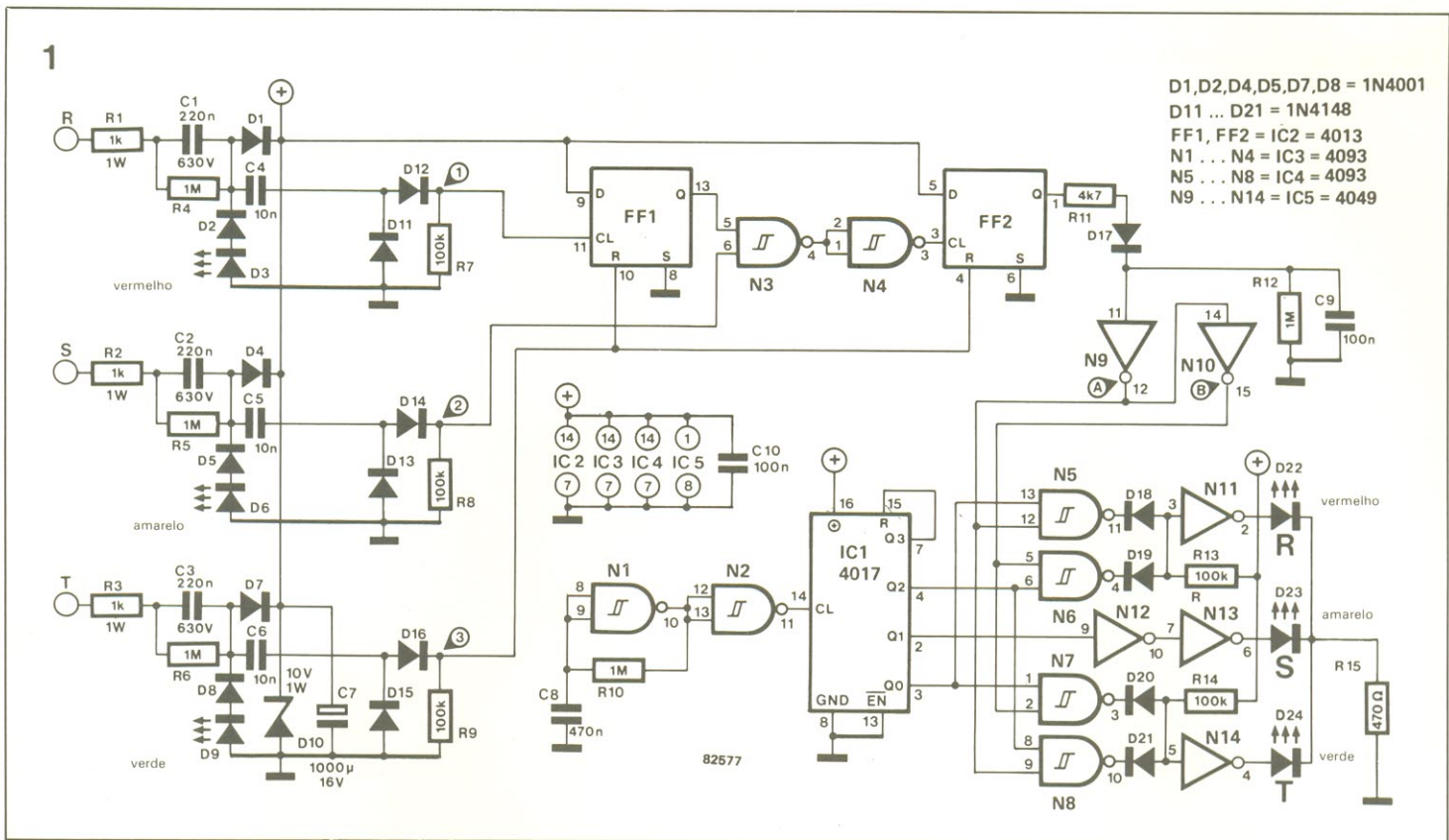


figura 1 – Diagrama do testador trifásico, onde três dos LEDs fornecem indicação de potência presente nas três fases, enquanto outros três formam um visor giratório, para indicar o sentido de rotação do motor.

demos deduzir que a sequência R-S-T proporciona a rotação horária, enquanto a sequência R-T-S nos dá a anti-horária. A partir daí foi concebido um processo mais sofisticado para indicar o sentido de rotação do motor.

Luzes giratórias

Em princípio, o sentido anti-horário também poderia ser indicado por um único LED, este ins-

talado no ponto A. De fato, na sequência R-T-S o ponto 3 vai sempre provocar o rearme de FF1, antes que o pulso correspondente à fase S possa alcançar a entrada da porta N3 – fazendo com que FF2 nunca seja ativado. A saída Q desse biestável vai permanecer em nível baixo, podendo assim acender um LED conectado na saída do inversor N9. Teríamos, desse modo, uma indicação do tipo sim/não – suficiente para fins

práticos mas sem estar à altura dos CIs digitais.

Consideramos uma solução melhor dispor três LEDs em triângulo, que é uma figura bastante familiar àqueles que lidam com instalações trifásicas, e fazê-los acender em sequência, representando assim de forma mais clara o sentido de rotação. A base desse estágio é formada pelo contador de década IC1, juntamente com o oscilador de clock formado pelas portas N1 e N2.

Duas das saídas desse contador são aplicadas ao conjunto N5...N8, portas que são controladas de acordo com os sinais sim/não dos pontos A e B. Assim, se o ponto A estiver em nível alto, as luzes vão girar no sentido anti-horário; e se B estiver em 1, o sentido da rotação será horário. E observe que, pelo modo como N9 e N10 foram ligados, jamais poderão exibir o mesmo nível lógico de saída – um detalhe da maior importância.

Quanto ao LED D23, não é controlado pelas portas N5...N8, mas sim diretamente pela saída Q1 de IC1, sem qualquer interferência dos sinais A e B, já que não vai influir na indicação de direção.

Montagem

A primeira recomendação, neste caso, refere-se aos cuidados

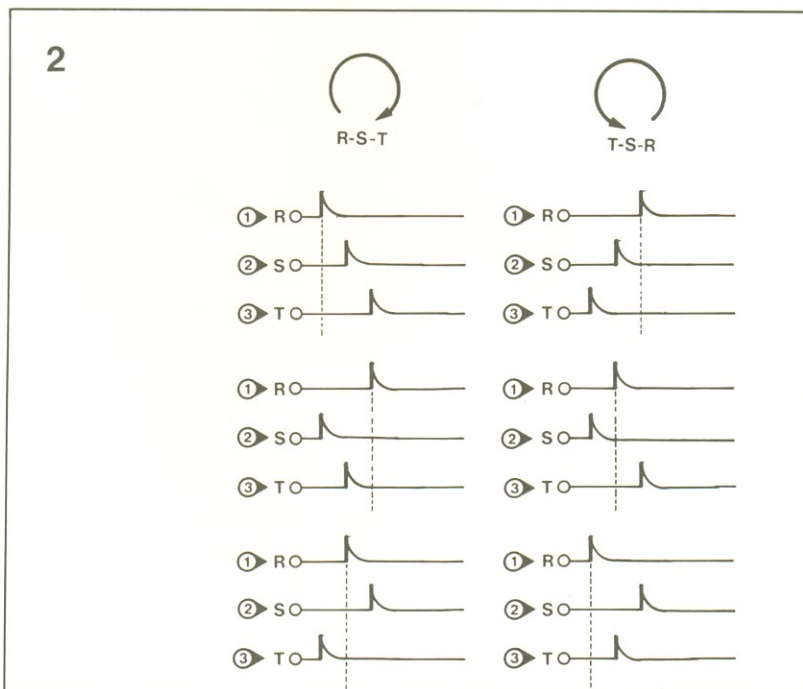
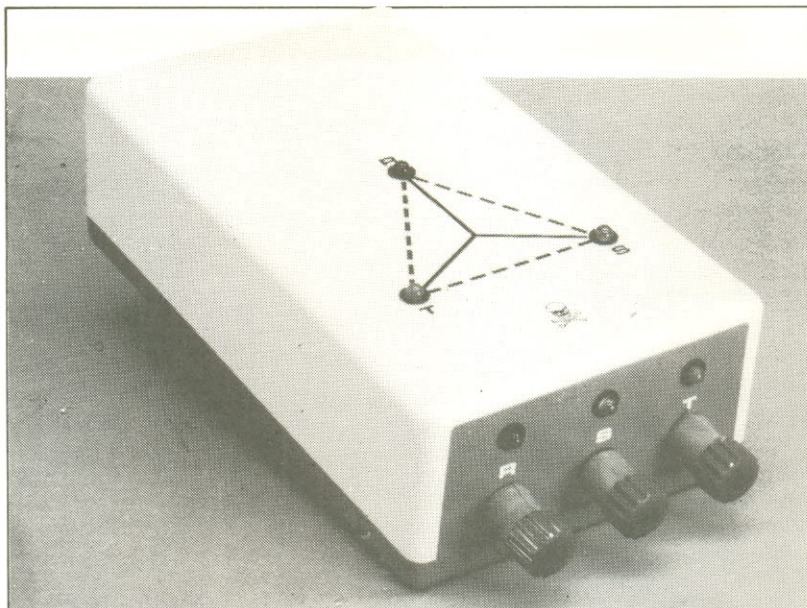


figura 2 – As seis possíveis combinações de sequência das fases, em relação aos pontos 1, 2 e 3 do diagrama.

personais do montador. É preciso ter sempre em mente que as instalações trifásicas carregam tensões e correntes bem maiores que as encontradas nos ambientes domésticos. Assim sendo, é aconselhável utilizar uma caixa plástica reforçada para o circuito, com bornes de boa qualidade para a conexão das fases, e só realizar testes com o circuito já instalado nessa caixa.

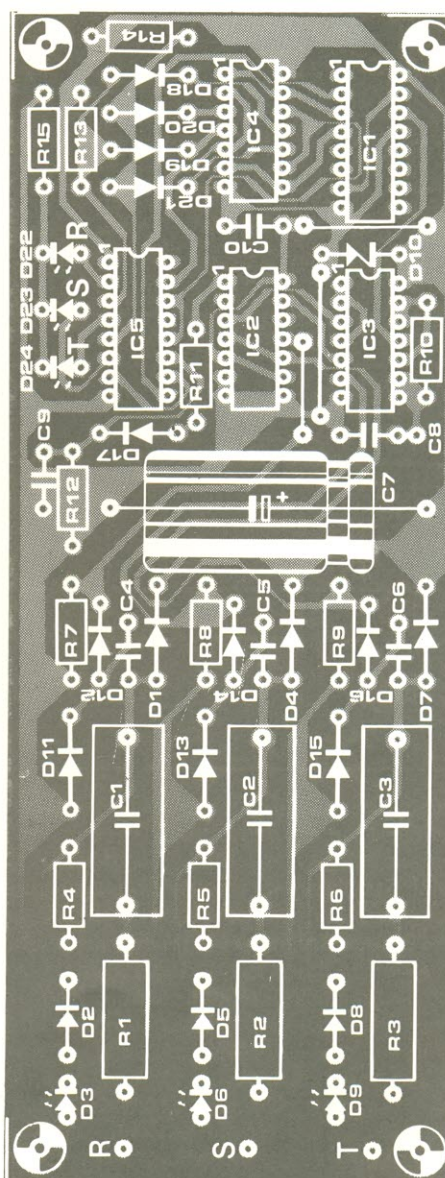
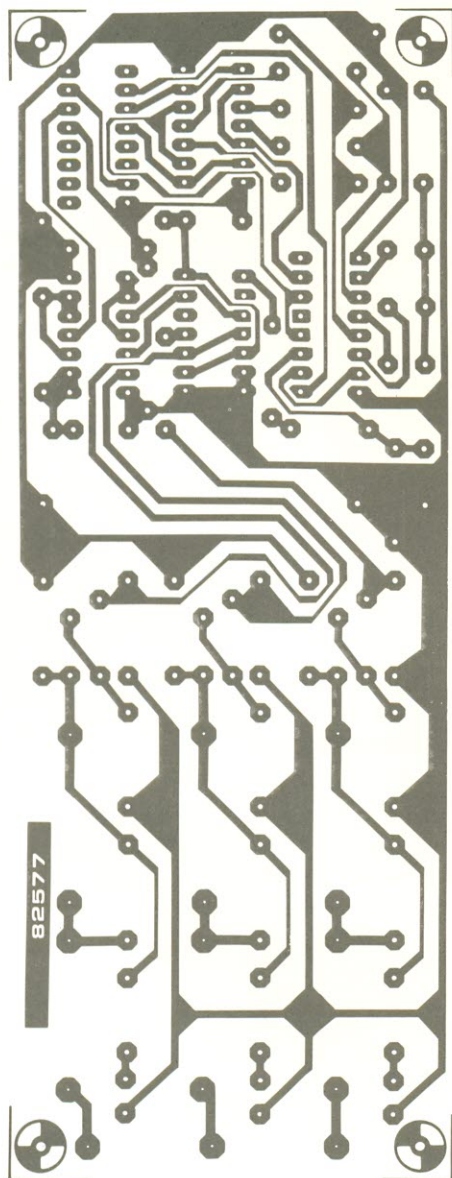
Os LEDs podem ser instalados em qualquer ponto da caixa, desde que fiquem bem visíveis; as fotos que ilustram o artigo dão uma boa sugestão. Atenção, porém, para não inverter a polaridade dos mesmos, especialmente da trinca D22...D24, pois senão teremos uma indicação totalmente invertida da rotação.



testador trifásico

O testador pode ser alojado em uma caixa como esta, que deve ser de boa qualidade e bem isolada

3



Lista de componentes

Resistores
 R1, R2, R3 - 1 k/1 W
 R4, R5, R6, R10, R12 - 1 M
 R7, R8, R9, R13, R14, - 100 k
 R11 - 4,7 k
 R15 - 470
 Todos os valores em ohms

Capacitores
 C1, C2, C3 - 220nF/630 V
 C4, C5, C6 - 10 nF
 C7 - 1000µF/16 V
 C8 - 470 nF
 C9, C10 - 100 nF

Semicondutores
 D1, D2, D4, D5, D7, D8 - 1N4001
 D3, D22 - LEDs vermelhos
 D6, D23 - LEDs amarelos
 D9, D24 - LEDs verdes
 D10 - zener de 10 V/1 W
 D11...D21 - 1N4148
 IC1 - 4017
 IC2 - 4013
 IC3, IC4 - 4093
 IC5 - 4049

Diversos
 Placa nº 82577
 Caixa plástica
 Três bornes

figura 3 - Todos os componentes vão montados sobre a placa de circuito impresso, que aparece aqui em escala 1:1, vista pelos dois lados.

Testador de continuidade

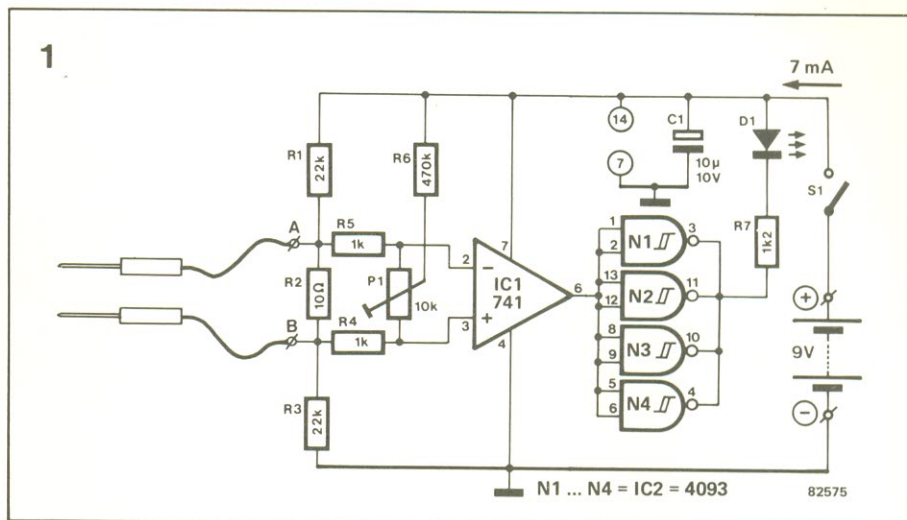
Ao se testar conexões elétricas em circuitos eletrônicos, é sempre bastante provável que resistores, semicondutores e outros componentes estejam envolvidos. É também possível que certos elementos não tolerem a corrente e/ou a tensão introduzida pelo circuito de teste. Assim sendo, o bom testador de continuidade é aquele que não reage com a baixa impedância das junções PN e dos resistores, além de ser suficientemente sensível para trabalhar com sinais de teste bastante fracos.

O circuito representado na figura 1 atende a todas essas exigências. Graças ao ganho elevado do operacional utilizado, foi possível limitar seus níveis de teste a $200 \mu\text{A}$ e 2 mV , que dificilmente irão prejudicar qualquer componente eletrônico atual. Observe que esse operacional está atuando como amplificador diferencial, isto é, apresenta variações na saída sempre que existe uma diferença de tensão entre as entradas inversora e não inversora.

A queda de potencial sobre o resistor R2 faz com que a saída de IC1 seja normalmente negativa, já que a entrada inversora está a um potencial maior que o da não inversora. Mas o potencial sobre a entrada não inversora pode ser controlado por P1, de modo que ela se torne mais positiva que a outra quando R2 é curto-circuitado pelas pontas de prova ou por uma boa conexão.

com indicação visual

P.C.M. Verhoosel



Nessas condições, a saída do operacional torna-se positiva, provocando o acendimento do LED por meio do banco de buffers inversores N1...N4. Resumindo: com as pontas de prova em repouso ou no caso de circuito aberto, R2 predomina e o LED permanece apagado; curto-circuitando as pontas de prova ou testando boas conexões, R2 é "eliminado" do circuito, P1 assume e o LED faz a indicação esperada. P1, portanto, é o responsável pela calibração do testador.

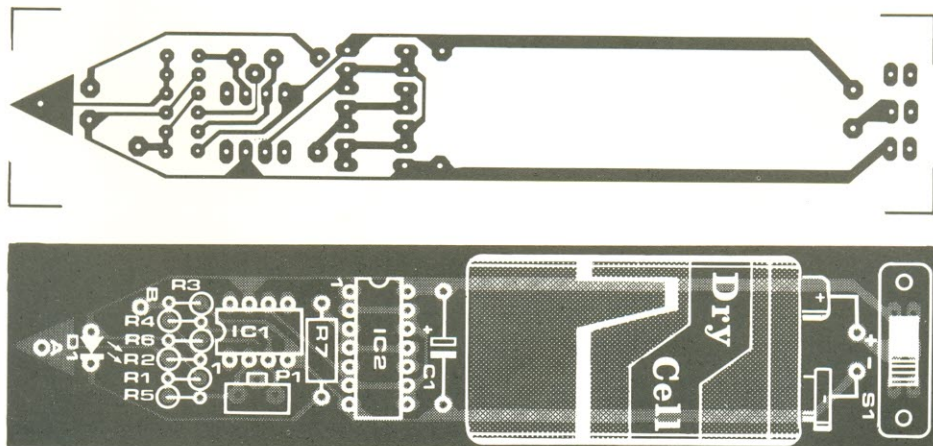
Calibrando

Uma vez feitos os ajustes aqui sugeridos, o circuito irá tolerar resistências de conexão de no máximo 1 ohm; valores inferiores serão considerados boas conexões ou curto-circuitos. Para calibrá-lo, então, começa-se ligando

um resistor de 1 ohm às pontas de prova; depois gira-se o cursor de P1 até que o LED esteja ameaçando acender. Remove-se, em seguida, o resistor, para colocar as pontas em curto; o LED deve então acender.

Para ter certeza de que a calibração está correta, basta ligar um resistor de alguns ohms às pontas de prova e observar o LED: caso ele acenda, será preciso repetir todo o processo. Tenha em mente que os circuitos sob análise deverão estar com sua alimentação desligada, a fim de evitar danos ao testador. Quanto à bateria miniatura de 9 V, deverá durar em torno de 1 ano, já que o LED permanece aceso durante breves períodos.

2



Comparador de tensões

Não é raro que tenhamos que medir ou comparar várias tensões CC de um circuito dispondo apenas de um multímetro. Se a coisa ameaça tornar-se aborrecida, a solução é apelar para este circuito, que permite exibir até quatro tensões contínuas na tela de um osciloscópio, lado a lado, bastando que ele possua uma entrada CC e outra para disparo externo.

O circuito completo do comparador está na figura 1. As quatro tensões a serem medidas são aplicadas a um CI com quatro chaves analógicas, cujas saídas estão interligadas e vão até a entrada Y do osciloscópio. As portas N1...N3 e os componentes associados formam um multivibrador astável, que por sua vez atua como *clock* do contador IC3. Este foi implementado para contar de 0 a 3, através da conexão da 4ª saída com a entrada de *reset*.

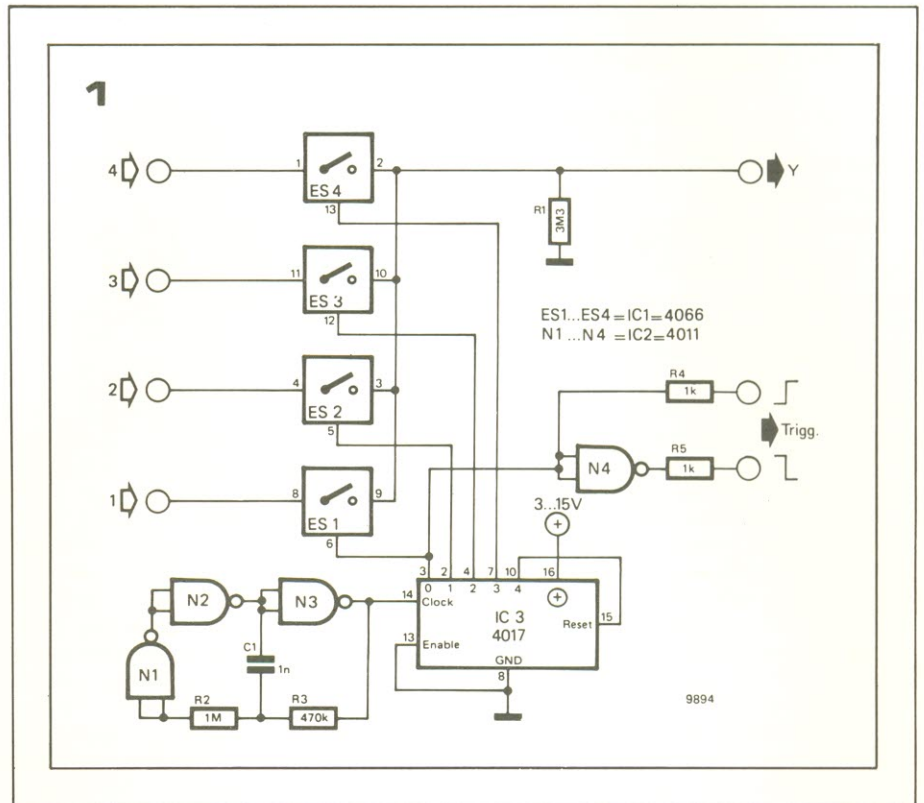
As saídas ativas do contador são levadas ao nível alto em sequência, "fechando" assim as chaves correspondentes e liberando uma tensão por vez para o osciloscópio. A saída 0 de IC3 fornece também um pulso de disparo ao instrumento, uma vez a cada quatro pulsos de *clock* - de modo que ele complete uma varredura da tela a cada ciclo completo de contagem. O circuito fornece tanto pulsos ascendentes como descendentes para o disparo, dependendo de onde forem tomados: R4 (positivos) ou N4/R5 (negativos).

A figura 2 mostra como fica a tela de um osciloscópio ligado ao comparador sugerido, com quatro tensões diferentes na entrada. Para obter um bom resultado, deve-se ajustar a base de tempo do aparelho, de forma que as tensões ocupem todo o espaço útil da tela.

Qualquer alimentação entre 3 e 15 V poderá ser adotada para o comparador, desde que sejam observados dois pontos importantes:

- as tensões de entrada devem ser positivas em relação aos pontos de terra do circuito;
- as tensões de entrada não podem ultrapassar o valor da alimentação, a não ser que sejam utilizados divisores de potencial nas quatro entradas.

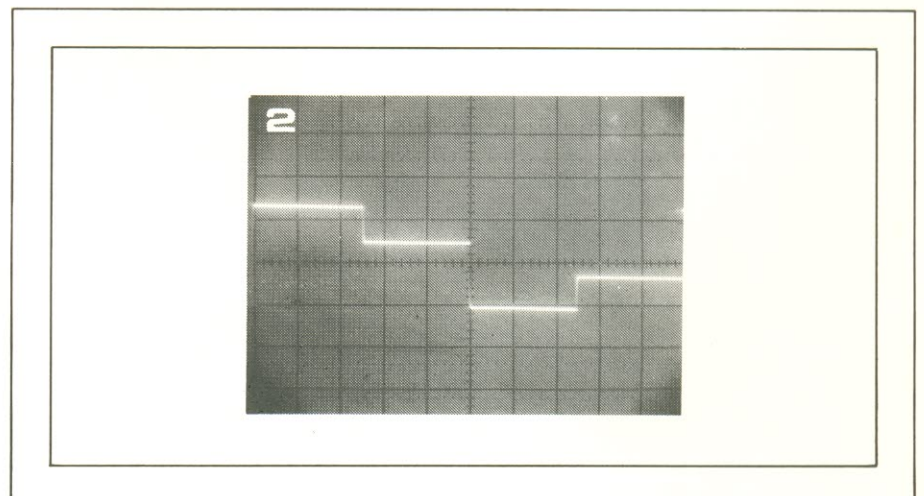
com três CIs e um osciloscópio



Para calibrar o circuito, basta aplicar uma tensão conhecida a uma das entradas e ajustar a sensibilidade vertical do osciloscópio até obter uma deflexão conveniente (tal como uma divisão da retícula para cada volt, por exemplo). Valores desconhecidos de tensão poderão assim ser comparados entre si ou em relação à calibração.

Antes que nos perguntem se o circuito aceita ampliações, vamos adiantando que ele pode ter seu número de

entradas dobrado; é só acrescentar outro 4066 e implementar IC3 como contador de 0 a 7 (com o *reset* ligado à 8ª saída, pino 9).



Inicialmente concebidos como estabilizadores específicos para circuitos TTL, os reguladores fixos de 3 terminais eram feitos apenas com 5 V de saída. Hoje eles cobrem uma extensa gama de tensões e correntes e por isso serão abordados em suas aplicações e também nas formas de ampliar sua capacidade



Reguladores integrados de tensão

2ª parte

A família dos CIs reguladores de tensão fixa foi projetada para fornecer uma alimentação estabilizada com o mínimo de componentes discretos. Assim sendo, foram eliminadas as conexões destinadas à compensação de frequência, limitação de corrente e ajuste de tensão – funções que passaram a ser responsabilidade do próprio integrado. O número de pinos foi, portanto, reduzido para três: entrada, comum e saída – o que dá a esses componentes, muitas vezes, o aspecto de transistores de potência.

Quanto à operação, porém, eles não diferem muito do regulador ajustável 723, já visto no primeiro artigo da série, incluindo também a limitação por retorno de corrente. Os modelos mais recentes dispõem ainda de limitação térmica (que desativa o transistor de saída quando a temperatura ultrapassa 165°C) e da chamada "limitação na área segura" (que evita o excesso de dissipação pelo estágio de saída).

Os tipos disponíveis atualmente fornecem uma grande faixa de valores; os mais comuns situam-se

entre +5 e +24 V (ou -5 e -24 V), com opções de corrente variando de 100 mA a 3 A. Tentamos reunir os mais corriqueiros em duas tabelas, juntamente com suas principais características de projeto, encapsulamentos e pinagens. Vejamos, agora, como podem ser utilizados.

Circuitos básicos

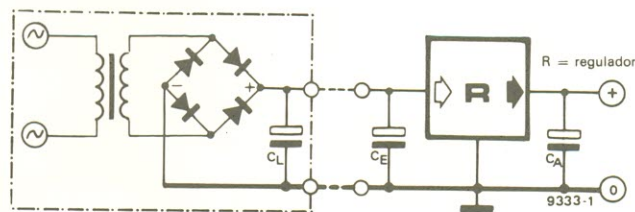
A utilização desses reguladores de 3 pinos é muito simples; a implementação básica para circuitos de alimentação positiva e negativa aparecem respectivamente nas figuras 1 e 2. Os únicos componentes adicionais necessários (mostrados dentro do quadro tracejado) são aqueles comuns a todas as fontes: transformadores, ponte retificadora, capacitor de filtragem e, eventualmente, um fusível.

Para reduzir o ruído e a ondulação de saída, e de quebra eliminar qualquer tendência à instabilidade por RF, pode-se acrescentar também os capacitores C_A e C_E , que devem ser de tântalo. Uma vez selecionado o CI regulador adequado, o cálculo dos demais componentes é relativamente simples, mediante um pouco de aritmética e algumas estimativas. Vamos a um exemplo prático, para melhor ilustrar o processo.

Calculando os valores

Tomemos o caso de um pré-amplificador de áudio que requer uma alimentação de +24 V a 60 mA. Consultando a tabela 1, deduz-se que o regulador 78L24 é o mais adequado, pois fornece justa-

1



2

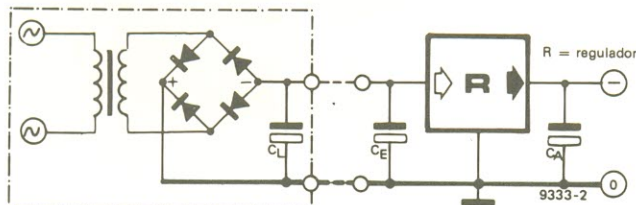


figura 1 – Circuito básico utilizando um regulador fixo positivo de tensão.

figura 2 – O mesmo circuito básico, mas agora com regulador negativo.

tabela 1 – Reguladores positivos mais comuns

X = SIM
- = NÃO

tipo	Vout estab. (V)	Iout máx. (A)	Vin mín. (V)	máx. (V)	limit. corrente	proteção térmica	limit. em área segura	cápsula	pinagem (fig. 9)
LM78L05	5	0,1	7	30	X	X	X	TO-5, TO-92	1; 2
TBA 625 A	5	0,13	8	20	X	-	-	TO-5	3
LM342-05	5	0,2	7,5	20	X	X	X	TO-202 P	4
µA 78M05	5	0,5	7	30	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
LM 341-5,0	5	0,5	7,5	20	X	X	X	TO-202 P	4
L 129	5	0,85	7,5	20	X	-	-	TO-126	5
LM 309 K	5	≈ 1	7	35	X	X	-	TO-3	6
LM 340-05	5	1,5	7	35	X	X	X	TO-220	7
LM 323 K	5	3	7,5	20	X	X	X	TO-3	6
µA 7805	5	1,0	9	35	X	X	-	TO-3; TO-220	6;7
LM 342-6	6	0,2	8	25	X	X	X	TO-202 P	4
LM 341-6,0	6	0,5	7,2	25	X	X	X	TO-202 P	4
µA 78M06	6	0,5	9	21	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
LM 340-6	6	1,5	8	25	X	X	X	TO-220; TO-3	7; 6
µA 7806	6	1,0	8	35	X	X	-	TO-3; TO-220	6; 7
LM 78L08	8	0,1	10,5	30	X	X	X	TO-5; TO-92	1; 2
LM 342-8	8	0,2	11	23	X	X	X	TO-202	4
µA 78M08	8	0,5	10	30	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
LM 341-8,0	8	0,5	10,5	25	X	X	X	TO-202	4
µA 7808	8	1,0	10,5	35	X	X	-	TO-3; TO-220	6; 7
LM 340-8	8	1,5	10,5	25	X	X	X	TO-3; TO-220	6; 7
TBA 435	8,5	0,14	11,5	20	X	-	-	TO-5	3
LM 342-10	10	0,2	13	25	X	X	X	TO-202	4
TBA 625 B	12	0,1	15	27	X	-	-	TO-5	3
LM 78L12	12	0,1	14,5	35	X	X	X	TO-5; TO-92	1; 2
LM 342-12	12	0,2	15	30	X	X	X	TO-202	4
LM 341-12	12	0,5	14,5	30	X	X	X	TO-202	4
µA 78M12	12	0,5	14,5	35	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
L 130	12	0,72	14,5	27	X	-	-	TO-126	5
LM 340-12	12	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220	6; 7
µA 7812	12	1,0	14,5	35	X	X	-	TO-3; TO-220	6; 7
TBA 625 C	15	0,1	18	27	X	-	-	TO-5	3
LM 78L15	15	0,1	17,5	35	X	X	X	TO-5; TO-92	1; 2
LM 342-15	15	0,2	18	30	X	X	X	TO-202	4
µA 78M15	15	0,5	17,5	35	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
LM 341-15	15	0,5	17,6	30	X	X	X	TO-202	4
L 131	15	0,6	17,5	27	X	-	-	TO-126	5
LM 340-15	15	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220	6; 7
µA 7815 C	15	1,5	17,5	35	X	-	-	TO-3; TO-220	6; 7
LM 78L18	18	0,1	21,4	35	X	X	X	TO-5; TO-92	1; 2
LM 342-18	18	0,2	21	33	X	X	X	TO-202	4
LM 341-18	18	0,5	20,7	30	X	X	X	TO-202	4
LM 340-18	18	1	21	33	X	X	X	TO-3; TO-220	6; 7
µA 7818	18	1,0	21	36	X	X	-	TO-3; TO-220	6; 7
µA 78M20	20	0,5	23	40	X	X	X	TO-5; TO-202	1;4
LM 78L24	24	0,1	27,5	38	X	X	X	TO-5; TO-92	1; 2
LM 342-24	24	0,2	27,2	38	X	X	X	TO-202	4
LM 341-24	24	0,5	27	38	X	X	X	TO-202	4
LM 340-24	24	1	27	38	X	X	X	TO-3; TO-220	6; 7
µA 7824	24	1,0	27	40	X	X	-	TO-3; TO-220	6; 7

tabela 2 – Reguladores negativos mais comuns

X = SIM
- = NÃO

tipo	Vout estab. (V)	Iout máx. (A)	Vin mín. (V)	máx. (V)	limit. corrente	proteção térmica	limit. em área segura	cápsula	pinagem (fig. 9)
LM320T5,0	-5	1,5	-7,5	-25	X	X	-	TO-220	9
LM345	-5	3,0	-7,8	-20	X	X	X	TO-3	8
LM320T6,0	-6	1,5	-8,5	-25	X	X	-	TO-220	9
LM320T8,0	-8	1,5	-10,5	-25	X	X	-	TO-220	9
LM320T12	-12	1,5	-14,5	-32	X	X	-	TO-220	9
LM320T15	-15	1,5	-17,5	-35	X	X	-	TO-220	9
LM320T18	-18	1,5	-21	-35	X	X	-	TO-220	9
LM320T24	-24	1,5	-27	-35	X	X	-	TO-220	9
µA 7905	-5	1,0	-7	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7906	-6	1,0	-8	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7908	-8	1,0	-10	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7910	-10	1,0	-12	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7912	-12	1,0	-14	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7915	-15	1,0	-17	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7918	-18	1,0	-20	-35	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9
µA 7924	-24	1,0	-26	-40	X	X	X	TO-3; TO-220	8;9

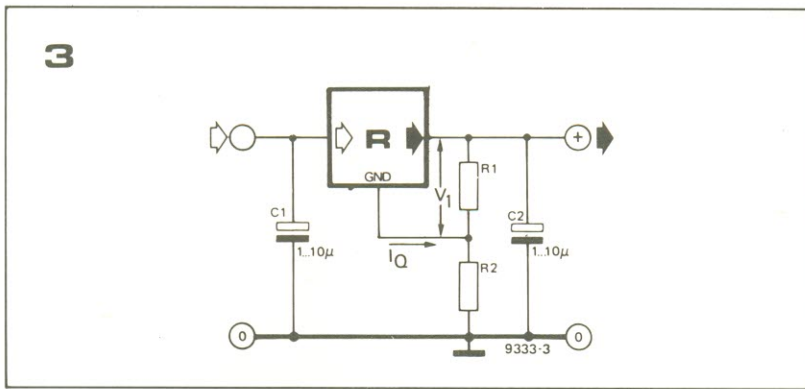
mente essa tensão, com uma corrente máxima de 100 mA. O encapsulamento ideal é o TO-5, que pode receber uma pequena aleta dissipadora (veja a figura 9). Aten-

ção, aliás, para a variedade de invólucros usados pelos fabricantes desses integrados; convém conferir também a pinagem, que pode variar de um modelo para outro

(especialmente de um regulador positivo para outro negativo de mesmo tipo).

Voltando à tabela 1, vê-se que a gama de tensões de entrada

figura 3 – Forma de aumentar a tensão de saída de um regulador fixo, elevando-se o potencial do pino comum.



para o 78L24 vai de 27,5 a 40 V, mas é aconselhável evitar a operação muito próxima a esses limites – do inferior, porque uma queda na tensão da rede poderia tirar o CI de regulação; e do superior para não elevar desnecessariamente sua dissipação. A média entre as duas tensões pode ser um compromisso razoável e neste caso ela gira em torno de 33 V.

No transformador, a tensão de secundário costuma ser especificada com valores RMS. Portanto,

$$V_{\text{sec}} = \frac{33}{\sqrt{2}} \text{ volts} = 23.3 \text{ V}$$

Em seguida, para que os cálculos fiquem absolutamente corretos, devemos descontar também a queda sobre os diodos, que é 1,4 V, aproximadamente. Como a tensão padronizada de secundário mais próxima é de 24 V, na entrada do regulador vamos ter:

$$\begin{aligned} V_{\text{D.C.}} &= 24\sqrt{2} - 1.4 \\ &= 24 \times 1.414 - 1.4 \\ &= 33.6 - 1.4 \\ &= 32.2 \end{aligned}$$

Embora seja um valor um pouco abaixo da média, podemos considerá-lo adequado para uso prático. Além disso, não há sentido em manter as casas decimais, devido à tolerância dos vários componentes envolvidos e da própria tensão da rede. Vamos considerar, portanto, 32 V como a tensão que é aplicada ao regulador.

Para determinar o capacitor de filtragem, não existe impedimento em utilizarmos a regrinha prática de 2200 μF para cada ampère de corrente de saída. Assim sendo, em nosso caso, o valor de 220 μF seria o adequado, considerando a capacidade máxima do regulador (100 mA). Tendo em mente, porém, que um pré-amplificador é muito sensível a ruídos introduzidos pela fonte, é melhor optarmos por um capacitor de 1000 $\mu\text{F}/40 \text{ V}$, digamos, para reduzir ainda mais a ondulação.

A rejeição de ripple ou ondulação do 78L24 está especificada em 30 dB, no mínimo, e 43 dB, como valor típico. Mas esses valores podem ser elevados ainda mais pela inclusão de um capacitor de tântalo em paralelo com a saída do regulador, como já havíamos mencionado. Selecionando um tipo entre 1 e 10 μF , vamos obter uma melhora de vários decibéis nesse parâmetro; mas é conveniente que seja realmente de tântalo, pois todos os fabricantes concordam que esses capacitores exi-

figura 4 – A substituição de R2 por um trimpot permite ajustar a tensão de saída, além de compensar as variações da corrente quiescente do CI. A limitação de corrente continua operando satisfatoriamente com esse artifício.

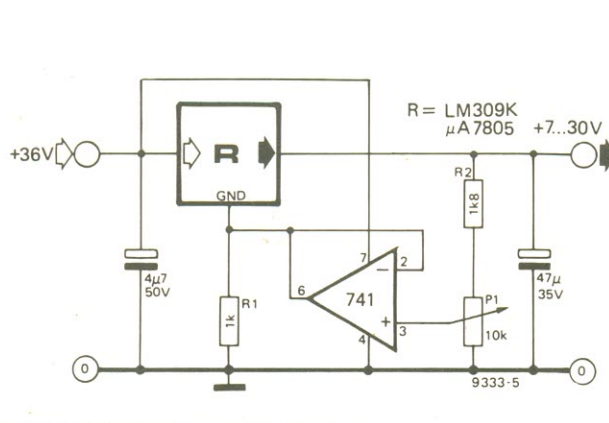
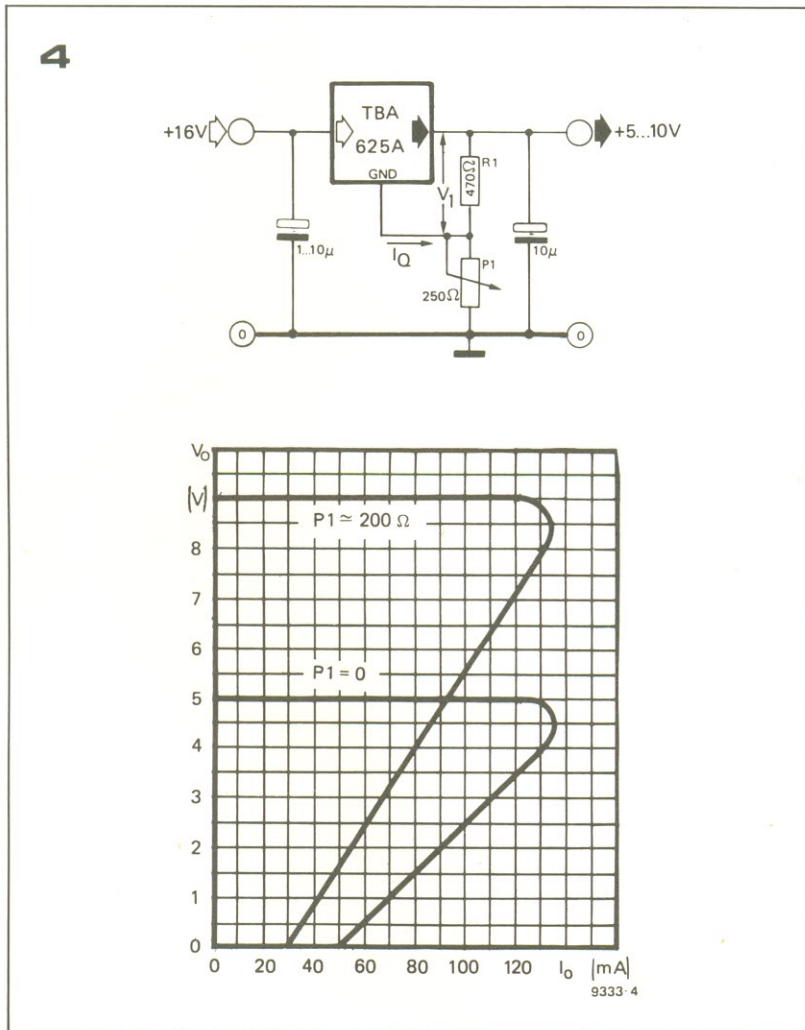


figura 5 – Ligando-se um operacional como seguidor de tensão, a fim de elevar a tensão de saída, a operação do circuito resulta independente da corrente quiescente do CI.

bem menos indutância que os eletrolíticos de alumínio.

O capacitor C_E de entrada só é necessário caso o regulador esteja a alguma distância do capacitor de filtragem. É o que acontece, por exemplo, na estabilização placa a placa, quando uma única fonte proporciona alimentação a vários cartões impressos, cada um com seu próprio regulador.

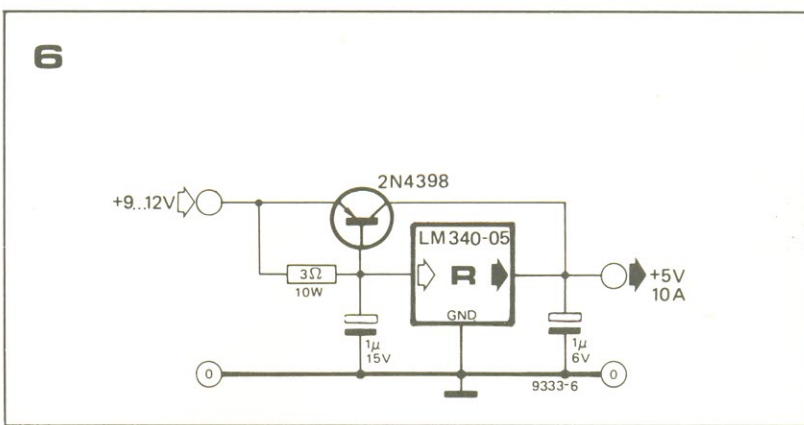
Acreditamos que esse pequeno exemplo tenha fornecido os subsídios básicos necessários para projetos "tradicionais" de fontes com CIs reguladores. Sempre que possível, no entanto, seria aconselhável consultar os manuais dos fabricantes, que reúnem muito mais informações do que as tabelas 1 e 2. Mas que tal abordamos agora alguns artifícios que não aparecem normalmente nesses manuais e que podem nos dar versões "turbinadas" das fontes comuns?

Variando a tensão de saída

Embora a variedade de CIs reguladores possa suprir praticamente todos os valores de tensão e alimentação, sempre haverá casos em que um valor preciso e pouco comum é imprescindível. Em tais casos, existe a opção de selecionar um regulador com uma tensão de saída mais baixa que a necessária, para depois aumentá-la elevando o potencial do pino comum. A saída, então, será formada pela tensão normal (que permanecerá inalterada entre os terminais comum e de saída) mais a tensão de "deslocamento".

Esse artifício pode ser facilmente implementado através de um divisor de tensão ligado entre a saída e o terra, com o pino comum do regulador conectado à junção entre os resistores (veja a figura 3). Sempre que o CI estiver em aberto, haverá uma corrente quiescente fluindo pelo pino comum, que vai passar também por R2. Além disso, o pino de saída contribui com essa corrente por R2, através de R1. Se conhecermos a corrente quiescente do CI, portanto, não será nada complicado determinar os valores de R1 e R2, para uma certa tensão de saída.

Para começar, então, vamos considerar a tensão de saída como sendo $V_0 = V_1 + V_2$, onde V_1 é a tensão nominal de saída do CI e V_2 , a queda de tensão sobre R2. Mas também $V_2 = (I_q + I_1)R_2$, onde I_q é a corrente quiescente e



reguladores integrados de tensão

figura 6 – Aumentando a corrente de saída de um regulador fixo através de um transistor de potência externo.

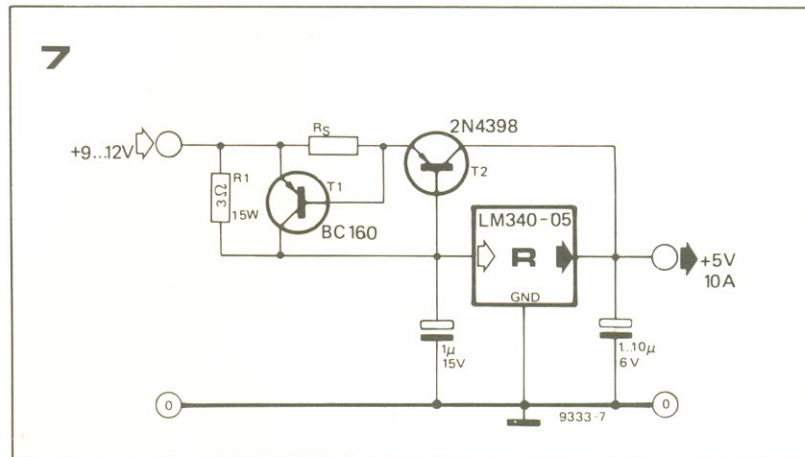


figura 7 – Protegendo o transistor externo contra excesso de corrente.

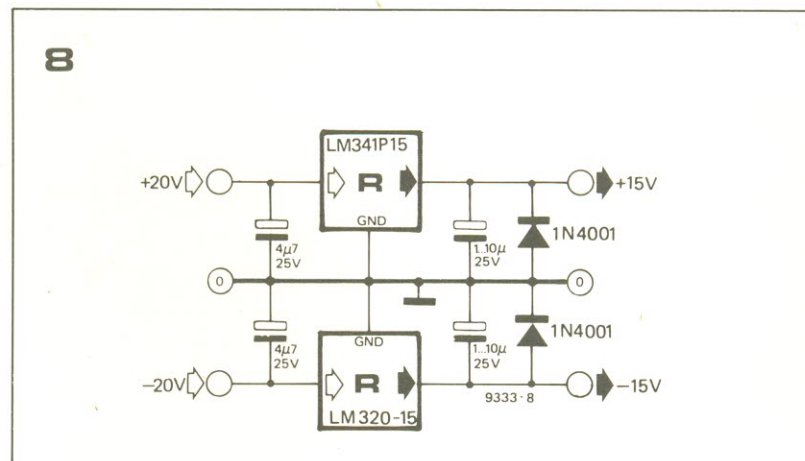


figura 8 – Exemplo de sistema de regulação dupla, usando um regulador positivo e outro negativo. Os diodos protegem os CIs contra curtos entre as linhas de alimentação.

11, a corrente que passa por R1. Além disso, $I_1 = V_1/R_1$; fazendo as devidas substituições, teremos:

$$\begin{aligned} V_0 &= V_1 + (I_q + \frac{V_1}{R_1})R_2 \\ &= V_1 (1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_q R_2 \end{aligned}$$

Esse método, porém, exige que a corrente quiescente seja conhecida, o que representa uma desvantagem, já que ela costuma variar de um espécime para outro do mesmo regulador. O TBA 625A, por exemplo, tem uma corrente quiescente especificada entre 5 e 16 mA, o que dificulta bastante os cálculos.

Existem, por outro lado, duas abordagens para contornar esse problema. Pode-se simplesmente medir a corrente de repouso do CI, inserindo um miliamperímetro em série com o pino comum, para depois calcular R1 e R2; isto não é muito prático, no entanto, em linhas de produção. Assim, a alternativa consiste em determinar R1 e R2 para um valor típico da corrente quiescente e depois fazer um ajuste por meio de um trimpot, como na figura 4.

Muitos devem ter notado que ambos os métodos mantêm ainda uma pequena desvantagem: a tensão preestabelecida, "calibrada" pelo fabricante e um dos maiores

9

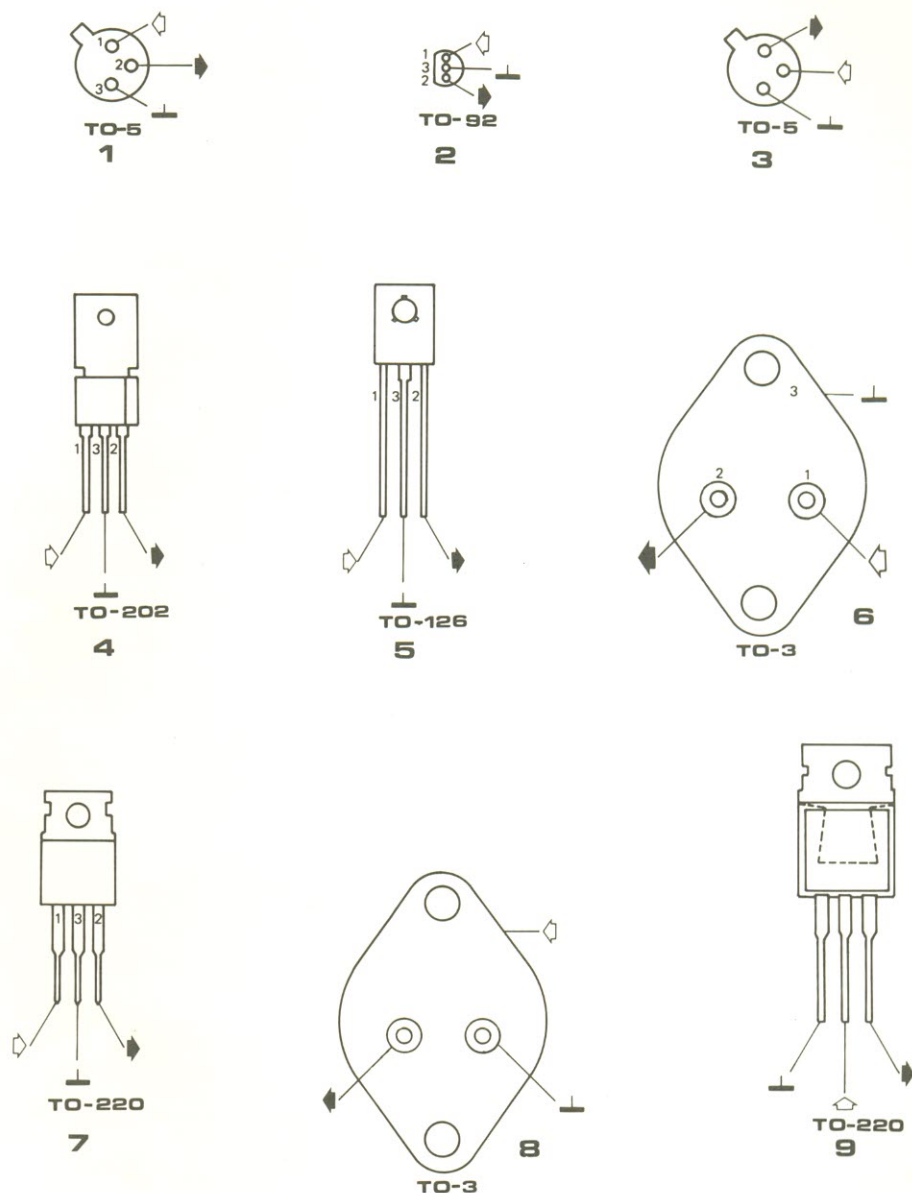


figura 9 -
Encapsulamentos
e pinagens
usados mais
frequentemente nos
CIs reguladores.

trunfos do regulador fixo, é perdida pelos ajustes feitos no circuito. De qualquer modo, para se obter melhores resultados, R1 deve ser escolhido de forma que sua corrente seja pelo menos igual à corrente de repouso do CI.

Mantendo ainda o exemplo da figura 4, vamos admitir que o TBA 625A adotado tenha uma corrente quiescente de 10 mA. Como a tensão nominal de saída é de 5 V (veja a tabela 1) e considerando a mesma corrente por R1, chegamos a um valor teórico de 500 ohms, que pode ser aproximado para o comercial de 470 ohms. Resta-nos aplicar agora a fórmula já vista, introduzindo a variação desejada de saída e trocando R2 por P1, que vai nos dar 250 ohms.

Dessa forma, com P1 no no mínimo (ou seja, com o cursor na terra), a tensão de saída será a nominal de 5 V; e com P1 no máximo, teremos um fluxo de 20 mA por ele, gerando uma queda de 5V. O total, portanto, é 10 V.

O uso desse artifício não desativa a limitação típica de corrente desses reguladores, como podemos ver na própria figura 4. O sistema, que atua por "retorno" de corrente, está demonstrado em dois gráficos, representando a operação em duas posições do trimpot (P1 = 0 e P1 = 200 ohms), correspondendo a 5 e 9 V na saída. É patente, porém, que com a tensão maior a corrente começa a voltar num valor ligeiramente mais baixo. Por outro lado, a má-

xima corrente de saída (cerca de 130 mA) não é afetada, embora 10 mA do total seja perdidos em R1.

Outro processo para elevar a tensão de saída dos reguladores fixos pode ser visto na figura 5, tendo a vantagem de não exigir o valor da corrente quiescente do CI. Neste caso é utilizado um amplificador operacional ligado como seguidor de tensão, cuja tensão de saída deve ser, forçosamente, igual à de entrada. Assim, a tensão no cursor de P1 equivale ao potencial no pino comum do regulador.

Essa tensão está 5 V abaixo da tensão de saída do regulador e o mesmo acontece no cursor de P1. Com o trimpot no mínimo, a saída do operacional é nula, fazendo

com que a saída estabilizada seja simplesmente a tensão nominal do regulador. Mas com P1 no máximo, vamos ter 5 V sobre R2; a tensão máxima de saída será, então:

$$V_{\max} = \frac{5 \cdot (P_1 + R_2)}{R_2}$$

Observe que R1 foi incluído para "absorver" parte da corrente de repouso vinda do pino comum do CI, já que o 741 não é capaz de fornecer ou drenar mais que 10 mA. Por outro lado, para se obter um potencial nulo no pino comum, o operacional deveria drenar **toda** a corrente de repouso. Na prática, isto nem sempre será possível, a exemplo do circuito da figura 5, onde a mínima tensão de saída é de 7 V. Quanto à tensão máxima de saída, ela é limitada pela maior alimentação suportada pelo operacional (no caso, 36 V).

Aumentando a corrente de saída

O fornecimento de corrente dos reguladores fixos também pode ser elevado, mediante transistores externos de potência, mas empregando um princípio diferente do que vimos no regulador universal. Na figura 6 temos um exemplo de como isto é implementado.

Com baixas correntes de saída, o fluxo total se dá pelo resistor de 3 ohms e pelo CI (desprezando-se a corrente quiescente). Quando essa corrente atinge os 200 mA, a queda sobre o resistor é de 0,6 V, aproximadamente, levando o transistor externo à condução, que passa a fornecer parte do total de saída.

Nessas condições, entretanto, o transistor corre sérios riscos, já que não dispõe de proteção contra curto-circuitos na saída. Felizmente, é muito simples acrescentar um limitador de corrente ao circuito, através de um único transistor e um resistor sensor de corrente, como vemos na figura 7. No caso exemplificado, R_S deve ter cerca de 0,06 ohm para uma saída de 10 A – valor em que haverá então uma queda de 0,6 V entre base e emissor de T1, que passará a conduzir, formando um caminho alternativo para a corrente de base de T2 e limitando, portanto, a corrente de saída.

Ao projetar tais circuitos, contudo, devemos observar que o transistor externo de potência começa a conduzir com uma pe-

quena fração, apenas, da corrente máxima do regulador. A razão é óbvia: se o transistor entrar em condução somente nas proximidades da corrente total do CI, sua limitação terá que ocorrer em uma corrente apenas um pouco maior que a nominal. Uma proporção típica, que pode ser aplicada a todos os casos, determina 80% da corrente total de saída para o transistor externo e somente 20% para o regulador. Basta selecionar adequadamente o resistor de base-emissor de T2, de modo a obter essa proporção ideal. A propósito, o transistor usado no lugar de T2, no exemplo, possui as seguintes características: V_{CEO} = 40 V; I_C = 30 A e h_{FE} = 60 (máx.).

Alimentação dupla

Os sistemas duplos de reguladores, para fornecer alimentação positiva e negativa a circuitos especiais, tais como os que utilizam operacionais em determinadas configurações, podem ser facilmente implementados através de reguladores fixos (veja a figura 8). Este é um exemplo típico para operacionais, mas outras tensões podem ser obtidas, inclusive com a positiva diferente da negativa.

Sempre que os dois ramos da fonte estiverem alimentando o mesmo circuito, será aconselhável incluir os diodos de proteção na saída. Eles irão proteger as fontes no caso de certos defeitos, tal como curto-circuito entre as linhas positiva e negativa, pois a primeira não poderá "avançar" mais que 0,6 V negativo e vice-versa. Isto evita que os reguladores e os capacitores de saída sejam danificados por tensões reversas.

Dicas finais

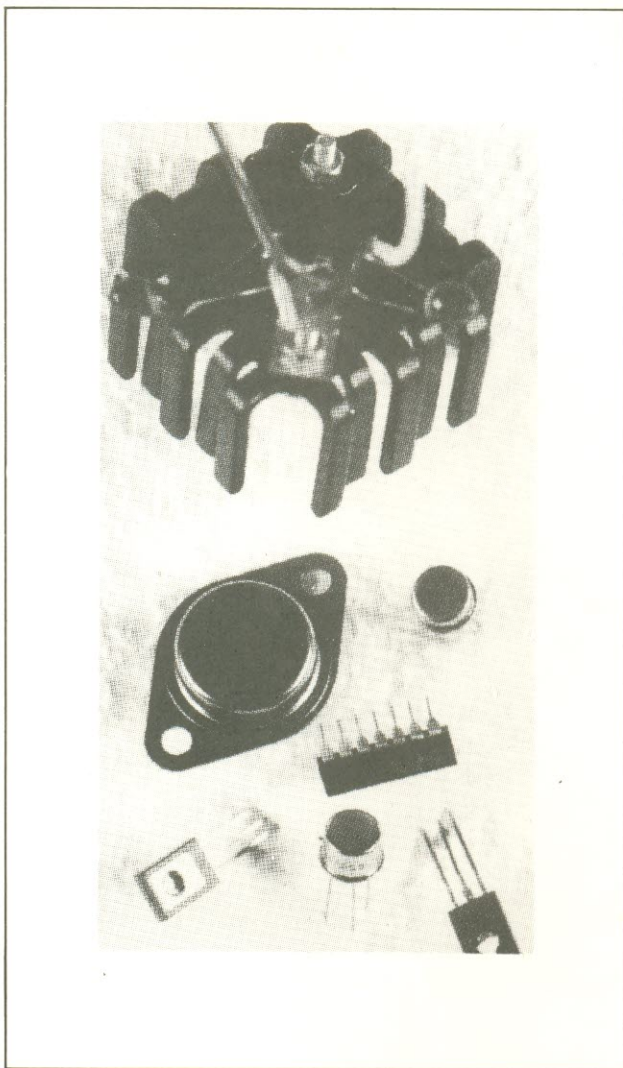
Para completar a seqüência de informações práticas fornecidas, existem alguns detalhes de montagem que devem ser respeitados:

1. Todos os condutores (ou trilhas) que transportam correntes elevadas (entrada, saída, retorno de terra) devem ser tão curtos e largos quanto possível;

2. É preciso evitar todo e qualquer laço de terra;

3. Todas as ligações de terra devem ser levadas ao capacitor de filtragem;

4. Os capacitores de desacoplamento de entrada e saída devem ser instalados tão próximos quanto possível dos pinos do regulador;



5. Deve-se conservar cuidadosamente as regras de resfriamento dos componentes, através de dissipadores.

K

Revelar fotografias pode ser um trabalho ou *hobby* interessante, mas tem seu lado ruim: é preciso não só medir o tempo total do processo, como também agitar os tanques de líquido em intervalos regulares, para que as fotos fiquem reveladas por igual. Ao invés de deixar isto por conta da experiência, que tal usar um circuito que indica, através de um sinal sonoro, tanto os intervalos como o período global de revelação?

Temporizador para revelação

Uma pergunta que deve estar sendo feita por vários fotógrafos é "Se esse aparelho tem mesmo utilidade, por que não existe nenhum equivalente comercial?" Bem, em vez de pensar nas razões dos outros em não aproveitar essa oportunidade, vamos analisar as vantagens do circuito proposto. Para começar, os temporizadores convencionais, que fazem simplesmente soar uma cigarra ao final de um período predeterminado, podem muito bem servir no processo de exposição do papel fotográfico, mas não na revelação.

Nesse caso, como sabem os que entendem do assunto, é vital que o tanque de líquido revelador seja agitado de tempos em tempos, para que o trabalho seja realmente "profissional". Verdade que um relógio qualquer poderia executar essa função, mas ele teria que ser constantemente observado pelo operador, que ficaria impedido de realizar outras tarefas

nesse meio tempo – tal como expor outras fotos, por exemplo.

O diagrama de blocos do temporizador pode ser visto na figura 1, mostrando seus principais estágios. O bloco A é um gerador de pulsos, cujo sinal pode ter seus vales e picos ajustados separadamente por P1 e P2. O período em que o pulso permanece em nível alto corresponde ao intervalo entre agitações do tanque, ao passo que no nível baixo é gerado um tom grave, para indicar o momento em que o tanque deve ser agitado.

O bloco B constitui um contador que pode ser preajustado em 17 posições diferentes e conta os pulsos, fornecendo o tempo total de revelação. Atingida a contagem desejada, ele fez soar um tom agudo, a fim de alertar para o final do período; em seguida, o gerador de pulsos é inibido através da linha "parada".

Existem ainda dois interruptores de pressão: o botão de parada,

que desliga o tom agudo e apronta o temporizador para a operação seguinte, e o de início, que reforça o *reset* e libera a operação do circuito.

Com mais detalhes

Na figura 2 temos o circuito completo do temporizador, onde são imediatamente visíveis todos os blocos da figura 1. O gerador de pulsos, por exemplo, está no canto superior direito; observe que, para se conseguir maior estabilidade em seu funcionamento, além de compensação térmica, ele se baseia em um operacional 3130, tipo BIFET (ou seja, entrada com transistores FET e demais estágios com bipolares).

Sempre que a saída de IC1 é alta, a tensão em sua entrada não inversora é mantida em um nível equivalente a 2/3 da alimentação, por intermédio de R1, R3 e R2. Nessas condições, C1 e C2 são carregados via P1, R4 e D4, até que a tensão na entrada inversora de IC1 ultrapasse a da não inversora – quando a saída do operacional torna-se baixa.

Os capacitores C1 e C2 descarregam-se então por D5, R5, e P2 (e incidentalmente também por D1, R2, R3 e D2), até que o potencial da entrada inversora volte a cair abaixo do da outra, quando a saída retorna ao estado alto e o ciclo se repete. C1 e C2, portanto, são carregados e descarregados entre de 1/3 e 2/3 da tensão de alimentação, aproximadamente.

A fase de carga do gerador de pulsos (= saída alta) é controlada, obviamente, pelo posicionamento de P1, enquanto a fase de des-

Especificações

- tempo de agitação	variável entre 5 e 25 segundos
- intervalo entre agitações:	variável de 25 a 120 segundos
- tempo total de revelação:	variável entre 1 e 17 vezes
- frequência de "agitação":	1,4 kHz
- frequência de término:	4 kHz
- consumo:	1 mA (repouso) 3 a 50 mA (com áudio)

carga (= saída baixa) é responsabilidade de P2. O tempo total de ambas as fases pode ser variado entre 30 segundos e mais de 2 minutos. Para "congelar" o gerador durante a etapa de *reset* ou descanso, a entrada inibidora de IC1 (pino 8) é levada a 0 via D6, o que mantém alta a saída do operacional.

Para que ele comece a operar, basta ativar o biestável RS formado por N2/N3 através da chave de início – que tem o efeito de elevar a saída de N3 e "desinibir" IC1. É importante, porém, que o gerador comece a operar sempre na mesma fase, de preferência na de descarga, quando sua saída é baixa. Para isso, vários refinamentos foram incluídos no circuito.

Para começar, C1 e C2 devem ser impedidos de se carregar até o nível da alimentação, enquanto IC1 está inibido, para que o primeiro ciclo de descarga tenha início no ponto correto, ou seja, em 2/3 da alimentação. Caso contrário, o primeiro vale do sinal seria mais longo que os restantes.

Por outro lado, se os pulsos fossem gerados assim que o circuito fosse ligado, C1 e C2 estariam completamente descarregados e o sinal iria imediatamente para o nível alto.

Duas medidas foram tomadas para evitar que ambas as situações ocorram. Primeira, os capaci-

tores C1 e C2 não podem carregar-se muito além dos 2/3 da alimentação quando a saída de IC1 está alta, pois nesse caso D1 torna-se diretamente polarizado, "grampeando" a tensão sobre eles. Segunda, os pulsos são impedidos de começar pelo pico através da carga rápida de C1 e C2, sempre que o circuito se encontra em *reset*, por meio da saída alta de N2 e R17/D15.

Uma vez descrito em detalhes o gerador de pulsos, vejamos agora o restante do circuito. Ao pressio-

nar o botão de início, vamos aplicar um nível baixo à entrada de N3, ativando o biestável formado por ela e por N2. O nível ascendente na saída de N3 é diferenciado pela rede C3/R7, a fim de gerar um breve pulso positivo que provoque um *reset* nos contadores IC3 e IC4 (caso já não estejam nessa condição).

Acompanhando agora pela figura 3, vemos que a inibição sobre IC1 é removida – o que produz um pulso a partir do vale, enquanto C1 e C2 são descarregados a partir de

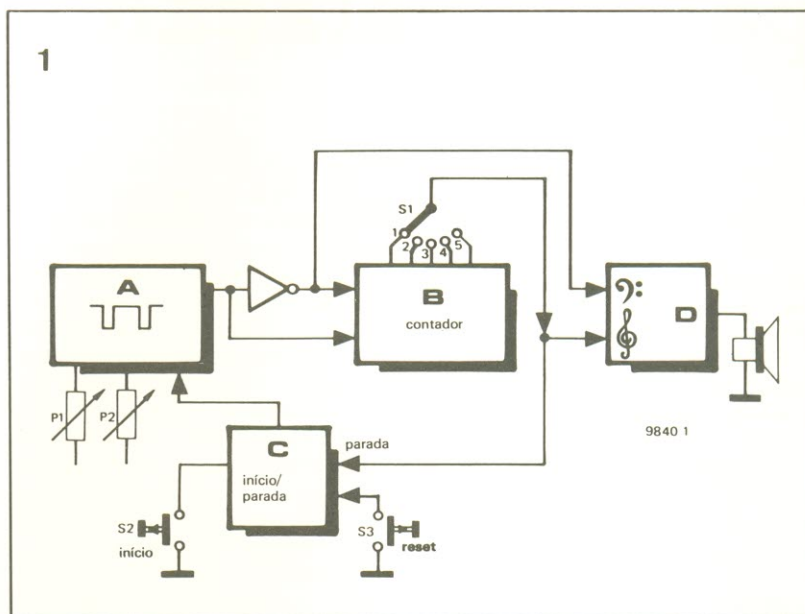
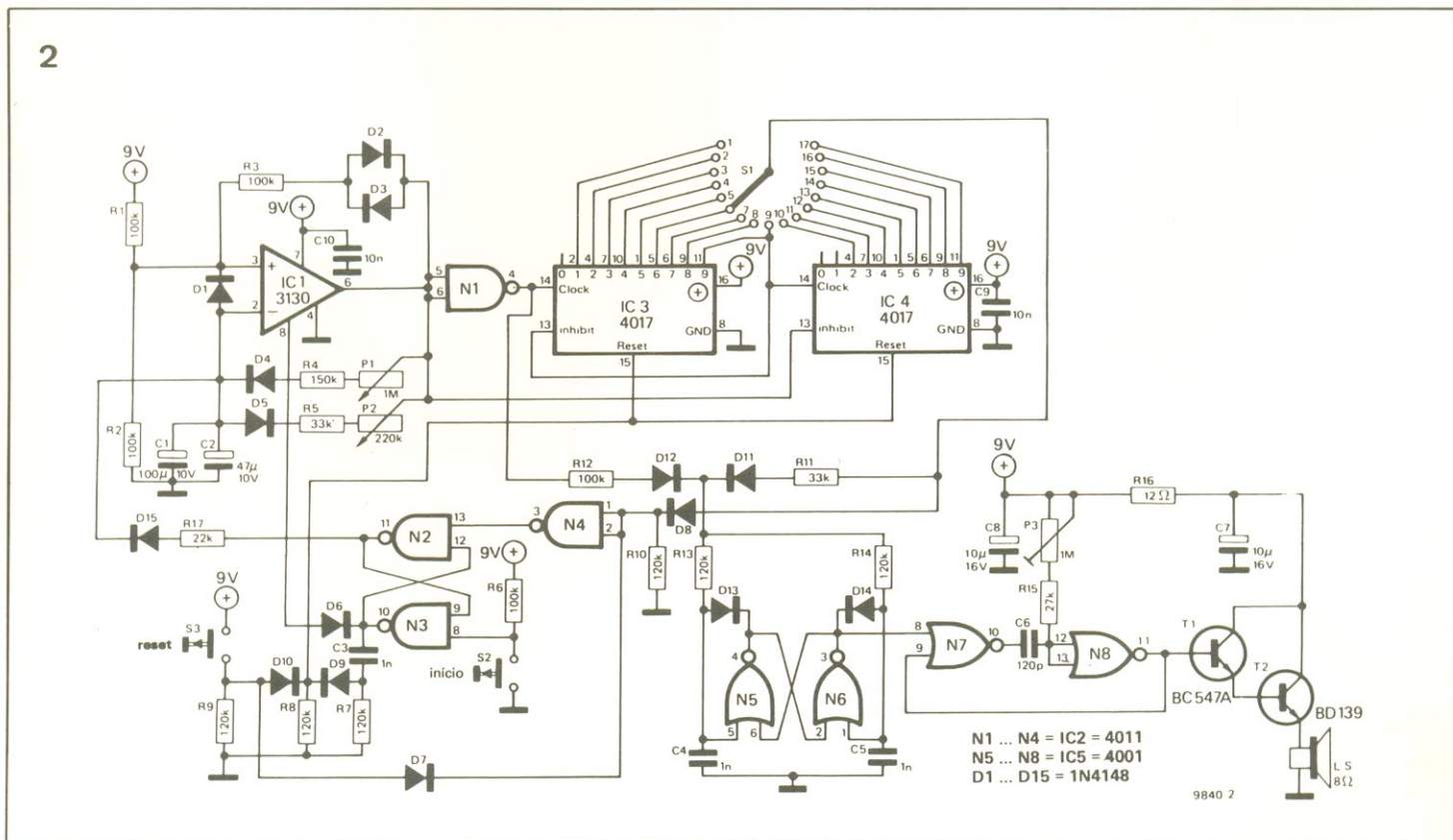


figura 1 – Diagrama de blocos do temporizador, ilustrando seus principais recursos.

figura 2 – Circuito completo do temporizador.



2/3 da alimentação. A essa altura, a saída de N1 está alta e aplica uma tensão de controle, via R12 e D12, ao oscilador controlado por corrente formado por N5 e N6, fazendo-o produzir um tom grave de áudio.

O sinal extraído da saída de N6 é usado para disparar o monoestável, composto por N7 e N8, o que gera um trem de pulsos com a mesma frequência do sinal em N6, mas com um ciclo de trabalho bem menor. O sinal é então enviado a um estágio amplificador (T1/T2) e depois a um alto-falante, indicando os momentos em que o tanque deve ser agitado. O uso de pulsos com um reduzido ciclo de trabalho produz um sinal bastante audível, mas com uma baixa drenagem média de corrente.

Quando o pulso passa para o nível alto, a saída de N1 vai para 0 e o sinal audível cessa, assinalando o período em que o tanque deve ficar em repouso. Em seguida, o pulso volta a ficar baixo, a saída de N1 vai para 1 e o sinal volta a soar, fazendo o contador avançar um passo. Note, porém, que isso não acontece quando o botão de início é pressionado devido à aplicação do pulso de *reset*.

A sequência continua até que a saída do contador selecionado por

S1 vá para o nível alto, momento em que uma tensão de controle é aplicada ao oscilador controlado por corrente, por intermédio de R11 e D11. Como esse resistor tem menor valor que R12, a corrente de controle será maior que a fornecida anteriormente e o tom de áudio, mais agudo que o de agitação, indicando assim o final da revelação.

Ao mesmo tempo, a entrada de N4 também é levada para 1, via D8; sua saída passa então a ser baixa, provocando o *reset* do biestável N2/N3 e inibindo o gerador de pulsos. O sinal de áudio continuará a soar, até que o botão de *reset* seja pressionado – o que zera os contadores através de um nível alto no terminal correspondente, por meio de D10. Ou então até que o botão de início seja novamente ativado – o que também zera os contadores, como já vimos, e reinicia todo o ciclo.

O botão de *reset* pode ainda ser usado para interromper uma sequência a qualquer momento. Assim, caso ele seja pressionado durante o período de revelação, além de zerar os contadores, também irá rearmar o biestável formado por N2 e N3, via D7 e N4, inibindo da mesma forma o gerador de pulsos.

Montagem

Na figura 4 temos a placa de circuito impresso destinada ao temporizador e a respectiva disposição dos componentes sobre a mesma. Por ter baixo consumo (apenas alguns mA, exceto quando o sinal de áudio está soando), o circuito pode muito bem ser alimentado a pilhas, que por razões de segurança são sempre preferíveis na sala escura. Além disso, caso seja difícil localizar um chave rotativa de 17 posições, pode-se optar por outra de 2 pólos, 9 posições, juntamente com uma chave inversora simples, como se vê na figura 5.

Calibração e dados finais

O ajuste dos potenciômetros P1 e P2 deve estar cercado de algum cuidado, já que isto vai determinar a precisão de todo o circuito. Antes de mais nada, seria conveniente fazer uma primeira verificação, com ambos em suas posições extremas, para conferir se a faixa desejada de tempos está sendo coberta. Caso contrário, será preciso alterar o valor de C1 e C2, a fim de aumentar ou reduzir os intervalos.

Lista de componentes

Resistores

R1, R2, R3,
R6, R12- 100k
R4- 150 k
R5, R11- 33k
R7, R8, R9, R10,
R13, R14- 120 k
R15- 27 k
R16- 12
R17- 22 k
Todos os valores em ohms

Capacitores

C1- 100µF/10 V*
C2-47 µF/10 V*
C3, C4, C5- 1 nF
C6- 120 pF
C7, C8- 10 µF/16V
C9, C10- 10 nF
*tântalo

Semicondutores

T1- BC547A
T2- BD139
D1...D15-
1N4148
IC1 - CA3130
IC2- 4011
IC3, IC4-4017
IC5- 4001

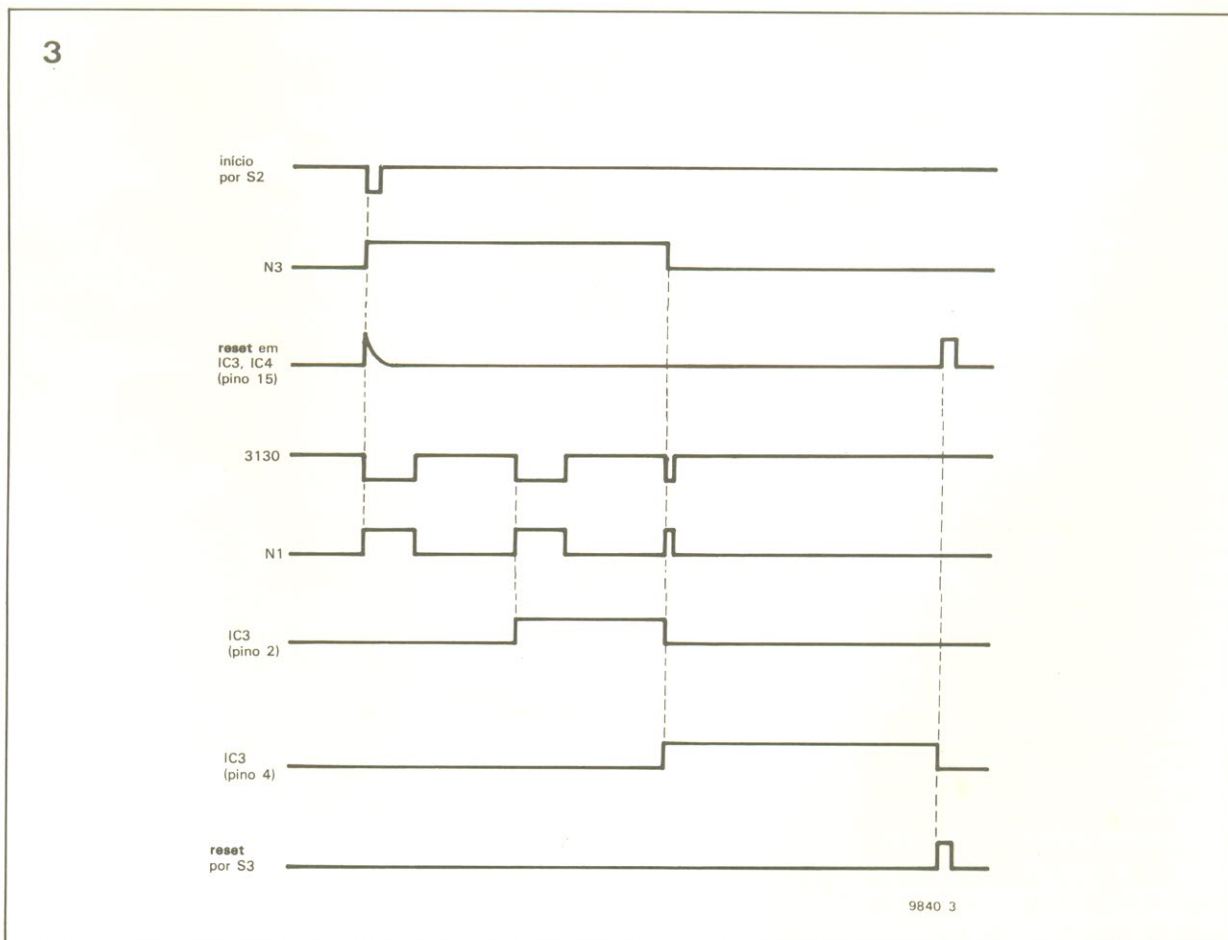
Potenciômetros

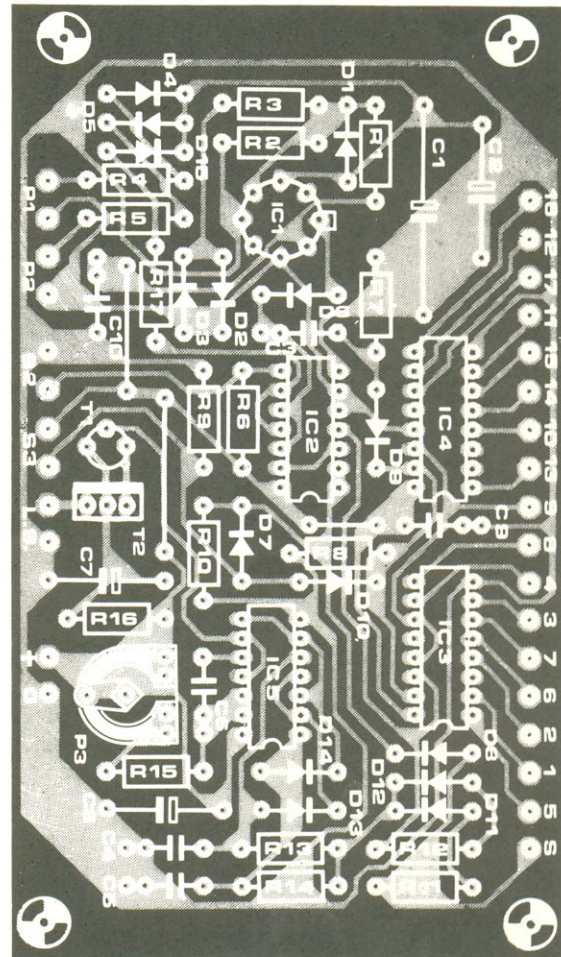
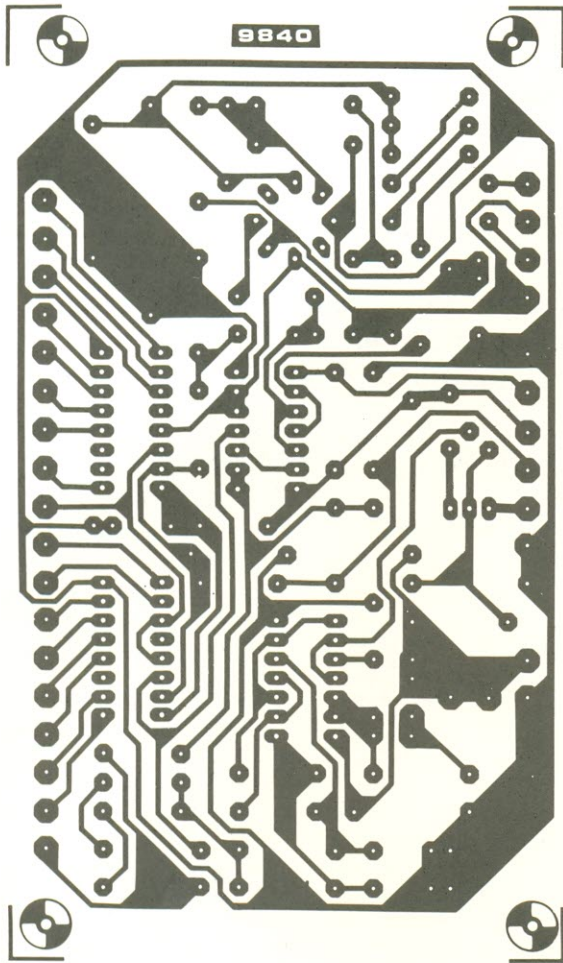
P1- pot. linear de 1 M
P2- pot. linear de 220 k
P3- trimpot de 1 M
Todos os valores em ohms

Diversos

S1- chave de onda, 1 pólo, 17 posições (veja texto)
S2, S3- chaves NA de contato momentâneo
LS- alto-falante miniatura
8 ohms, 1 watt
Placa nº 9840

figura 3 - Carta de tempos do circuito, mostrando a sequência selecionada com S1 na posição 2.





Em seguida, com o auxílio de um cronômetro, pode-se montar as escalas de P1 e P2, no painel do aparelho. Caso o processo seja muito trabalhoso, é possível também assinalar alguns "pontos-chave" e depois montar o restante das escalas a partir deles. Por fim, o volume do sinal audível pode ser ajustado por meio de P3.

Ao utilizar o temporizador, lembre-se que cada período entre uma agitação e outra é composto por dois intervalos de tempo: aquele durante o qual o tanque deve ser agitado (estabelecido por P2) e o que determina seu repouso (responsabilidade de P1). Para que ele atue corretamente, é preciso ajustar P1 e P2, primeiramente, para depois S1 determinar o tempo total de revelação. Assim, por exemplo, se for necessário revelar por 3 minutos, agitando o tanque durante 10 segundos a cada 30, P1 deverá ser posicionado em "20", P2 em "10" e S1 em "6", para fornecer $6 \times (10 + 20) = 3$

minutos. Convém, por fim, ligá-lo um pouco antes de ser usado, para permitir que o gerador de pulsos estabilize.

Se você desejar um temporizador um pouco mais preciso, é possível fazer uma modificação no

circuito. Um resistor de 47 k, ligado entre o anodo de D15 e a terra irá limitar a tensão máxima nesse ponto a 2/3 da alimentação, aproximadamente, fornecendo assim um primeiro intervalo de agitação mais acurado.

figura 4 - Placa de circuito impresso do temporizador, vista pelos dois lados.

5

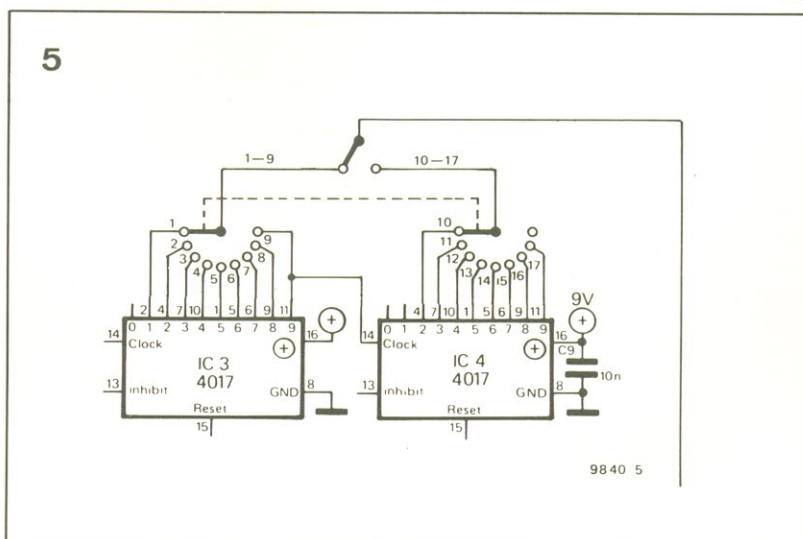


figura 5 - Caso a chave de 17 posições seja difícil de obter, pode-se optar por outra de 2 pólos/9 posições, acompanhada por um interruptor inversor.

Recepção de TV via satélite

J. & R. v. Terborgh

Muito se fala sobre antenas parabólicas e a recepção de sinais via satélite, mas são poucas as informações técnicas sobre o assunto. Nesta série procuraremos "popularizar" o tema, começando com uma bateria de dados teóricos; no próximo número, a segunda parte irá abordar especificamente o caso brasileiro, com muitas dicas práticas.

1ª parte

Estritamente falando, todo satélite de comunicações é uma estação repetidora. De fato, ele recebe os programas emitidos pela emissora de TV, através de um transmissor adequado, e os retransmite de volta, a uma frequência diferente. A maioria deles opera em órbita geoestacionária, ou seja, permanece imóvel em relação à superfície do planeta (veja o artigo "Propulsão elétrica para satélites", no nº 8 de Elektor).

Para receber os sinais enviados pelos satélites, que são retransmitidos na faixa dos 3 a 12 gigahertz, aproximadamente, é preciso dispor de uma antena parabólica. Essa antena deve ter, obviamente, uma "visão" totalmente desobstruída da porção do céu em que o satélite está localizado. Assim, por exemplo, se a instalação for feita no jardim de uma casa, mesmo uma pequena árvore ou um apoio de varal, postados entre o satélite e a antena, poderá comprometer a recepção.

Claro que é possível fazer a instalação sobre o telhado da casa, embora em alguns países isto exija uma licença especial, com projeto e tudo. Mas onde quer que ela seja feita, é muito importante que a antena esteja firmemente ancorada, para evitar que seja arrancada do lugar por tempestades ou ventanias (alguns engenheiros instaladores recomendam de 200 kg de concreto para firmar a antena no chão).

O sinal recebido pela parábola deve passar por um LNA (*low noise amplifier* ou amplificador de baixo ruído) e depois pelo chamado *down converter* (conversor

reductor de frequência), ambos montados junto à antena. Daí ele é remetido ao receptor, que fica junto ao aparelho de TV e o converte em um formato adequado para exibição. E note que, embora o satélite fique orbitando a cerca de 36 mil quilômetros de altura, os sinais são de excelente qualidade.

Os satélites (e portanto também os programas) captados variam de uma região para outra, de acordo com o que a antena é capaz de receber e "enxergar". Assim, enquanto na Europa pode-se captar o Eutelsat I - F1 e o Intelsat V-F4, aqui é possível assistir principalmente à programação dos dois Brasilsat, como veremos na próxima edição.

São vários os fabricantes locais de equipamento para recepção via satélite, que oferecem desde a antena até o receptor, além de fazer a instalação e direcionar a antena. Esta é comercializada em diâmetros que variam de 2,5 a 3,5 metros, aproximadamente (ao passo que na Europa ela tem entre 1,5 e 1,8 m de diâmetro). Diversos países europeus estão planejando lançar em breve seus DBS (*direct broadcasting satellites* ou satélites de transmissão direta), com transmissores de maior potência - o que vai permitir a utilização de parábolas com diâmetro inferior a 1 metro, mais baratas e fáceis de instalar (veja também o antigo "Rumo à super-TV", na Elektor nº 9).

Comparados às estações repetidoras terrestres de VHF/UHF, os satélites de comunicações apresentam uma série de vantagens:

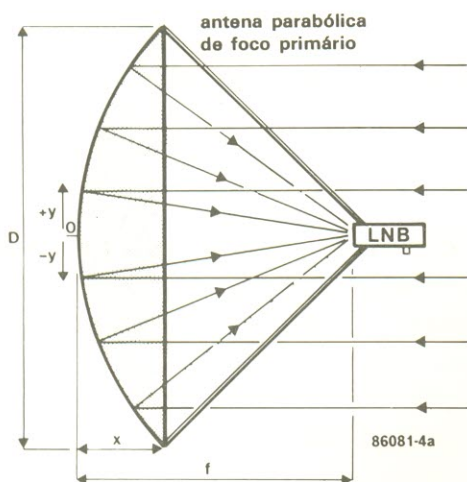
1. Cobrem áreas muito maiores;
2. Operam na faixa dos gigahertz e não entre 50 e 850 MHz, como os transmissores terrestres;
3. Empregam FM ao invés de AM nos canais de vídeo, adotando assim uma largura de banda de 27 a 36 MHz, ao invés de apenas 7 MHz;
4. Podem oferecer maior número de programas ao mesmo tempo e são capazes de transportar sistemas aperfeiçoados de subportadoras.

Encerrando esta introdução, queremos esclarecer que o artigo não tem o propósito de abordar generalidades sobre o assunto, tais como: viabilidade econômica dos satélites, quando comparados com redes transmissoras de terra; cronogramas e acordos de lançamentos; aluguel de *transponders* por consórcios internacionais; conteúdo das programações recebidas; detalhes legais de instalação e recepção; e debates comparando a TV por cabo com a TV via satélite. Também não pretendemos falar sobre o funcionamento dos satélites e sua construção, ou sistemas de posicionamento em órbita - embora sejam temas de grande interesse, em vista do rápido progresso na exploração internacional do espaço e na engenharia de altíssima frequência. Toda essa parte será abordada, eventualmente, em artigos separados.

Componentes do sistema

Sendo, provavelmente, o único tipo de estrutura capaz de receber

1a

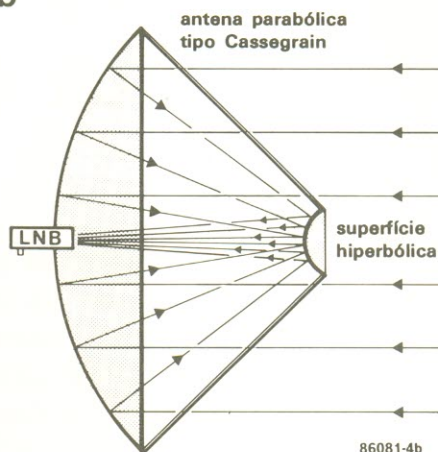


$$|y| = \sqrt{4Dx} (f/D)$$

$$G(\text{dBd}) \approx 10 \log_{10} (6(D/\lambda)^2)$$

$$\phi_{3\text{dB}} \approx 70 \lambda / D$$

b



C

antena parabólica
tipo offset

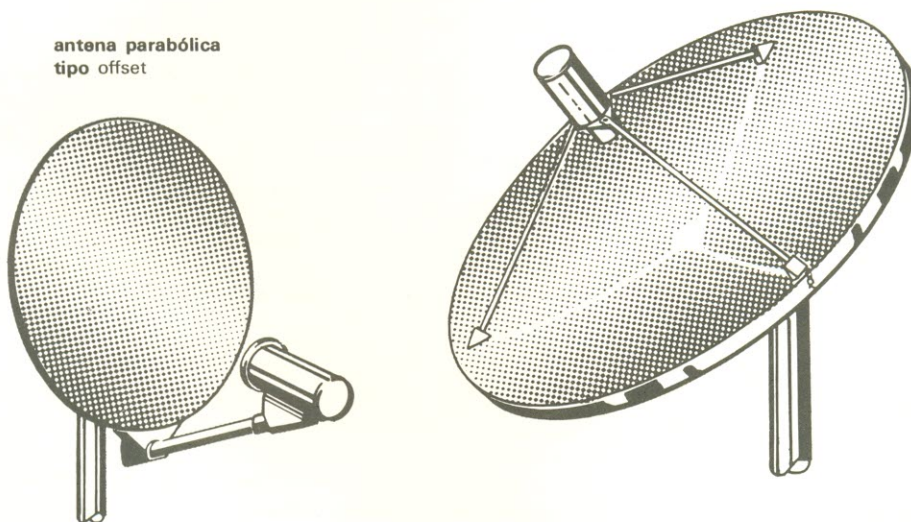


figura 1 – Estrutura básica das antenas parabólicas usadas na recepção de sinais via satélite. O modelo offset (embaixo, à esquerda) é o ideal para receber sinais dos futuros DBS.

freqüências acima dos 2,5 GHz com ganho suficiente, a antena parabólica exige pelo menos uma rápida abordagem de sua construção e operação básica. Na figura 1 podemos ver os principais tipos existentes.

A mais conhecida delas, denominada "antena de foco primário", aparece na fig. 1a, juntamente com algumas fórmulas básicas de projeto. Já o modelo Cassegrain (fig. 1b) é mais sofisticado, exibindo maior eficiência e montagem simplificada do LNA, no centro da superfície refletora. Por fim, a antena tipo *offset*, representada no lado esquerdo da fig. 1c, deverá ser amplamente utilizada num futuro próximo, devido à sua maior eficiência, especialmente se com-

para à de foco primário (que aparece novamente na fig. 4c, agora em perspectiva).

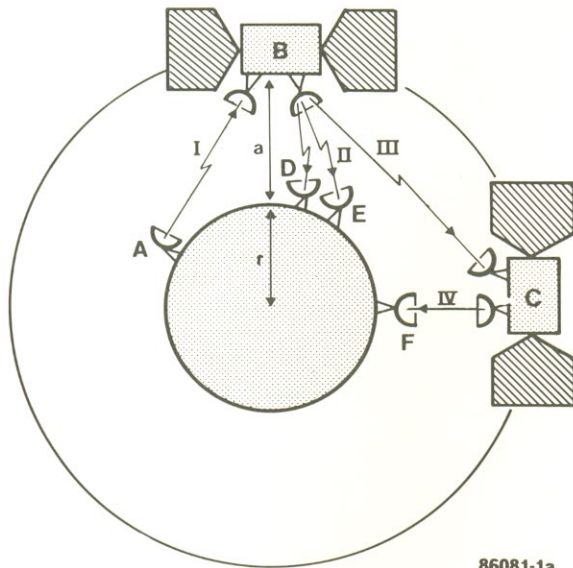
O desempenho mais eficiente desse último modelo deve-se ao "sombreamento" comparativamente menor que o LNA e seu suporte fazem sobre a parábola – um efeito que se torna mais sério à medida em que diminui o diâmetro da antena. Mas a antena *offset* apresenta ainda outra vantagem: a de ser menos curva e, portanto, menos sujeita ao acúmulo de neve nos países mais frios, especialmente se deve ficar posicionada com ângulos de elevação superiores a 35°.

O próximo elemento a ser considerado é o amplificador de baixo ruído (LNA), que às vezes forma

um só conjunto com o conversor de freqüência e passa a ser conhecido por LNB (*low noise block down converter*). Nesses casos, consiste em um dispositivo com elevado ganho de conversão e baixo ruído, encarregado de amplificar o débil sinal captado pela antena, para depois convertê-lo da faixa de GHz para uma freqüência intermediária de 70 MHz (no Brasil) ou 950 . . . 1750 MHz (na Europa), mediante um oscilador local.

Todos esses circuitos costumam empregar a recente tecnologia do arsenieto de gálio, o que lhes assegura baixo ruído (3 dB), boa estabilidade ao longo de uma gama considerável de temperaturas e ganho elevado da FI. O re-

2a

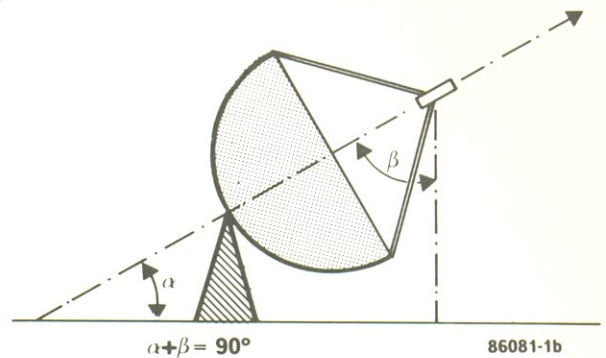


86081-1a

- A = estação transmissora para sinais de TV e dados
 B, C = satélites geoestacionários
 D, E = estações receptoras
 F = estação receptora de dados
 I = enlace transmissor (14/17 GHz; 70...95 dBW EIRP)
 II = enlace receptor (11 GHz; 40...48 dBW EIRP)
 III = enlace entre satélites (11 GHz)
 VI = enlace receptor de dados

atenção: fora de escala

b

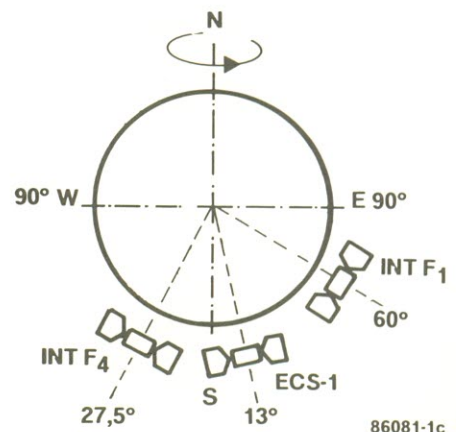


86081-1b

INT F4 = Intelsat V F-4

ECS-1 = Eutelsat I F-1

c



86081-1c

figura 2 - Dois satélites geoestacionários (a) exemplificando várias condições de comunicação com estações terrestres. Forma de apontar uma antena para um satélite (b, c), considerando o ângulo de elevação e posição orbital, em relação ao meridiano de Greenwich.

ceptor, por fim, não passa de um sintonizador de TV empregando FM, que recebe essa frequência intermediária e decodifica os canais de áudio e vídeo.

Localizando o satélite

Vamos imaginar uma estação receptora hipotética, que pode estar localizada no ponto D ou E da figura 2a, e é capaz de captar sinais enviados pelo satélite B ou C. O tempo gasto por esses satélites em uma órbita completa (T_r) pode ser calculada pela fórmula

$$T_r = 1.40818333((a/r)+1)^{3/2} \text{ [h]} \quad (1)$$

onde

"a" é a altitude do satélite acima do Equador (em km) e "r" é o raio médio da Terra, ou seja, 6371 km.

Para que o satélite permaneça em órbita geoestacionária, deve se deslocar a uma velocidade que resulte em $T_r = 24$ horas. Assim, substituindo os valores que temos na equação (1), teremos a possibilidade de calcular o "a":

$$\begin{aligned} 24 &= 1.40818333((a/r)+1)^{3/2} \\ ((a/6371)+1)^{3/2} &= 17.043236 \\ (a/6371)+1 &= 17.043236^{2/3} \\ a/6371 &= 6.6227-1 \\ a &= 35\,822 \text{ km.} \end{aligned}$$

O plano orbital geoestacionário, diga-se de passagem, já se encontra virtualmente congestionado pelos satélites de comunicação e espera-se uma ação normativa da WARC (Conferência de Rádio Administrativa Mundial), no sentido de garantir um espaçamento orbital não inferior a 0,2° (cerca de 150 km); enquanto isso, já está sendo estudada uma órbita de serviço (ou "estacionamento") para satélites defeituosos ou de reserva, cerca de 100 km mais além.

Embora as forças centrífugas e gravitacionais estejam em equilíbrio em qualquer órbita, os satélites precisam ser frequentemente reposicionados pelos centros transmissores - os quais obtêm as informações por intermédio de estações monitoradoras de telemetria. Essas correções de posicionamento são necessárias para compensar os deslocamentos do sa-

télite, devidos a flutuações no campo magnético terrestre ou possíveis colisões com matéria galáctica (meteoritos, por exemplo).

De fato, é preciso considerar que a envergadura de certos satélites ultrapassa os 15 metros, devido aos grandes sistemas de células solares que utilizam, enquanto sua velocidade orbital, em órbita síncrona, chega a

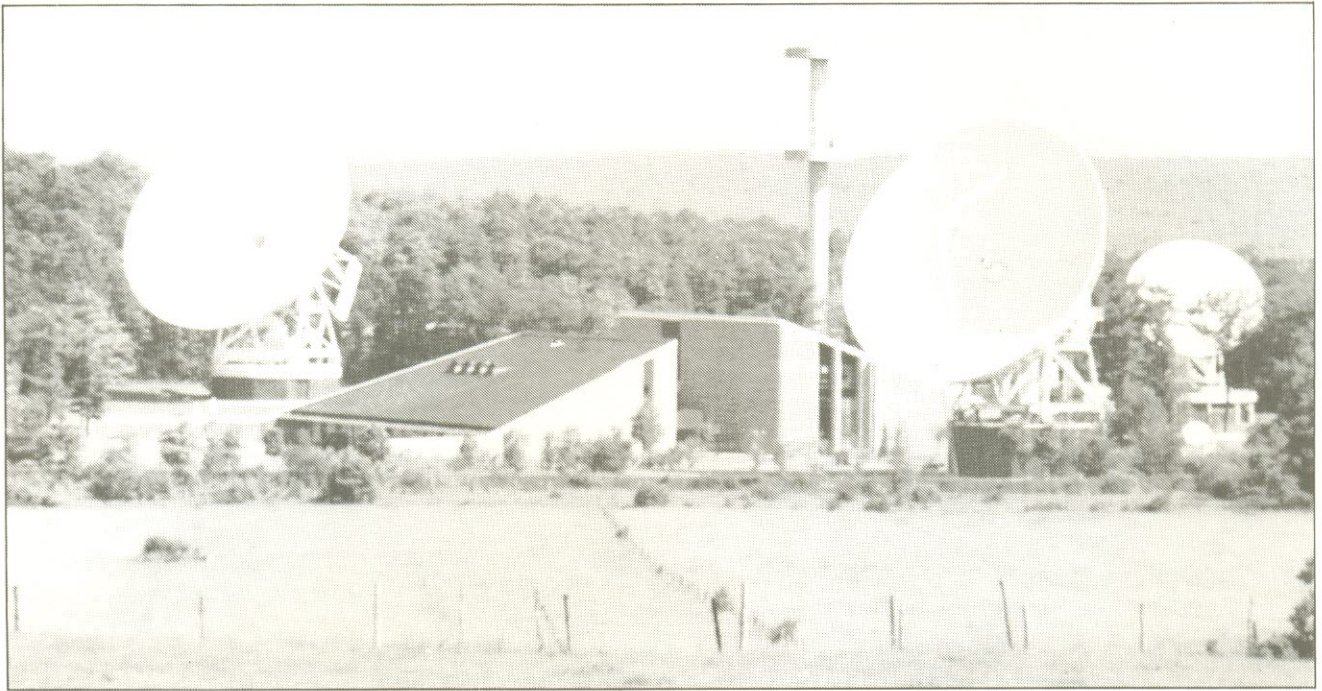
$$V_o = 631.35/\sqrt{(a/r)} \text{ [km/s]} \quad (2)$$

$$V_o = 631.35/\sqrt{(35822+6371)}$$

$$V_o = 3.07 \text{ km/s}$$

Dada uma posição orbital específica do satélite B, o ângulo de elevação da antena (veja a fig. 2b) deve ser estabelecido de acordo com a latitude do local da instalação - dentro, é claro, da área de cobertura do satélite. Como era de se esperar, o ângulo diminui à medida em que o local da instalação é deslocado para o norte.

Esse ângulo, porém, também depende da posição orbital do satélite. Caso ele esteja posicionado,



digamos, a 60° E (acima do Oceano Índico), a exemplo do Intelsat V-F1 (veja a fig. 2c), o ângulo será relativamente pequeno (cerca de 10°) na latitude de 52° N. Isto significa que a parábola deve ficar posicionada de modo a ter uma "visão" total de um ponto logo acima do horizonte. É evidente, além disso, que a distância real até o satélite geoestacionário é superior a 35.822 km nessa latitude, levando em conta a esfericidade da Terra e, ainda, que a posição orbital pode não coincidir com a longitude onde está localizado o receptor.

Existe uma relação bastante complexa entre posição orbital, longitude, azimute e ângulo de elevação; na Europa, isso deu origem a um sistema automático de rastreamento denominado "montagem polar". Uma vez corretamente ajustado, o sistema assegura o rastreamento correto do círculo polar, permitindo apontar a antena para satélites em diversas posições orbitais. Tudo isto é feito, naturalmente, através de pequenos motores instalados por trás da parábola.

Voltando agora à fig. 2a, podemos ver na legenda o termo EIRP, que é a sigla de "potência isotrópica efetivamente irradiada". Esse parâmetro é usado para especificar a potência equivalente do transmissor – que é dado pelo produto do ganho da antena (G_a) com a potência de saída do transmissor

(P_o) ou pela soma de ambos, se forem dados em decibéis. Assim sendo, a unidade do termo EIRP pode ser dB relativa a 1 W (dBW) ou a 1 mW (dBm):

$$\text{EIRP} = 10 \log_{10}(P_o \times G_a) \text{ [dBW]} \quad (3)$$

A título de exemplo, se tivermos $P_o = 20$ W e $G_a = 100$ vezes, então

$$\text{EIRP} = 10 \log_{10}(2000) = +33 \text{ dBW} \quad \text{ou}$$

$$\text{EIRP} = +13 \text{ dBW} + 20 \text{ dB} = +33 \text{ dBW} \cong +63 \text{ dBm}.$$

Como se vê, é um método bastante conveniente para se expressar níveis grandes ou pequenos de potência. Se, por exemplo, o enlace II for feito com + 45 dBW EIRP, a potência equivalente será $5 \text{ dB} + 40 \text{ dB} = 3,16 \cdot 10^4 \text{ W} = 31,6 \text{ kW}$; por outro lado, caso o enlace I seja feito com + 92 dBW EIRP, vamos ter $2 \text{ dB} + 90 \text{ dB} = 1,6 \cdot 10^9 \text{ W}$ ou 1,6 GW. O primeiro valor pode ser normalmente obtido com $P_o = 20$ W e $G_a = + 32$ db, ao passo que a enorme potência enviada ao satélite precisa ser conseguida com $P_o = 500$ W, mediante antenas com 18 metros de diâmetro, exibindo ganhos de 62

dB. A figura 3 ilustra uma típica estação de transmissão para satélites de telecomunicações.



figura 3 – Estação de transmissão para satélites de Lessive, na Bélgica (foto reproduzida por cortesia da Regie Telefonie en Telegrafie Belgium).

Tudo sobre as memórias de bolhas magnéticas

Concebidas há 20 anos, com muitas promessas, quase abandonadas no começo da década, agora aparentemente revitalizadas, essas memórias tiveram uma longa trajetória na disputa pela armazenagem em massa de dados. Podem deixar as concorrentes para trás de uma hora para outra e, por isso, fizemos sua ficha corrida, englobando operação básica, principais fabricantes e situação atual do mercado.

A exemplo de outros dois grandes inventos de nosso século — o transistor e o raio laser — as memórias de bolhas magnéticas surgiram dos Laboratórios Bell, desenvolvidas em 1966 por Andrew H. Bobeck. São formadas, basicamente, por películas magnéticas capazes de reter dados digitais através da presença ou ausência de minúsculos domínios magnéticos — os quais, devido ao seu formato, foram batizados de “bolhas”. Daí o nome “bubble memories” ou “memórias de bolhas magnéticas”.

Sua comercialização teve início em 1976 e o grande sonho dos fabricantes era fazê-las substituir, antes de tudo, os disquetes de computador; outro alvo eram as memórias RAM estáticas ou dinâmicas. No primeiro caso, o argumento baseava-se na inexistência de partes mecânicas, a maior fonte de problemas dos acionadores de discos. No segundo, havia a volatilidade das RAMs (ou seja, só retêm os dados enquanto estão sendo alimentadas adequadamente), inconveniente que as memórias de bolhas não tinham.

Em contrapartida, elas perdiam para as RAMs na velocidade de acesso e para os disquetes na capacidade de armazenagem. Como consequência disso, não tiveram o desempenho esperado no mercado e por volta de 81 esperava-se que deixassem de ser produzidas. Mais uma vez, porém, contrariaram as expectativas: mantidas por um novo grupo de fabricantes, elas continuam firmes, estão sendo aperfeiçoadas e tendem a cumprir as promessas originais.

Estrutura e operação básica

Sempre que um campo magnético de certa intensidade é aplicado perpendicularmente a uma fina

figura 1 — Estrutura básica de uma memória de bolhas magnéticas.

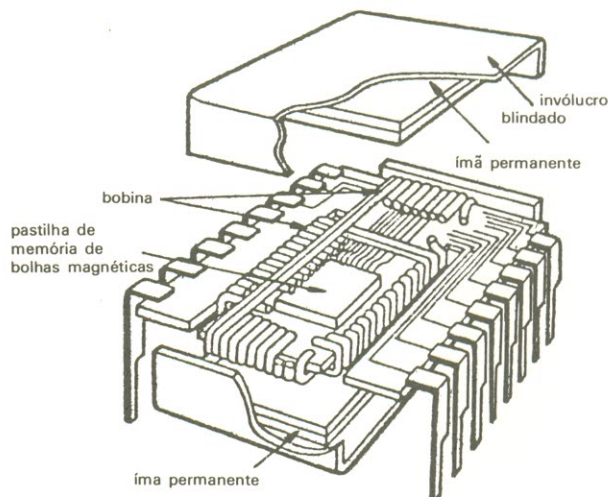
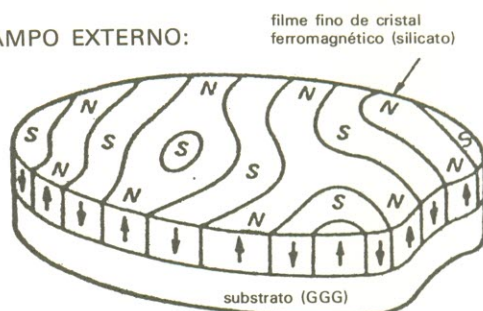
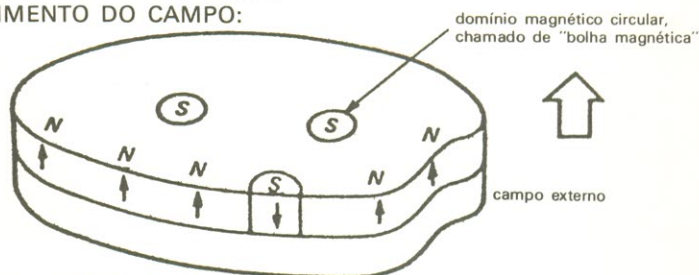


figura 2 — A geração de bolhas magnéticas.

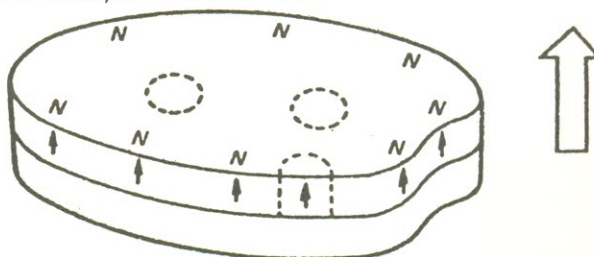
(a) SEM CAMPO EXTERNO:



(b) CRIAÇÃO DAS BOLHAS COM O FORTALECIMENTO DO CAMPO:



(c) ANIQUILAÇÃO DAS BOLHAS COM A MAIOR APLICAÇÃO DO CAMPO:



película de cristal ferromagnético, sobre ela são gerados pequenos domínios magnéticos de formato cilíndrico. São as chamadas "bolhas magnéticas", que podem ser deslocadas ao longo da película mediante variações controladas do campo magnético externo.

Esse fenômeno pode ser aproveitado na memorização de dados digitais, bastando designar com o dígito "1" (ou "0") a presença (ou ausência) de uma bolha em uma determinada posição da película; temos, assim, o princípio da memória de bolhas magnéticas.

A estrutura final de uma memória dessas, porém, é bem mais complexa, como se pode ver na figura 1. Ela consiste de uma pastilha de CI, que exerce a função memorizadora, de um ímã permanente para produzir o campo magnético, de bobinas, para variar esse campo, e de um invólucro blindado, para evitar a influência de campos magnéticos espúrios.

Para fazer a película ferromagnética, costuma-se utilizar um cristal magnético formado sobre um subs-

trato de gadolínio-gálio-silicato (GGG, na abreviatura inglesa). Essa película tem a propriedade de permitir uma fácil criação de domínios magnéticos perpendiculares à sua superfície — que no jargão físico recebe o nome de anisotropia magnética uniaxial.

Nesse material existem apenas duas condições de magnetização: de baixo para cima (com a parte superior da película na polaridade N) ou de cima para baixo (parte superior na polaridade S). Sem a presença de um campo magnético, a área superficial de domínios voltados para cima equivale à dos voltados para baixo, minimizando assim a energia magnética na película (figura 2a).

Com a aplicação crescente de um campo magnético externo (o chamado campo polarizador), dirigido de baixo para cima, tem-se um aumento no número de domínios voltados para cima e uma redução dos outros, levando a uma situação em que estes passam a ser cilíndricos (figura 2b). Com isso, dão origem a círculos na superfície da película,

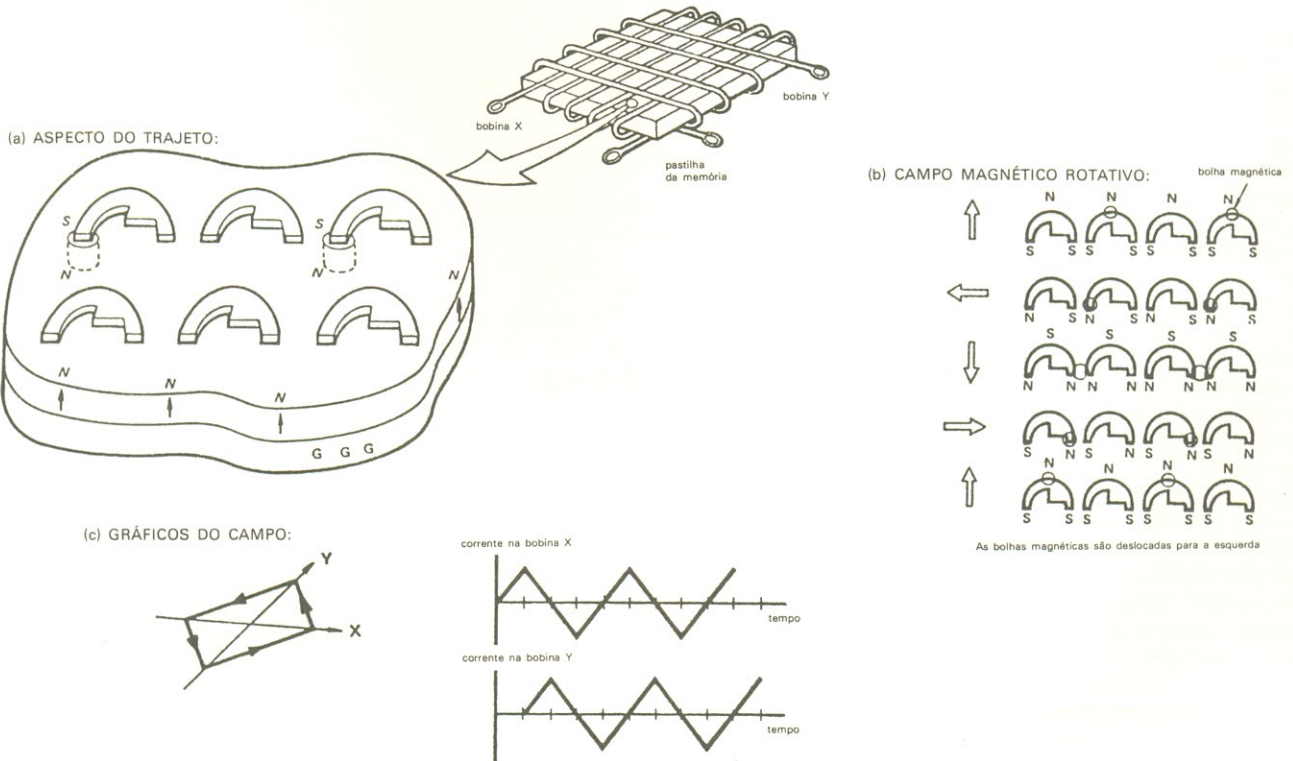
que são as bolhas magnéticas propriamente ditas. Examinando-se o material com um microscópio polarizador, é possível observar esses círculos, graças ao efeito Faraday.

Na prática, utiliza-se ímãs permanentes para gerar esse campo magnético polarizador e manter as bolhas estáveis. Uma aplicação ainda maior do campo, porém, tende a eliminar os domínios cilíndricos, mantendo apenas os que ficam voltados para cima (figura 2c). Cada bolha produzida na película tem cerca de 3 micra de diâmetro, o que permite manter 300 mil delas em uma pastilha de 10 x 10 mm — em outras palavras, um CI de memória de 256 kbits.

Manipulação das bolhas

Os domínios magnéticos podem ser deslocados ao longo da película, seguindo trajetos predeterminados, como se vê na figura 3. Para isso, a película de silicato deve receber finíssimas trilhas de material ferromagnético, como na figura 3a (o *Permalloy* é um dos materiais mais

figura 3 — Como as bolhas são deslocadas no interior da memória.



usados nessa função). Aplicando-se então um campo magnético rotativo, paralelo à superfície da película, a polaridade de cada trilha magnetizada muda de sentido no mesmo ritmo; como resultado, ocorre um deslocamento das bolhas (figura 3b).

O campo rotativo é produzido por duas bobinas perpendiculares entre si que envolvem a pastilha da memória. Ambas são alimentadas por correntes de formato triangular, mas defasadas 90° entre si — dando origem a um campo magnético de formato quadrado sobre a pastilha (figura 3c). Se por acaso o campo rotativo for removido, não haverá perigo de as bolhas desaparecerem ou mudarem de posição, pois o material da película não é volátil.

Uma vez garantidos a presença e o deslocamento das bolhas magnéticas, é preciso agora prever sua geração, a mudança de direção no seu movimento, sua duplicação e ainda sua detecção como sinais. Começemos pela figura 4a, onde uma trilha retilínea de condutor não magnético foi colocada entre as trilhas de *Permalloy* e a película de silicato.

Fazendo passar um pulso de corrente por essa trilha, no sentido da seta e com o campo magnético orientado como na figura, gera-se uma bolha, pois a trilha atua como uma bobina de uma só espira, produzindo um campo magnético em oposição ao campo polarizador e, conseqüentemente, um domínio cilíndrico.

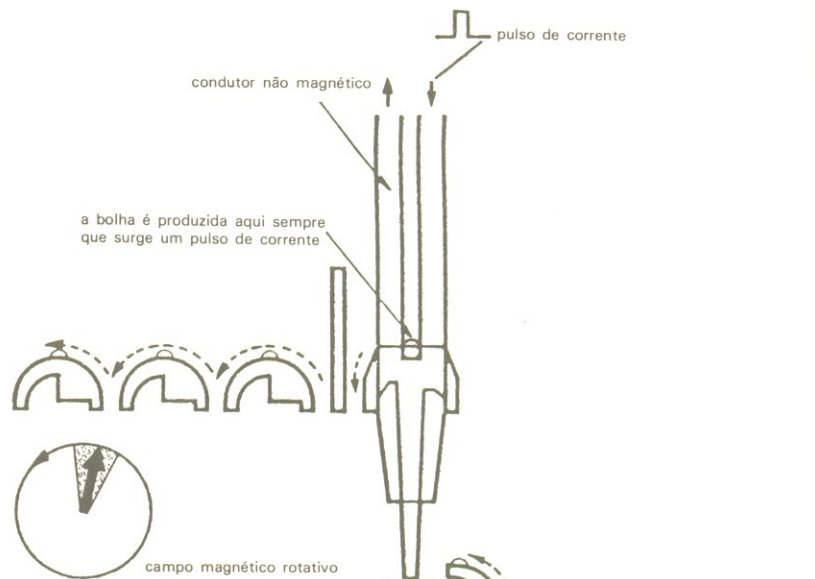
Gerada a bolha, ela é transferida para outro ponto da memória e outra pode ser produzida ao mesmo lugar. A repetição desse processo permite, então, que os dados sejam guardados na memória, bit a bit; esse arranjo, trabalhando da maneira descrita, recebe o nome de "gerador".

A mudança de direção das bolhas é executada por um sistema semelhante ao anterior, como mostra a figura 4b. Caso a trilha retilínea receba um pulso de corrente quando a direção do campo magnético rotativo encontra-se na faixa indicada pela área sombreada da figura, uma bolha magnética que esteja se aproximando pela direita é forçada a mudar de direção, seguindo para cima.

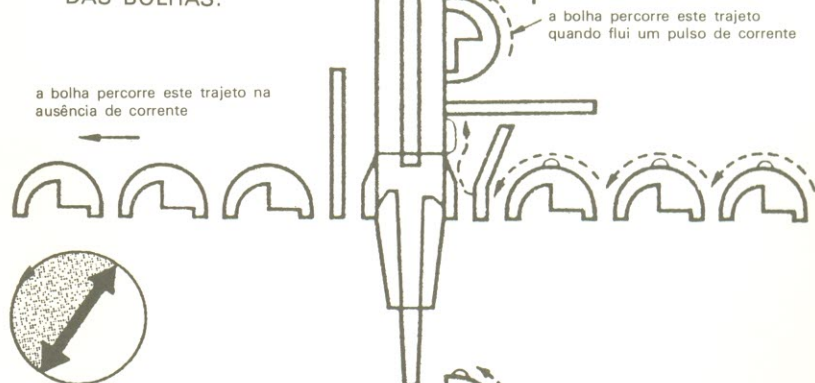
A camada de *Permalloy* colocada sobre essa grande trilha é chamada

figura 4 — Manipulação interna das bolhas: geração (a), mudança de direção (b) e duplicação (c).

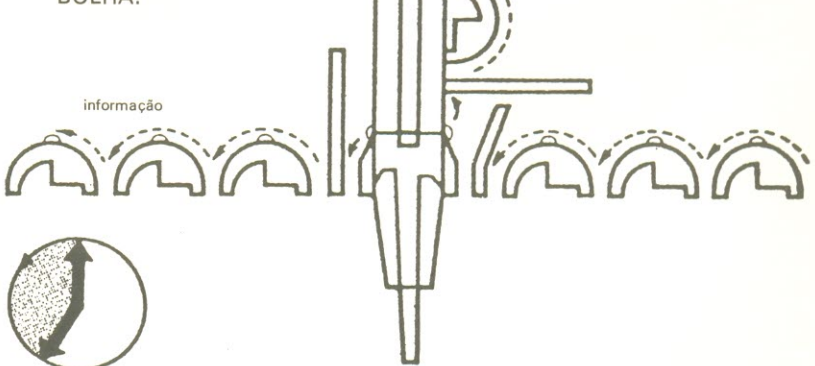
(A) GERAÇÃO DE UMA BOLHA MAGNÉTICA:



(B) MUDANÇA DE SENTIDO DAS BOLHAS:



(C) DUPLICAÇÃO DE UMA BOLHA:



de “picareta”. Sempre que uma bolha está localizada à direita da “picareta”, ao mesmo tempo em que um pulso de corrente atravessa a trilha no sentido da seta, o campo magnético resultante dessa corrente impede que a bolha prossiga em seu deslocamento para a esquerda. Ela é então transferida para a primeira trilha de *Permalloy* disponível na outra direção, sob a ação do campo magnético rotativo.

O eliminador ou aniquilador, que remove bolhas da área de armazenagem e apaga informações, emprega um processo similar a esse. Ele é também utilizado pelas funções de transferência e permuta, que serão descritas mais adiante.

Adotando mais uma vez o mesmo arranjo, pode-se também copiar ou duplicar bolhas magnéticas (figura 4c). Vê-se que a bolha, ao se aproximar pela direita, ganha um formato alongado no alto da “picareta”; assim que um pulso de corrente atravessa a grande trilha no sentido da seta, a bolha é dividida ao meio — desde, é claro, que o campo magnético rotativo esteja em uma das direções da área sombreada.

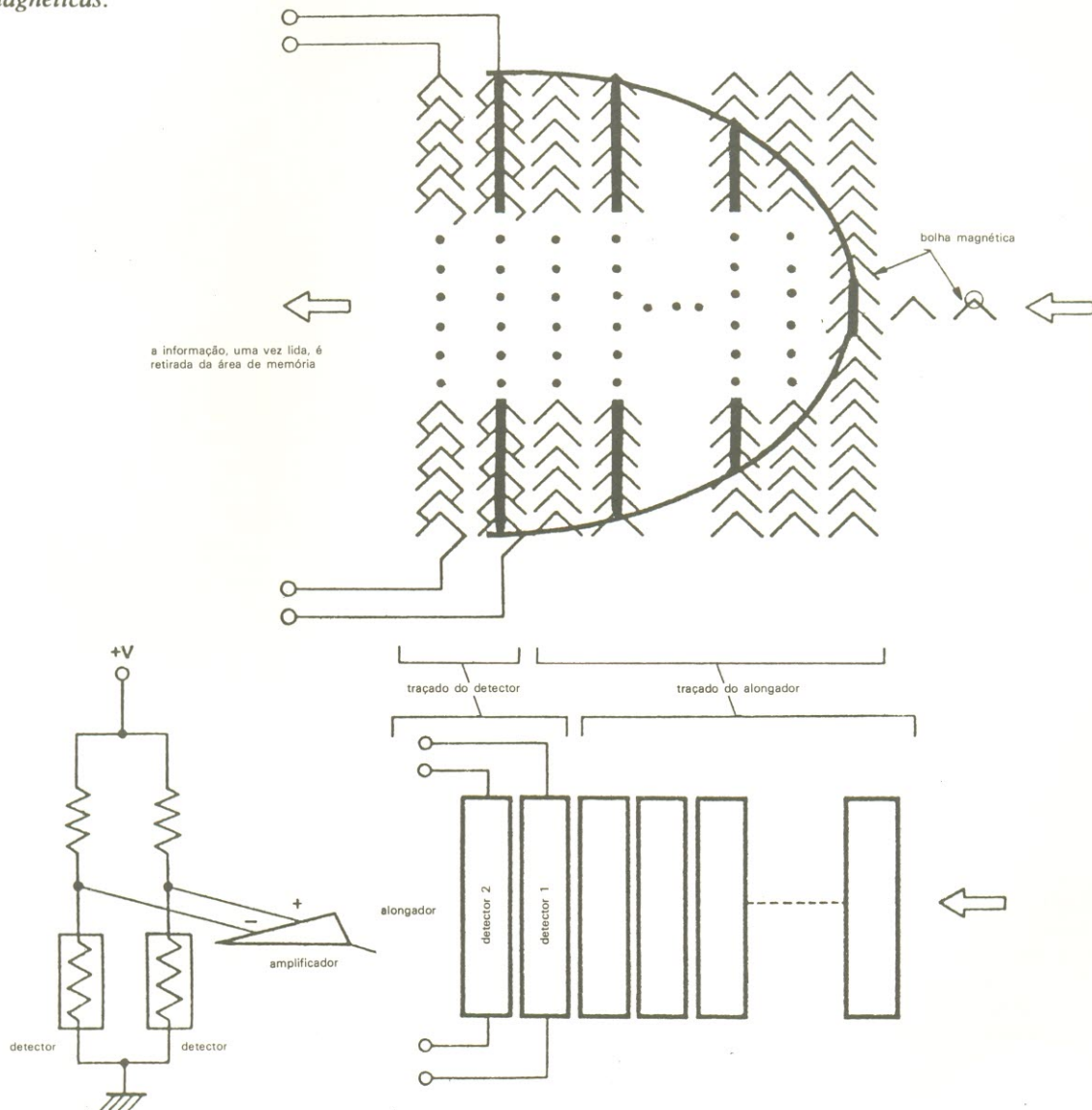
Uma das metades é transferida para cima, enquanto a outra continua sendo deslocada segundo a direção original. Atuando dessa forma, o arranjo é chamado de “duplicador” e possibilita leituras não destrutivas, já que metade de cada

bolha é lida e a outra, devolvida à área de armazenagem.

Resta saber apenas como detectar as bolhas magnéticas, para que possam ser usadas como dados que são. As memórias *bubble* exploram, para isso, o chamado “efeito magnetorresistivo” — que é o fenômeno segundo o qual um material magnético tem sua resistência elétrica alterada quando submetido a um campo magnético.

Como a resistência elétrica do material varia à medida que as bolhas tornam-se maiores, usa-se o artifício de alongá-las na hora da detecção. Para isso, costuma-se utilizar um arranjo conhecido por “alongador”, como o da figura 5a;

figura 5 — Princípio da detecção de bolhas magnéticas.



cada vez que a bolha avança um bit, nesse caso, ela é também alongada na direção perpendicular à do avanço. Por fim, a bolha, já adequadamente "esticada", é obrigada a passar sob um sistema detector.

Organização da memória

As memórias de bolhas magnéticas podem ser organizadas internamente de acordo com dois sistemas principais: por laços em série ou por laços maiores e menores. Este, por sua vez, é subdividido entre três processos distintos, conforme o método de tratamento interno de informações: transferência por porta, transferência por duplicador de blocos e permuta por duplicador de blocos. No laço, o gerador, o detector e o transferidor recebem o nome de "portas de funções".

As memórias de laços seriais possuem menos portas de funções e podem atuar como registradores de um só laço; podem, assim, ser mais facilmente controlados. As memórias de laços grandes e pequenos, por outro lado, permitem um acesso mais rápido e incluem alguma redundância, prevenindo a ocorrência de defeitos em um certo número de laços menores (que ficam impedidos, portanto, de atuar como memória); são adequadas, também, para a armazenagem de grande capacidade.

A organização serial pode ser vista na figura 6. As bolhas magnéticas vindas do gerador, sujeitas ao efeito do campo rotativo, circulam em série por uma única rota de transferência. Ao chegar no duplicador, são divididas em duas partes iguais, uma para ser lida pelo detector e outra para ser apagada pelo aniquilador e ser substituída por novos dados ou, então, prosseguir circulando pela rota de transferência.

Esse tipo de sistema, como é óbvio, exibe tempos de acesso muito longos, já que para ler os dados é preciso fazer as bolhas percorrerem um longo trajeto até o detector. Além disso, como há um único laço contínuo, mesmo um pequeno defeito pode inutilizar todo o CI. Ele tem utilidade, no entanto, na programação de memórias e como registrador de dados, pois pode ser controlado por circuitos de interface bastante simples.

Já a organização por laços maiores e menores tem o aspecto

figura 6 – Organização por laços seriais.

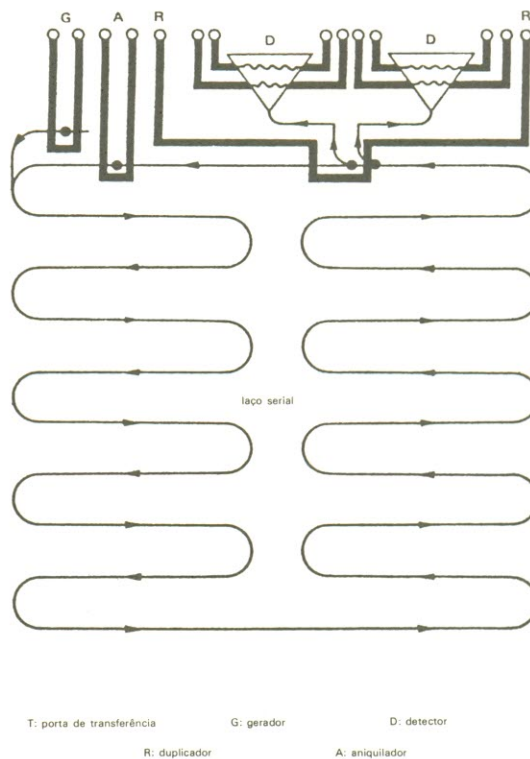
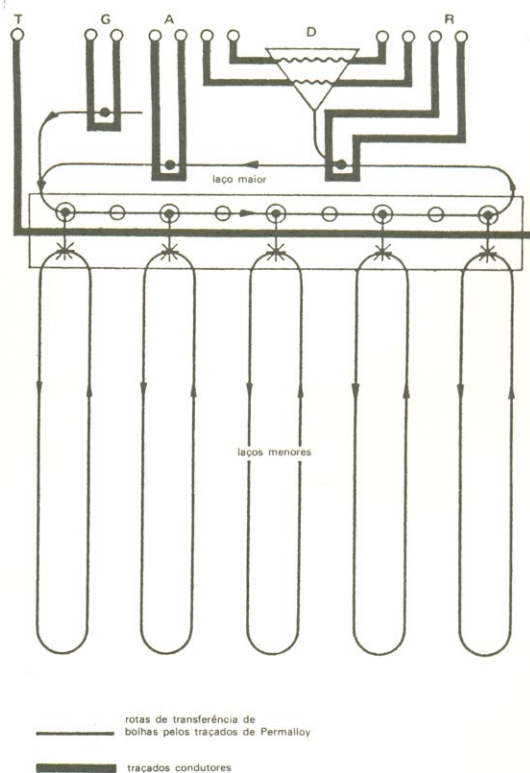


figura 7(a) Organização por laços maiores e menores: porta de transferência.



da figura 7. Ela consiste de um laço maior, para a gravação e leitura de informações, e vários laços menores, servindo principalmente para a estocagem de informações. Estes ficam ligados a posições alternadas de bits do laço maior e a informação também é disposta, no laço maior, na modalidade bit sim, bit não. Assim sendo, a taxa de leitura e gravação de bits será de 50 kbits, por exemplo, se na excitação for utilizada a frequência de 100 kHz.

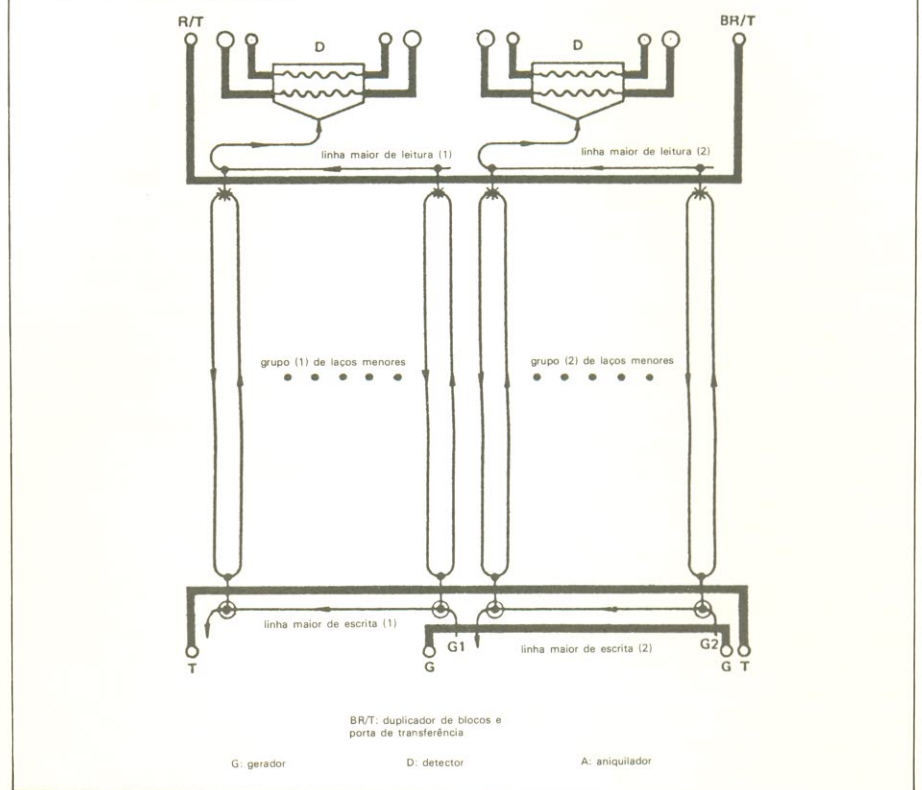
Na figura 7a temos o sistema de transferência por portas. Para se efetuar gravações de novos dados no mesmo, os velhos dados, já inúteis, são deslocados até as saídas dos laços menores (assinaladas por asteriscos na figura) e transferidos para o laço maior de uma só vez, numa operação denominada "transferência de saída". A informação é então apagada em sucessão no aniquilador (A) e substituída por novos dados no gerador (G).

Assim que a informação recém-gravada alcança as entradas dos laços menores (assinaladas por \odot na figura), é transferida de uma só vez para os mesmos, numa operação chamada de "transferência de entrada". A temporização é rigorosamente controlada, de forma que os novos dados sejam acomodados nos pontos antes ocupados pelos dados velhos.

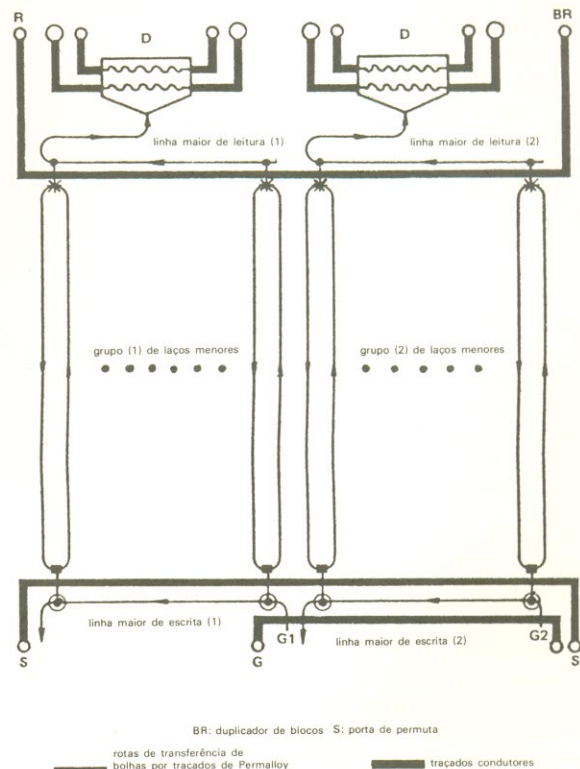
O processo de leitura segue quase o mesmo padrão: a informação a ser lida é deslocada até as saídas dos laços menores e então transferida para o laço maior, através da porta de transferência (T). Em seguida, ela é duplicada no estágio correspondente (R) e lida no detector (D); a cópia remanescente no laço maior é por fim reposicionada nos laços menores, novamente através de (T).

A figura 7b nos mostra a estrutura básica do sistema de transferência de dados por duplicação de blocos. Para gravar informações, os velhos dados existentes nos laços menores são levados às saídas e passados às linhas maiores de leitura, por meio da porta de transferência (R/T). São depois levados até os detectores, onde são removidos da área de memória e apagados. Os geradores (G1 e G2) encarregam-se de gravar as novas informações com o conteúdo das duas linhas maiores de escrita.

(b) duplicador de blocos



(c) e sistema de permuta



No processo de leitura acontece quase a mesma coisa, exceto pelo fato de que os dados não são apagados e sim reproduzidos na porta duplicadora de blocos (BR); a cópia enviada às linhas maiores de leitura é lida nos detectores, ao passo que o original é mantido nos laços menores. Ao contrário do que ocorre no método da porta de transferência, porém, este sistema duplica antes os dados para depois enviá-los às linhas maiores.

A divisão dos laços menores em dois grupos tem uma série de vantagens. Entre elas, a da taxa de transferência de bits ser igual à frequência de excitação; assim, por exemplo, os bits ímpares podem ser carregados da primeira linha maior de escrita para o grupo 1, enquanto os pares vão da segunda linha maior de escrita para o grupo 2. No caso do exemplo dado anteriormente, portanto, a taxa de transferência de dados seria de 100 kbits para uma frequência de excitação de 100 kHz.

Faltou falar apenas do sistema de permuta pelo duplicador de blocos, que está representado na figura 7c. Para se fazer a gravação, os velhos dados são levados até as saídas dos laços menores (representadas por quadrados pretos na figura). Quanto aos dados novos, são carregados quase da mesma forma vista no sistema anterior, sendo alinhados nas entradas dos mesmos laços. A temporização é feita de modo que os dados velhos e novos fiquem cara a cara ao longo da porta de permuta (S), que realiza a troca simultânea de uns pelos outros.

A nova informação é conduzida aos laços menores, enquanto a velha vai às linhas maiores de escrita, para ser apagada. A leitura ocorre de forma semelhante à do sistema de transferência por blocos, mas, ao contrário deste, o sistema de permuta por blocos dispensa a necessidade de se apagar os velhos dados para se gravar novas informações.

Circuitos periféricos

Existe, como era de se esperar, todo um aparato para fazer as memórias de bolhas funcionarem adequadamente, que é normalmente dividido entre circuitos periféricos diretos e indiretos. Os primeiros são assim chamados pelo fato de estarem diretamente ligados às memórias; são eles:

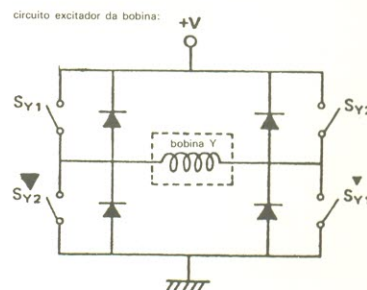
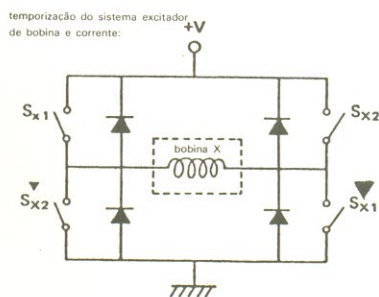
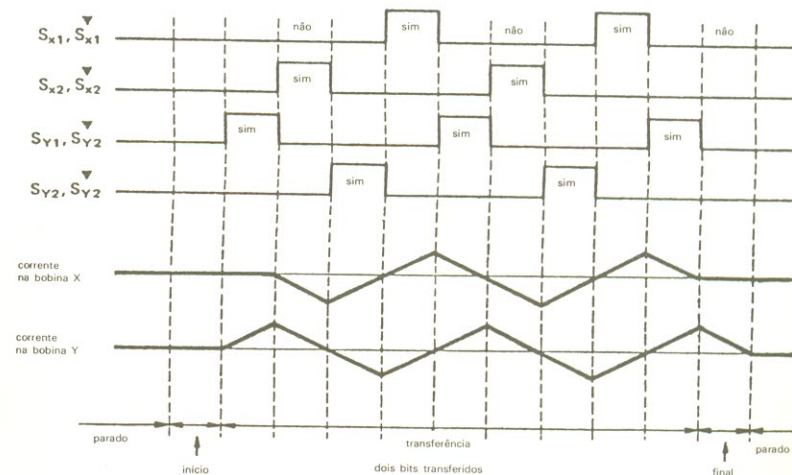
– *Excitador das bobinas*: é o que dá vida ao sistema, pois fornece duas correntes com forma de onda triangular às bobinas (com uma defasagem de 90° entre elas), dando origem ao campo magnético rotativo (veja a figura 8);

– *Acionador de funções*: fornece os pulsos de corrente às portas funcionais, incluindo aniquilador, gerador, duplicador, transferidor e permutadores; consiste, basicamente, de uma fonte de corrente constante;

– *Amplificador sensor*: tem a função de amplificar os sinais obtidos a partir das bolhas e de torná-los compatíveis com os níveis lógicos do computador.

Os circuitos que controlam os periféricos diretos, a fim de assegurar uma correta operação de todo o sistema, são os periféricos indiretos. Aí estão incluídos os circuitos de temporização e controle, encarregados de comandar os tempos dos sinais aplicados às bobinas, dos pulsos de corrente e da correspondência com os endereços de memória. Eles incluem ainda um circuito de interface, que acopla tudo isso ao barramento do microprocessador. A figura 9 mostra um diagrama de blocos contendo todos os circuitos citados, com as interligações necessárias.

figura 8 – Operação do circuito excitador das bobinas.



Idas e vindas

A primeira memória de bolhas magnéticas surgiu no mercado em 1976, lançada pela *Texas Instruments*; era um dispositivo de apenas 92 kbits, de configuração estranha, logo seguido por outro de 254 kb. Apesar dos grandes planos traçados na época para esses componentes, a prática revelou mais uma vez ser diferente das previsões: por um lado, as RAMs dinâmicas, mais rápidas, tiveram seus preços bastante reduzidos em poucos anos; pelo outro, a tecnologia dos discos magnéticos sofreu grandes aperfeiçoamentos, resultando em sistemas como os *micro-Winchesters*, por exemplo.

Assim, ao invés do mercado de bilhões de dólares previsto para meados desta década, as memórias de bolhas demonstraram ser um produto de um pequeno segmento, acuado pelos dois extremos. Resultado: em 1981, o ano crítico para essas memórias, saíram sucessivamente do mercado a *Rockwell International*, a pioneira *Texas* e a *National Semiconductor*. Foi um golpe severo, embora não tenham deixado de ser produzidas, pois quatro outras empresas continuaram bancando o jogo: *Intel* e *Motorola*, no Estados Unidos, e *Fujitsu* e *Hitachi*, no Japão.

Com o mercado reduzido compulsoriamente às suas devidas proporções, os investimentos e pesquisas nessa área prosseguiram, visando agora clientes bem específicos, tais como forças armadas, agências espaciais e outros que necessitem de memórias robustas, não voláteis e de grande capacidade. A *Fujitsu*, porém, investiu mais pesadamente e já lançou até mesmo computadores contendo esse tipo de memória. A *IBM* também comercializa cartões de memórias de bolhas para certas aplicações de computadores pessoais, com capacidade de 256 e 512 kbytes.

Quando às pesquisas, o último grande aperfeiçoamento de que temos notícia ocorreu em fins de 1984, quando os fabricantes e o LETI (Laboratório de Eletrônica e de Tecnologia da Informática), na França, estavam prestes a substituir as trilhas convencionais de *Permalloy* por outras implantadas ionicamente. Como vantagem, esse novo processo oferecia maior densidade de armazenagem, maior con-

fiabilidade e menos dificuldades na fotolitografia. Ele possibilitou, além disso, a passagem direta das memórias de 4 Mbits para as de 16 Mb.

Referências

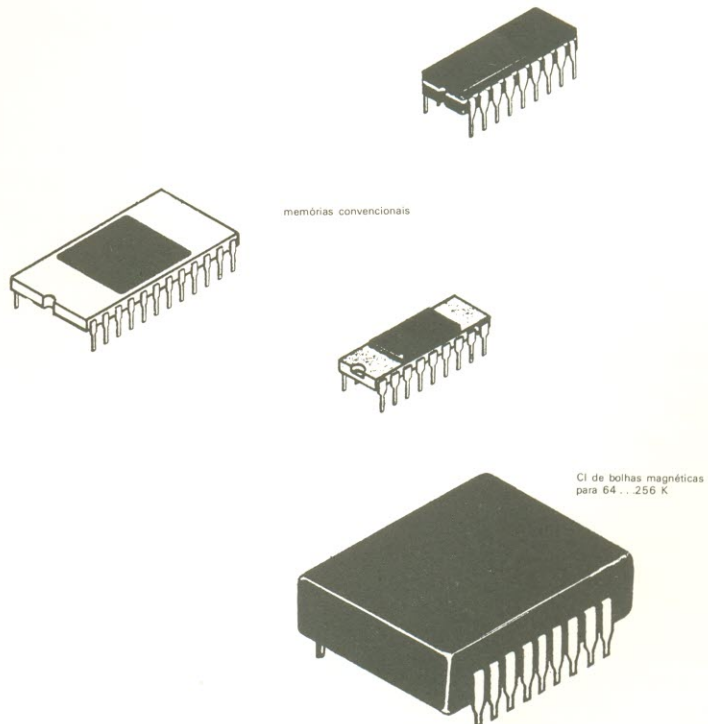
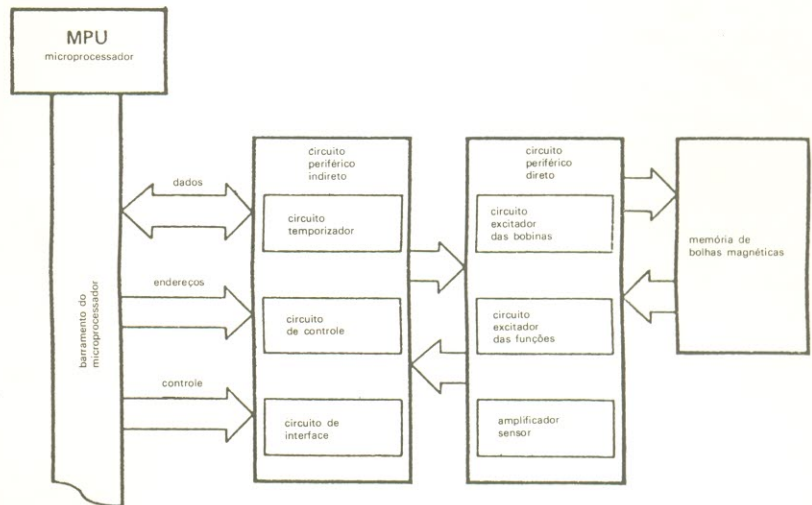
1. *Bubble Memory Basics*, Fujitsu America, 1979.

2. *The Magnetic Bubble Memory Boom*, What's Happening in Electronics, vol. 6, nº 7, julho de 1984.

3. *Electronics*, 16 junho 1981.

4. *Electronics*, 26 novembro 1984.

figura 9 – Diagrama de blocos de um banco de memórias de bolhas magnéticas usado em um computador.

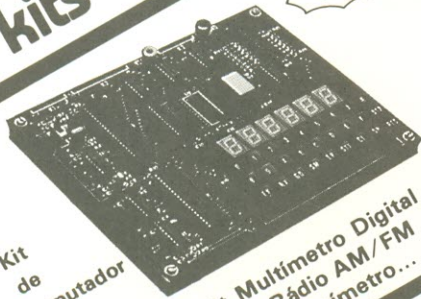


Cursos técnicos!

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

EK-10

OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

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

indicar o curso desejado

Nome _____ nº _____
Endereço _____
Bairro _____
Cidade _____ Estado _____
CEP _____

ESTE ESPAÇO PODERIA SER OCUPADO PELA SUA EMPRESA

PUBLICIDADE
fone: 227-3277

A SOLUÇÃO É ... AMPLISON

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

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

ACABAMOS DE RECEBER!

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	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

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

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

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz\$ 100,00 (VARIG: Cz\$ 500,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz\$ 10,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

SOLICITE CATÁLOGO

LITEC

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

Data EX

DATATRONIX COMPONENTES ELETRÔNICOS M.G. LTDA.

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

Produtos com
tecnologia



REPRESENTANTE:

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

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



3359

POTENCIÔMETRO
DE PRECISÃO

MC

Optoeletrônica

M.C. MICRO CIRCUITOS LTDA.

Vendas

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

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

LIVROS PETIT

CIRCUITOS DE MICROS

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

VÍDEO-CASSETE - TEORIA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA

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

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO MÍNIMO

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

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

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

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

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

ELETRÔNICA DIGITAL

- Teoria e Aplicação Cz\$ 114,00

APRENDENDO ELETRÔNICA

. Cz\$ 120,00

ELETRÔNICA BÁSICA

- Teoria e Prática Cz\$ 62,00

TELEVISÃO

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

TV-CORES E PRETO E BRANCO - CONsertos

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

RÁDIO - Teoria e Consertos

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

SILK-SCREEN - P/Eletrônica, camiseta,

chaveiros, adesivos, etc Cz\$ 82,00

AUTOMÓVEIS - Guia de Manutenção Cz\$ 78,00

FOTOGRAFIA CZ\$ 35,00

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

Atendemos pelo reembolso postal, com despesas postais por conta do cliente, pedidos mínimos de Cz\$ 120,00. Solicitamos aos nossos clientes citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 - AG. CENTRAL

01051 - SÃO PAULO - SP

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

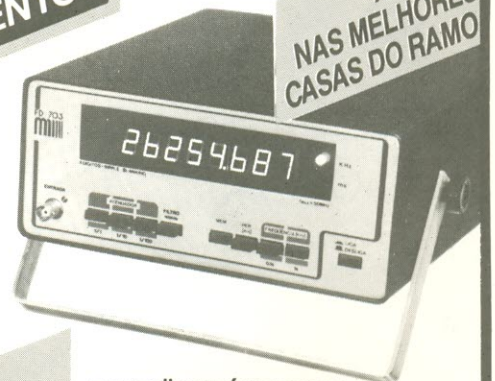
CEP 01317 - Fone: (011) 36-7597

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA
NAS MELHORES
CASAS DO RAMO



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

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

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:

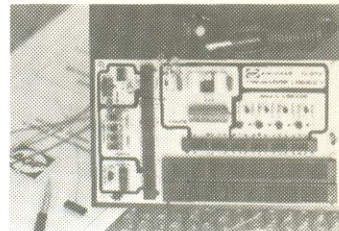
EK10

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

TREINADOR LÓGICO

AGF TL070

NOVO
AGOSTO/86



O SUPER MINI LABORATÓRIO ELETRÔNICO

VERSATILIDADE, TÉCNICA E CONFIABILIDADE — Os requisitos para o mais simples e completo Laboratório para experiências Analógicas e Digitais. Disponível com Fonte regulada, Gerador de onda quadrada, Medidores de níveis lógicos, Chaves de programação e Chave debounce. Através de 'P Boards' de excelente qualidade, possibilita montagens experimentais com os mais variados componentes eletrônicos. Admite circuitos para expansão. Utiliza fios rígidos de bitola ϕ 22 a 30 **AWG** para as conexões de montagem. Fornecido com Manual de Operação completo e experiências de técnicas digitais. Indispensável em Laboratórios Escolares; Braço direito do futuro profissional eletrônico. Solicite informações completas.

AGF SISTEMAS ELETRÔNICOS

— Desde 1980 produzindo equipamentos de Sinalização, Medição e Controle. Principais produtos em linha: Placar Eletrônico para jogos de quadra, Controles para máquinas têxteis, Retificadores para galvanoplastia, Fontes de Alimentação. — Nacionalização de Equipamentos Eletrônicos Especiais.

AGF SISTEMAS ELETRÔNICOS LTDA — AV. AUTOMÓVEL CLUBE, 5. 639 — CEP 21370, RIO DE JANEIRO — RJ, Cx. Postal 47013 (CEP 21220) — Telefone (021) 391-7529

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.

mini anúncios

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

— Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;

— Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;

— Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de contatos entre leitores, confecção artesanal de circuitos e placas impressas e compra, troca ou venda de material eletro-eletrônico e publicações;

— A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;

— Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

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

Vendo analisador reativador de TRCs Instek mod. IT1430 (novo) e um gerador de áudio caseiro, 10 Hz a 100 kHz, ondas senoidais e quadradas — Cz\$ 6.000,00 — Paganucci; R. Pedro Martini, 405, Araraquara, SP, CEP 14800; fone (0162) 36-9643.

Confecciono e testo circuitos eletrônicos, desde o lay-out até a montagem — Giovanni; R. Carlito, 846, S. Paulo, CEP 03378; fone 910-4244.

Gravo, duplico e apago EPROMs; linha Apple, TK e impressora Grafix p entrega imediata; grav programas individuais partir de disquete — Antonio H. de Sousa; Av. Sergipe, 285, João Pessoa, PB, CEP 58000; fone (083) 224-7200, ramal 2465, ou (083) 224-7680 (recados).

MULTÍMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

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

MIC 2200 A

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

MIC 6600 C

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

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM

ELETRÔNICA LTDA.

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

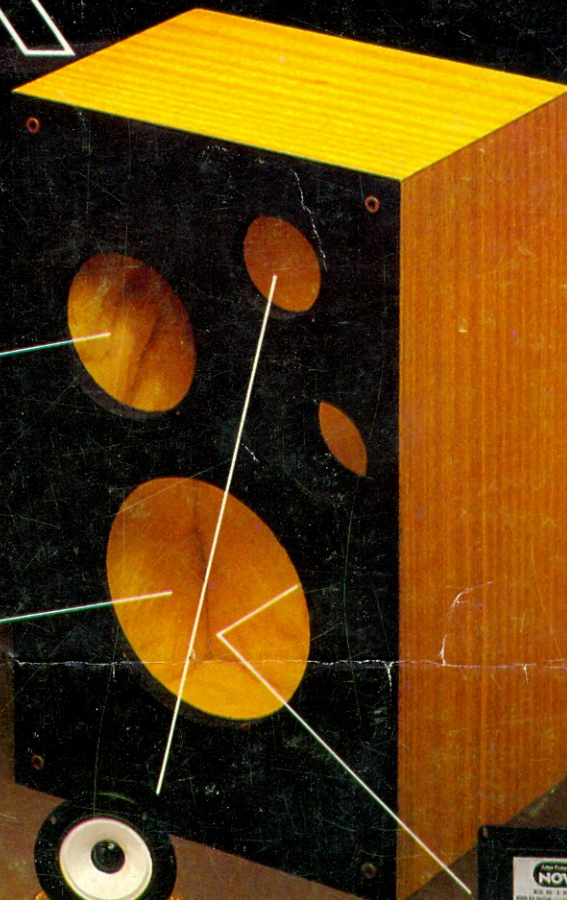
SOM EM ALTA FIDELIDADE

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.



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.

WOOFERS

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

TWEETERS

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

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

SISTEMAS D.O.S.

DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

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

GRÁTIS!!

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

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

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes
NOVIK

